

А.И. Белоус, В.А. Солодуха, С.В. Шведов

*ОАО «Интеграл» управляющая компания холдинга «Интеграл»,
г. Минск*

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ КОНТРОЛЯ БЕЗОПАСНОСТИ В МИКРОЭЛЕКТРОНИКЕ

Аннотация

Если проблемы обеспечения информационной безопасности и кибербезопасности специалистам достаточно хорошо известны, то проблема обеспечения контроля безопасности в микроэлектронике для отечественных разработчиков - проблема новая. В докладе рассмотрены основные пути решения этой проблемы за рубежом, а именно: концепции, средства и методы обеспечения безопасности каналов поставок импортной ЭКБ для комплектации радиоэлектронных систем ответственного назначения.

Проблема обеспечения безопасности в микроэлектронике при использовании импортного ЭКБ - это проблема новая и пока на страницах отечественной научно-технической печати она, за редким исключением, не обсуждается.

За рубежом эта проблема активно начала обсуждаться в открытой научно-технической печати более 20-ти лет назад. Интерес зарубежных исследователей и особенно военных специалистов к этой проблеме был обусловлен следующими *объективными факторами*:

1. Экономическими причинами и следствиями глобализации мировой полупроводниковой индустрии, процессами слияний и поглощений полупроводниковых фирм.
2. Процессом переноса полупроводниковых производств из высокоразвитых индустриальных стран (США, Англия, страны НАТО) в развивающиеся страны Юго-Восточной Азии (ЮВА) (Китай, Тайвань, Южная Корея, Япония).
3. Результатами теоретических и экспериментальных исследований феномена появления проблем аппаратных троянов в микросхемах.
4. Эволюционным изменением парадигмы проектирования (разработки) микросхем.
5. Появлением нового вида оружия - информационно-технического оружия (за рубежом принят термин «кибероружие»), существенно расширяющего возможности и снимающего существенные ограничения «классического» современного оружия (атомного, биологического, СВЧ оружия, климатического, сейсмического и др. видов оружия).

Зарубежными исследователями было показано, что в любую микросхему без ведома разработчика можно внедрить *аппаратный троян* практически на любой стадии маршрута - от этапа проектирования до изготовления. Этот троян может по команде своего «хозяина» выполнять самые различные несанкционированные функции - изменять режимы функционирования, передавать по сторонним (неконтролируемым) каналам любую внутреннюю (секретную) информацию, изменять электрические режимы работы микросхемы, вплоть до ее разрушения (отказа) по внешнему сигналу «злоумышленника».

В отличие от обычных для отечественных разработчиков микросхем стандартных требований, кроме описания требуемых от микросхемы функций, временных диаграмм протокольного обмена, требуемого быстродействия, рабочей частоты, максимальной величины потребляемой мощности, уровней стойкости к ионизирующим излучениям, помехам по входам и цепям питания, устойчивости к разрядам статического электричества, надёжностным характеристикам (безотказность, наработка на отказ, срок активного функционирования в космосе и т.п.) зарубежный разработчик сегодня получает от Заказчика *стандартный дополнительный «пункт»*. Этот достаточно объёмный «пункт» (раздел ТЗ) обычно называется: «Методы, средства и порядок применения технологии контроля безопасности разрабатываемой микросхемы».

Детальный анализ поистине огромных возможностей и столь же очевидных ограничений всех существующих сегодня видов «классических» вооружений (атомного, биологического, космического, СВЧ-оружия нелетального и летального действия) и пока таких «экзотических» видов оружия, как климатическое, сейсмическое, психологическое, нейронное и т.д., приводит к очевидному выводу, что их реальное применение на Земле будет не что иное, как достаточно изошрёпный «способ самоубийства». Именно поэтому в недрах военных ведомств так называемых «индустриально развитых» стран и появилась идея разработки совершенно нового вида оружия, по замыслу его идеологов применение которого позволит реально «победить и выжить» нападающей стороне. Это и есть так называемое *научно-техническое оружие*, или «кибероружие», как называют его западные журналисты.

«Технической платформой» этого нового вида оружия являются *программные и аппаратные трояны*, которые несанкционированно от владельцев, внедряясь в соответствии со злой волей «хозяина» в современные информационно-коммуникационные системы, системы телекоммуникаций, системы противоракетной обороны, системы энерго- и жизнеобеспечения мегаполисов и т.п., способны не только организовывать передачу «хозяину» секретной информации, но и полностью «перехватывать» управление этими объектами, вплоть до приведения их в полностью неработоспособное состояние.

В основе функционирования *системы контроля безопасности микроэлектронных изделий* лежит так называемый принцип «золотой пятерки безопасности».

Литература:

[1]. Белоус А.И., Солодуха В.А., Шведов С.В. «Программные и аппаратные трояны - способы внедрения и методы противодействия». Первая техническая энциклопедия./ Под общ. Ред. Белоуса А.И. В 2-х книгах// М.: Техносфера, 2018.-698+630 с.

[2]. Отчет исследования российского рынка электронных компонентов / Информационно-аналитический Центр Современной Электроники// ООО «СОВЭЛ», 2018. - 138 с.

Нелинейные измерения и моделирование импульсов в основной полосе частот: возможности и приложения

Семёнов Е. В.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
Ленина просп., 40, Томск, 634050, Россия
edwardsemyonov@narod.ru

Аннотация: Кратко дано определение нелинейности. Рассмотрен универсальный подход к построению нелинейно-инерционных моделей объектов для произвольных сигналов. Приведен обзор методов селекции нелинейной составляющей отклика нелинейно-инерционных объектов на сигналы со сплошным спектром. Рассмотрены основные прикладные направления в области нелинейных импульсных измерений и моделирования.

1. Определение нелинейной системы

Наиболее функциональным определением линейной системы является соответствие уравнению

$$\mathbf{u} = \mathbf{A}\mathbf{x}, \quad (1)$$

в котором вектора $\mathbf{u}$ и $\mathbf{x}$ понимаются не как многомерные объекты, а как совокупность отсчетов входного $\mathbf{x}$ и выходного $\mathbf{u}$ сигналов во времени. В радиотехнике под матрицей $\mathbf{A}$ обычно понимают тёпллицевую матрицу, в которой каждая следующая строка представляет собой сдвиг предыдущей. Такое определение дает эквивалентную схему линейной системы в виде линейного трансверсального фильтра.

Из (1) следует и общее негативное определение нелинейных систем: к таковым относятся системы, которые нельзя с удовлетворительной погрешностью описать соотношением (1). Кроме того, определение (1) позволяет просто перейти к позитивным определениям (моделям) нелинейных систем.

2. Универсальный подход к синтезу нелинейно-инерционных моделей

Если заменить линейные слагаемые в системе уравнений (1) функциями общего вида, то приходим к универсальной модели нелинейной системы в виде нелинейного трансверсального фильтра [1]:

$$u_i = \sum_{j=1}^N a_{i,j}(x_j), \quad i = 1 \dots N.$$

Данную модель можно обобщить и далее, если усмотреть в ней разделение инерции и нелинейности, которое присутствует в любой нелинейно-инерционной модели. В текущий момент времени должна быть приведена информация о форме входного сигнала в прошедшие моменты времени и, возможно, в будущие. Это может быть сделано либо при помощи линии задержки с отводами (трансверсальный фильтр), либо с помощью набора операций дифференцирования и интегрирования. В любом случае получаем нелинейно-инерционную модель в виде соединения линейного инерционного многополюсника (один вход – несколько выходов) и нелинейного безынерционного многополюсника (несколько входов – один выход) [2]. На рис. 1 приведен пример интерпретации модели диода в этом ключе.

3. Методы селекции нелинейной составляющей отклика объектов

При сплошном спектре сигналов наблюдение комбинационных составляющих и гармоник невозможно. Существующие методы селекции нелинейного отклика при этом сводятся к двум подходам:

- 1) в спектре тестового сигнала подавляются спектральные составляющие в более или менее широкой области (в пределе формируется локальный нуль спектра [3], рис. 2, кривая 1);
- 2) используются как минимум два тестовых сигнала разной формы или амплитуды с последующим формированием взвешенной разности откликов на эти сигналы [4]. Эта разность обладает тем свойством, что ее отличие от нуля указывает на нелинейность преобразования сигналов.

Использование таких методов селекции нелинейного отклика позволяет оценивать нелинейность различных объектов по отношению к короткоимпульсным сигналам, а также сигналам сложной формы, например по отношению к отрывкам реальных сигналов в системах связи.

4. Основные прикладные направления

Синтез нелинейно-инерционных моделей для импульсных воздействий. SPICE-модели диодов и транзисторов являются квазистатическими и дают большую погрешность при импульсных

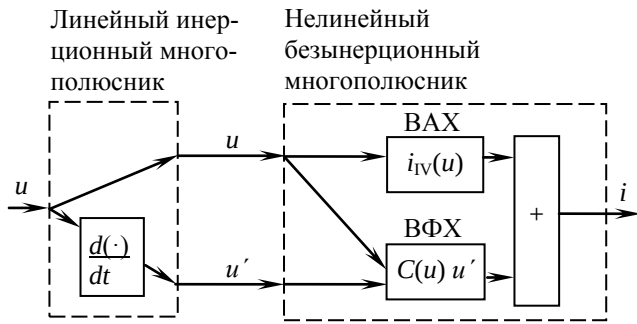


Рис. 1. Нелинейно-инерционная модель диода, представленная в терминах теории расщепления сигналов [2].

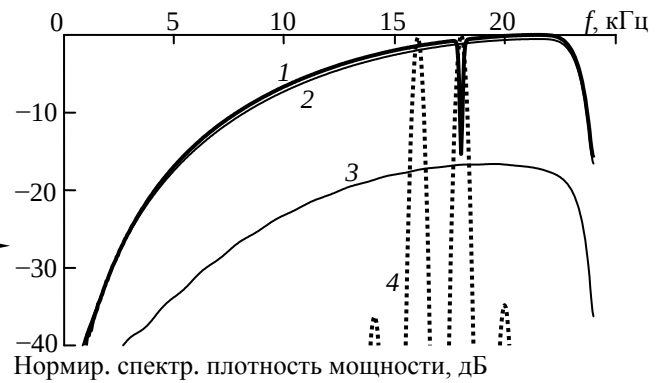


Рис. 2. Селекция нелинейного отклика нуль-спектральным методом (кривая 1) и разностным методом (кривая 2 – отклик на тестовый сигнал в целом, кривая 3 – нелинейный отклик).

воздействиях. Нелинейные табличные модели в частотной области (X -параметры) неудобны в использовании и работают только при воздействии, близком к гармоническому. Нелинейные модели, построенные по структуре рис. 1, могут быть дополнены компонентами, учитывающими конечную динамику накопления зарядов в емкостных объектах и, вообще, позволяют учесть конечную подвижность носителей зарядов [5]. Такие модели могут быть отнесены как отдельным элементам (диодам, транзисторам), так и к усилительным каскадам в целом.

Видеоимпульсная нелинейная локация и рефлектометрия. Преимуществом нелинейной видеоимпульсной рефлектометрии [6] является возможность отдельно наблюдать неоднородности, проявляющие нелинейные свойства (например, некачественные электрические контакты). Также реализуема нелинейная видеоимпульсная локация [7]. Ее преимуществом является потенциально большая дальность обнаружения. На рис. 2 для импульсного и двухчастотного тестовых сигналов одинаковой амплитуды представлены нелинейные отклики одного и того же объекта: кривая 3 – отклик на видеоимпульсный сигнал, кривая 4 – на двухчастотный радиоимпульс. Нелинейный отклик на двухчастотный сигнал получается на 19 дБ меньше, чем на видеоимпульсный. Кроме того, видеоимпульсные сигналы обладают большей проникающей способностью (за счет наличия низкочастотной части спектра) и большей разрешающей способностью по времени/дальности.

Импульсные системы измерения вольт-амперных (ВАХ), вольт-фарадных характеристик (ВФХ) и диагностики качества элементов и цепей. С применением импульсных сигналов возможно реализовать измерения ряда нелинейных характеристик цепей, таких, например, как изотермические ВАХ [8]. Кроме того, возможна оценка пары ВАХ/ВФХ на одиночном коротком видеоимпульсе [9]. Это полезно, например, при селективном измерении барьерной емкости при наличии диффузионной. Также короткоимпульсным сигналом можно диагностировать качество диэлектрических материалов, так как потери в диэлектриках с большой диэлектрической проницаемостью в большей степени проявляются на импульсных сигналах, нежели чем на непрерывных гармонических [10].

Список литературы

1. Sobhy M.I., Hosny E.A., Ng M.W.R., Bakkar E.-S.A. Non-Linear System and Subsystem Modelling in The Time Domain // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1996. V. 44, No. 12. P. 2571–2579.
2. Ланнэ А.А. Синтез нелинейных систем. Нерекursивные системы, детерминированный случай // Электронное моделирование. 1980. № 1. С. 60–68.
3. Семенов Э.В. Синтез сверхширокополосных тестовых сигналов для обнаружения нелинейного преобразования сигнала путем наблюдения за нулями его спектральной плотности мощности // Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике: сб. докл. Всеросс. науч. конф. Муром: Изд.-полиграф. центр МИ ВлГУ, 2003. С. 99–103.
4. Семенов Э.В., Семенов А.В. Использование разности сверток тестовых сигналов и откликов объекта для исследования нелинейности преобразования сверхширокополосных сигналов // Радиотехника и электроника. 2007. Т. 52, № 4. С. 480–485.
5. Семенов Э.В. Неквазистатическая нелинейная модель полупроводниковых приборов, основанная на поведенческой модели диффузионной емкости // Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем: материалы VI общерос. науч.-техн. конф. Омск: Изд-во ОмГТУ, 2016. С. 314–319.
6. Artishchev S.A., Semyonov E.V. Diagnostics of Electric Contact Quality by the Method of Nonlinear Baseband Pulse Reflectometry with Allowance for Thermoelectric Effects // Russian Physics Journal. V. 56, No. 9. P. 1039–1045.
7. Semyonov E.V., Tuchin A.V. Comparison of Electric and Magnetic Dipoles as Antennas for Near-Field Nonlinear Baseband Radars // 2019 International Siberian Conference on Control and Communications. Proceedings. Tomsk: TUSUR, 2019. 4 p.
8. Semyonov E.V., Malakhovskij O.Yu. Influence of the Output Resistance of Measurement System to I-V Characteristics of Gunn Diodes // Actual Problems of Electronic Instrument Eng.: proc. of Int. conf. Novosibirsk: NSTU, 2018. Vol. 1. Part 1. P. 70–72.
9. Semyonov E.V. The Method of Ultra-Short Pulse Current-Voltage and Capacity-Voltage Characterization // CriMiCo: proc. of 21st Int. Conf. Sevastopol: Veber, 2011. V. 2. P. 873–874.
10. Назаров М.А., Семенов Э.В. Сопоставление квазистатической и неквазистатической видеоимпульсной модели конденсатора при различном уровне тестовых воздействий // Доклады ТУСУР. 2017. Т. 20, № 1. С. 50–52.

Особенности использования нового подхода анализа нестационарных случайных процессов в условиях априорной неопределенности о функции полезного сигнала

¹Марчук В.И.

¹Донской государственный технический университет площадь Гагарина 1, Ростов-на-Дону, 344000 РФ
marchuk@sssu.ru

***Аннотация:** Представлены аналитические и экспериментальные результаты использования нового подхода обработки результатов измерений в условиях априорной неопределенности о функции сигнала и статистических характеристиках аддитивной шумовой составляющей, основанного на использовании метода размножения оценок.*

1. Введение

В настоящее время весьма актуальным является обработка результатов измерений уникальных изделий и процессов, когда априорная информация о измеряемом процессе весьма незначительна и не позволяет эффективно использовать известные методы их обработки. В этом случае для обработки результатов измерений используются методы, основанные на разбиении исходной реализации на квазистационарные интервалы с последующей их аппроксимацией полиномами не выше второй степени. Однако, получаемая оценка представляет собою ломанную кривую и требует дополнительную обработку сплайнами или другими методами «склейки» получаемых разрывов оценки функции выделяемого полезного сигнала. В работах [1—3] для выделения полезного сигнала в условиях априорной неопределенности предлагается использовать новый метод, который основан на получении K оценок полезного сигнала с последующим их суммировании в каждой точке измеряемого процесса. Получаемая при этом оценка полезного сигнала не имеет разрывов и среднеквадратическая ошибка теоретически стремиться к нулю с ростом числа размножений K , доказательство приведено в работе [1].

2. Постановка задачи

Целью данной работы является рассмотрение области возможного применения метода размножения оценок для практического его использования при обработке результатов измерений в условиях априорной неопределенности и сравнение качества обработки с наиболее известными методами обработки как во временной области, так и частотной. В качестве критерия сравнительной оценки будет использовать среднеквадратическая ошибка выделения сигнала. Аналитический анализ эффективности метода размножения оценок для различных задач приведен в работах [4—9].

3. Экспериментальные результаты исследований

Проведение экспериментальных исследований по возможному использованию метода размножения оценок интересно проводить после анализа результатов обработки некоторого процесса измерений, фрагмент которого приведен на рисунке 1. На рисунке 1 сплошной линией представлен измеряемый процесс, а пунктирной – результат обработки методом размножения оценок. Анализ полученной оценки показывает, что визуально качество выделения достаточно высокое и может использоваться для обработки непрерывных сигналов. При обработке импульсных сигналов выяснилась возможность устранения систематической ошибки при наличии априорной информации об одностороннем законе распределения аддитивного шума [5]. Кроме того, обработка методом размножения реализации генерируемого нормального случайного процесса позволяет существенно уменьшить зависимость вариации математического ожидания от длины выборки.

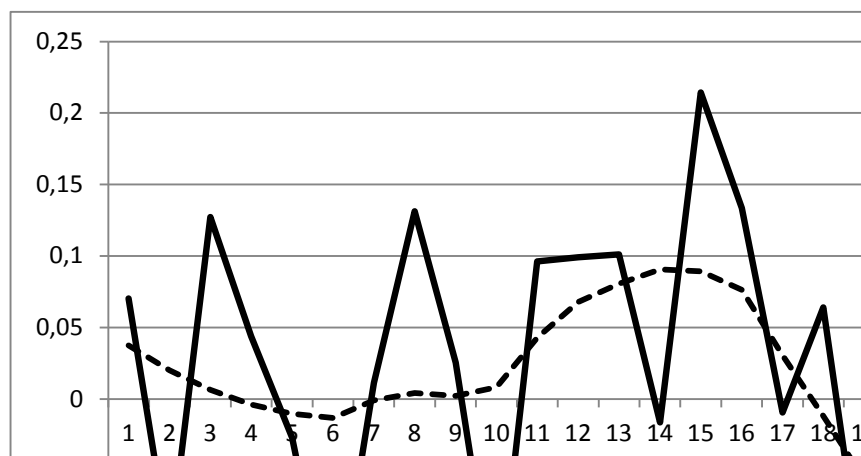


Рисунок.1. Фрагмент обработки реализации случайного процесса

Таким образом метод размножения оценок можно использовать для большого оличества решаемых задач, при условии априорной неопределенности о функции измеряемого процесса и статистических характеристиках аддитивного шума.

4. Заключение

В результате проведенных исследований можно сделать следующие выводы:

1. Метод размножения оценок целесообразно использовать при обработке результатов измерений в условиях априорной неопределенности о параметрах обрабатываемого процесса.
2. Использование метода размножения оценок позволяет устранить систематическую составляющую при одностороннем законе распределения аддитивного шума при наличии априорной информации только о законе распределения, а его параметров.
3. При моделировании нормального случайного процесса использование метода размножения оценок позволяет существенно уменьшить зависимость оценки математического ожидания от длины выборки.

Список литературы

1. Марчук В.И., Шрайфель И.С. Методы выделения полезной составляющей при априорной неопределенности и ограниченном объеме результатов измерений. Монография. –Шахты: Изд-во ЮРГУЭС, 2008. -163с.
2. Марчук В.И. Повышение достоверности первичной обработки результатов измерений. Измерительная техника. 2003. № 12. С. 3-5.
3. Marchuk V.I. Increasing the reliability of the primary processing of the results of measurements. Measurement Techniques. 2003. T. 46. № 12. C. 1121-1126.
4. Marchuk V., Makov S., Minaev A., Galustov G., Stradanchenko S. Studying of Accuracy of the New Desired Signal Extraction Method by Residuals in a Priory Indeterminacy Conditions. Proceedings of IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS'2016), Yerevan, October, pp. 343-346, 2016.
5. Марчук В.И., Шрайфель И.С. Методы выделения полезной составляющей при априорной неопределенности и ограниченном объеме результатов измерений. Монография. –Шахты: Изд-во ЮРГУЭС, 2008. -163с.
6. Marchuk V.I. Increasing the reliability of the primary processing of the results of measurements. Measurement Techniques. 2003. T. 46. № 12. C. 1121-1126.
7. Marchuk V., Makov S., Minaev A., Galustov G., Stradanchenko S. Studying of Accuracy of the New Desired Signal Extraction Method by Residuals in a Priory Indeterminacy Conditions. Proceedings of IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS'2016), Yerevan, October, pp. 343-346, 2016.
8. Марчук В.И., Шрайфель И.С., Минаев А.Ю., Буряков С.А. Об оптимизации разбиения реализации случайного процесса с целью оценки его математического ожидания. Serbian Journal of Electrical Engineering. - 2017 - Vol. 14, № 3. - P. 333-342.
9. Marchuk V. Reducing of noise structure influence on an accuracy of a desired signal extraction. Serbian journal of electrical engineering. - 2018 - Vol. 15, № 3. - Pp. 365-370.

Создание компьютерных моделей современных измерительных приборов для виртуальной лаборатории с удаленным доступом

¹ Губский Д. С., ¹ Иванова И. Н., ¹ Клещенко А. Б.

¹ Южный федеральный университет
ул. Р. Зорге, 5, Ростов-на-Дону, 344090, Россия
ds@sfedu.ru

Аннотация: Представлен подход построения виртуальной лаборатории для выполнения лабораторных работ с удаленным доступом. Предложенная разработка может быть использована в учебном процессе при дистанционном обучении и является расширением функционала ранее созданного виртуального практикума. Данная виртуальная лаборатория с удаленным доступом является альтернативой лабораторным работам с реальным оборудованием и позволяет получить навыки работы с СВЧ измерительным оборудованием.

1. Введение

В образовательные программы специальностей технического профиля входят практические занятия в учебных лабораториях. Такие лаборатории должны быть оснащены современным экспериментальным оборудованием и установками. Однако, стоимость экспериментального оборудования очень высока, что требует большого бюджета для оснащения лабораторий и ограничивает количество лабораторных стендов. Кроме этого в последнее время в сфере высшего образования набирает популярность дистанционное обучение, для которого необходимы лабораторные практикумы, выполняемые удаленно, т.к. применение для этого традиционных лабораторных работ становится невозможным. В настоящее время разработано и используется достаточно большое количество виртуальных лабораторий в различных областях физики и электроники. У большинства разработок моделируемые приборы имеют лишь концептуальное сходство с реальными аналогами, что не позволяет при их выполнении получать навыки по работе с «реальным» оборудованием.

Учитывая сказанное, разработка и внедрение лабораторных работ, выполняемых удаленно, одинаково нацеленных как на исследование физики наблюдаемых процессов, так и на освоение студентами приемов работы с современным измерительным оборудованием является актуальным. Такие работы могут реализовываться как web-приложение, так и по клиент-серверной архитектуре с использованием подхода тонкого клиента на стороне пользователя, при котором на пользовательской стороне устанавливается и выполняется небольшое приложение не требовательное к вычислительным ресурсам. При этом моделируемые приборы и устройства должны иметь «внешний» вид аналогичный своим «реальным» аналогам и обеспечивать доступ к «реальным» органам управления. Данная работа является продолжением ранее начатых исследований [1-2] и направлена на решение задачи по созданию виртуальной лаборатории с удаленным доступом. Предлагаемая клиент-серверная архитектура виртуальной лаборатории позволяет создавать легко конфигурируемые и расширяемые виртуальные лаборатории, предназначенные для изучения устройств СВЧ и получения навыков работы с реальным радиофизическим измерительным оборудованием.

2. Постановка задачи

Основным недостатком автономных лабораторных работ является то, что они требуют полную установку на пользовательское устройство всего программного обеспечения, и, как следствие, при внесении в них изменений пользователь должен обновить все имеющееся программное обеспечение.

Поэтому, целью данной работы было создание виртуальной лаборатории с удаленным доступом и минимизацией объема программного обеспечения, устанавливаемого на устройство пользователя. Для реализации поставленной задачи была разработана концепция разбиения автономного виртуального измерительного прибора [2] на две части (клиент - сервер) и далее разработан протокол их взаимодействия, обеспечивающий передачу данных между ними.

При таком подходе программное обеспечение виртуальной лаборатории с удаленным доступом состоит из двух частей. Первая, серверная компонента, устанавливается на удаленном компьютере, включает в себя основную часть всего программного обеспечения: базу данных собранных лабора-

торных работ, числовые данные (двоичные файлы) с результатами расчётов и натурных экспериментов для дальнейшей обработки и отображения на экранах измерительных приборов, серверные части программного обеспечения виртуальных моделей.

А вторая – клиентская, устанавливается на устройство пользователя и отвечает в основном за отображение интерфейса измерительного прибора и вывод необходимой информации. При этом надо отметить, что в качестве интерфейса измерительного прибора будет использоваться его цифровая фотография.

3. Пример реализации

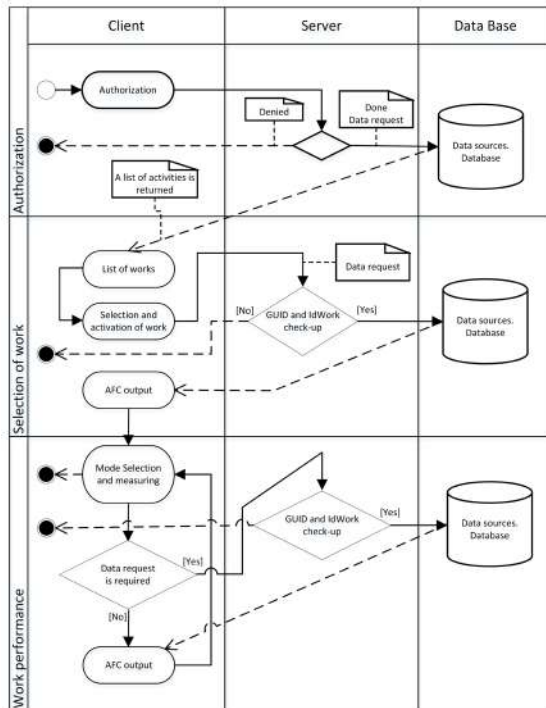


Рис. 1. Диаграмма взаимодействия компонент ПО.

необходимые измерения или выбирать нужный ему режим работы векторного анализатора цепей, «нажимая» с помощью мыши соответствующие кнопки на «реальной» панели измерительного прибора. Процесс взаимодействия компонент программного обеспечения кратко представлен на рис. 1.

4. Заключение

В результате создана и опробована идеология преобразования автономной виртуальной лаборатории в лабораторию с удаленным доступом. Таким образом, реализован программный комплекс виртуальной лаборатории с удаленным доступом и созданы компьютерные модели измерительного оборудования с реалистичным интерфейсом, имитирующие работу реальных измерительных приборов. Программное обеспечение серверной части виртуальной лаборатории легко модернизируемо и расширяемо. Разработанный программный комплекс может быть использован при дистанционном обучении и предназначен для замены реального дорогостоящего измерительного оборудования. Также он позволяет пользователям получить навыки проведения измерений на сложном высокотехнологичном оборудовании без опасения вывести его из строя.

Список литературы

1. Gubsky D.S., Zemlyakov V.V., Krutiev S.V., Mamay I.V. The Virtual Microwave Laboratory // 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo, 2017), Sevastopol, Russia, September 10—16, 2017 pp. 1302-1308.
2. Gubsky D.S., Zemlyakov V.V. Advanced microwave equipment simulator for engineering education // International Journal of Electrical Engineering & Education. 2019. V. 56. N 1. pp. 92-101.

Оценка возможностей автоматизированной экстракции малосигнальных моделей GaAs pHEMT транзисторов, изготовленных по различным техпроцессам

^{1,2} Попов А. А., ^{1,2} Билевич Д. В., ^{1,2} Сальников А. С., ^{1,2} Добуш И. М.,
^{1,2} Горяинов А. Е., ^{1,2} Калентьев А.А.

¹ Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
пр. Ленина, 40, Томск, 634050, Россия

andrei.salnikov@50ohm.tech

² ООО «50ом Технолоджиз»
Томск, Россия

Аннотация: Предлагается новая автоматизированная методика экстракции малосигнальных моделей GaAs pHEMT транзисторов на основе аналитического подхода с последующей оптимизацией. Работоспособность методики подтверждается успешным построением малосигнальных моделей GaAs pHEMT транзисторов, изготовленных на различных фабриках.

1. Введение

Малосигнальные модели СВЧ-транзисторов имеют широкий спектр применений, включая изучение физических процессов, протекающих в приборах, анализ электрофизических характеристик, сравнение различных технологий изготовления транзисторов [1], построение шумовых и нелинейных моделей [2,3], а также проектирование СВЧ монолитных интегральных схем (МИС). На данный момент имеется большое количество работ, посвящённых малосигнальным моделям в виде эквивалентных схем. Исследования показали, что существующие методики показывают разную точность для транзисторов, изготовленных по GaAs pHEMT технологии на различных фабриках, а также отличаются возможностями автоматизации. В данной работе предлагается новая автоматизированная методика, призванная устранить ограничения существующих подходов к построению малосигнальных моделей GaAs pHEMT транзисторов, изготовленных на различных фабриках.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Объектом исследований являлась малосигнальная модель GaAs pHEMT транзистора. Для подтверждения работоспособности предложенной методики были построены малосигнальные модели трёх GaAs pHEMT транзисторов, изготовленных на различных фабриках, с общей шириной затвора 4x40 мкм и 4x50 мкм. Верификация построенных моделей была проведена путём сравнения измеренных и смоделированных параметров рассеяния.

3. Методика автоматизированной экстракции малосигнальных моделей GaAs pHEMT транзисторов

Цель исследования состояла в разработке автоматизированной методики экстракции малосигнальных моделей GaAs pHEMT транзисторов. Ввиду ограничений существующих подходов к построению малосигнальных моделей, разрабатываемая методика должна была соответствовать следующим требованиям: 1) методика предполагает возможность автоматизации расчёта параметров модели для сокращения времени её построения; 2) методика не должна сводиться к одной лишь оптимизации, поскольку в данном случае точность и физичность модели может значительно ухудшиться; 3) методика предполагает возможность построения малосигнальных моделей GaAs pHEMT транзисторов, изготовленных на различных фабриках и обладающих различной общей шириной затвора. В данной статье рассматривается только вопрос построения моделей транзисторов, изготовленных на разных фабриках, и для упрощения задачи выбрана сходная общая ширина затвора транзисторов.

В результате экспериментального исследования определена методика, позволяющая получить наиболее точные малосигнальные модели транзисторов, изготовленных различными предприятиями, и при этом допускающая автоматизацию. На первом шаге из малосигнальных Y-параметров в холодном режиме ($V_{ds} = 0V$) при напряжении на затворе много меньше напряжения отсечки ($V_{gs} \ll V_p$)

определяются ёмкости электродов затвора и стока, поскольку на низких частотах ($f < 5$ ГГц) в данном режиме эквивалентная схема транзистора имеет полностью ёмкостной характер [4]. Для автоматизации расчёта ёмкостей электродов в разработанной методике применяется регрессионный анализ. Индуктивность металлизации и сопротивление контактных областей транзистора определяются из малосигнальных Z -параметров в холодном режиме ($V_{ds} = 0V$) при нулевом напряжении на затворе ($V_{gs} = 0V$). Методика расчёта данных параметров основана на работе [5]. Однако для экстракции сопротивлений контактных областей транзистора в предлагаемой методике также используется линейная регрессия, что позволяет уменьшить влияние погрешности измерений и частотной зависимости действительной части Z -параметров. Данная зависимость, как правило, обусловлена неполным вычитанием влияния ёмкостей контактных площадок. Параметры транзистора рассчитываются на основе методики, предложенной в работе [6] из малосигнальных Y -параметров в конкретной рабочей точке. Перед выполнением данного этапа из Y -параметров вычитается влияние определённых ранее паразитных ёмкостей, индуктивностей и сопротивлений. Стоит отметить, что для автоматизации расчёта параметров транзистора методика [6] была дополнена процедурой выбора значений по частотной зависимости. Рассчитанные значения параметров малосигнальной модели используются в качестве начального приближения для процедуры оптимизации.

На рис. 1 показано сравнение параметров рассеяния малосигнальных моделей и измерений транзисторов, изготовленных на различных фабриках.

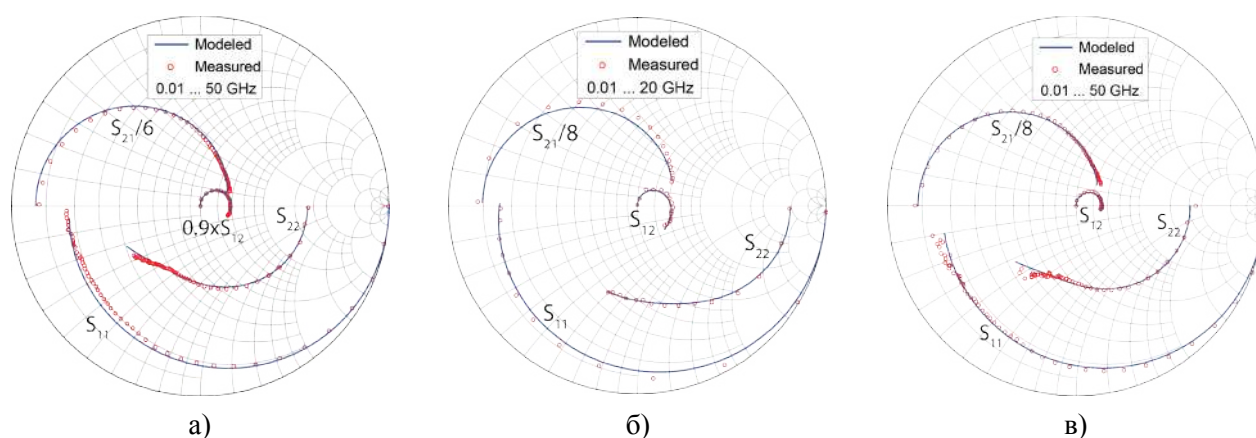


Рис 1 – Сравнение параметров рассеяния малосигнальных моделей и измерений транзисторов, изготовленных на различных фабриках: а) фабрика 1; б) фабрика 2; в) фабрика 3

Результаты, представленные на рис. 1, показывают достаточно высокую точность параметров рассеяния для всех построенных моделей. Следовательно, предложенная методика позволяет выполнять автоматизированное построение малосигнальных моделей GaAs pHEMT транзисторов, изготовленных на различных фабриках.

4. Заключение

Предложена новая автоматизированная методика построения малосигнальных моделей GaAs pHEMT транзисторов, сочетающая в себе аналитическую экстракцию паразитных и внутренних параметров эквивалентной схемы транзистора с последующей оптимизацией. С помощью разработанной методики построены малосигнальные модели трёх GaAs pHEMT транзисторов, изготовленных на различных фабриках, с шириной затвора 4×40 мкм и 4×50 мкм. Представлено сравнение параметров рассеяния построенных малосигнальных моделей и результатов измерений.

Список литературы

1. Alt A., Marti D., Bolognesi C.R. Transistor Modeling: Robust Small-Signal Equivalent Circuit Extraction in Various HEMT Technologies // IEEE Microw. Mag. 2013. Vol. 14, № 4. P. 83–101.
2. Caddemi A., Cardillo E., Crupi G. Equivalent-circuit-based modeling of the scattering and noise parameters for multi-finger GaAs pHEMTs // Int. J. Numer. Model. Electron. Networks, Devices Fields. 2019. № January. P. e2587.
3. Popov A. et al. Automatic large-signal GaAs HEMT modeling for power amplifier design // AEU - Int. J. Electron. Commun. 2019. Vol. 100.
4. White P.M., Healy R.M. Improved equivalent circuit for determination of MESFET and HEMT parasitic capacitances from “Coldfet” measurements // IEEE Microw. Guid. Wave Lett. 1993. Vol. 3, № 12. P. 453–454.
5. Jeon M.-Y. et al. A Technique for Extracting Small-Signal Equivalent-Circuit Elements of HEMTs // IEICE Trans. Electron. 1999. Vol. E82-C, № 11. P. 1968–1976.
6. Rorsman N. et al. Accurate small-signal modeling of HFET's for millimeter-wave applications // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 1996. Vol. 44, № 3. P. 432–437.

Моделирование GaAs монолитно-интегральной схемы калибратора для векторного анализатора цепей на основе коммутационных рНЕМТ транзисторов с диапазоном частот DC-50 ГГц.

¹Данилов Д.С., ²Дроботун Н.Б.

¹АО «НПФ МИКРАН»

²Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)

г.Томск, Российская федерация

danilov.ds@micran.ru

drobotun@sibmail.com

Аннотация: В данной статье представлены результаты разработки, моделирования и измерения калибратора для векторного анализатора цепей, спроектированного на основе коммутационных рНЕМТ транзисторов с диапазоном частот DC- 50 ГГц. Микросхема калибратора реализована на основе монолитной интегральной технологии (МИС) на подложке из арсенида галлия (GaAs).

Ключевые слова: калибратор, рНЕМТ транзистор, S-параметры, векторный анализатор цепей

1. Введение

Векторные анализаторы цепей (ВАЦ) предназначены для наиболее полных измерений однопортовых и многопортовых устройств используемых в радиоэлектронике, связи, радиолокации, измерительной технике [1]. Для проведения точных измерений необходимо устранить погрешность измерений. Погрешность измерений можно разделить на три группы: систематическую, случайную и погрешность дрейфа. Наибольший вклад вносит систематическая погрешность, вызванная не идеальностью аппаратной реализации измерительного тракта анализатора. В общем случае, погрешность измерений определяется качеством проведенной калибровки. Калибровка векторного анализатора цепей традиционно проводится при помощи набора калибровочных мер. Такая калибровка трудоемка и занимает значительное время. Автоматическая калибровка дает преимущество в удобстве работы и высокой скорости калибровки при сравнимых показателях погрешности.

2. Объект исследования и методика эксперимента

Объектом исследования является микросхема электронного калибратора для векторного анализатора цепей, производства фирмы АО «НПФ Микран». Микросхема была спроектирована на основе коммутационных рНЕМТ транзисторов с длиной затвора 0,5 мкм.

Была использована трёхмерная сверхширокополосная модель коммутационного элемента на основе полевого транзистора. Также были определены исходные характеристики электронно-коммутируемых нагрузок, после чего был проведен полный электродинамический расчет нагрузок калибраторов и топологии в целом.

3. Моделирование микросхемы калибратора

Особенностью разработанной микросхемы калибратора является использование калибровки семейства SOLT с дополнительными нагрузками XX (Open) и K3 (Short), что позволяет увеличить точность калибровки, а так же использовать данную микросхему как тюнер импеданса для измерения шумовых параметров устройств.

Основным компонентом, влияющим на характеристики микросхемы калибратора, является коммутационный элемент, поэтому в начале работы была получена и верифицирована модель коммутационного рНЕМТ транзистора. Электрические параметры коммутационного транзистора

характеризуются суммарным сопротивлением сток-исток при открытом канале $R_{ВКЛ}$ и паразитной суммарной емкостью $C_{ВЫКЛ}$ сток-исток в закрытом состоянии.

Одним из параметров качества коммутационного СВЧ элемента является критическая частота. Критическая частота коммутационного транзистора определяется как:

$$f_{кр} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{ВКЛ} \cdot C_{ВЫКЛ}} \quad (1)$$

Были восстановлены две топологии ПТШ: для включенного и выключенного состояний. В ЕМ редакторе системы ADS были прорисованы геометрические параметры ПТШ, с учётом реальных технологических особенностей используемой гетероструктуры. Так как реактивные составляющие паразитных параметров в основном определяются геометрией топологии транзистора, полное электродинамическое моделирование позволяет учесть данные элементы в расчёте. Омическое сопротивление канала во включенном и выключенном состояниях определяет потери и развязку коммутационного элемента. Сопротивление канала было оптимизировано в соответствии с ранее измеренными S-параметрами реальных транзисторов с разной шириной затвора. Таким образом, полученная модель является масштабируемой. На рисунке ниже представлена 3D модель для транзистора с шириной затвора 75 мкм.

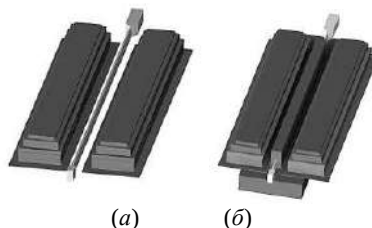


Рис. 1 3D модели коммутационного транзистора для закрытого состояния (а) и для открытого состояния (б)

В ходе моделирования было установлено, что из-за собственного сопротивления транзисторов, происходит рассогласование нагрузок калибратора, и характеристики микросхемы существенно ухудшаются в полосе частот 30 – 50 ГГц. Поэтому моделирование нагрузок проводилось с учетом влияния транзисторов и с использованием компенсирующих элементов в виде отрезков линий передач.

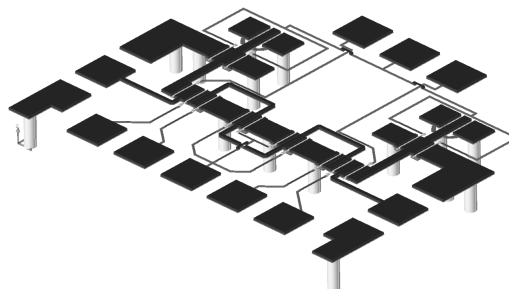


Рис. 2 Полная 3D модель микросхемы калибратора

Заключение

В ходе работы была разработана микросхема калибратора на основе коммутационных рНЕМТ транзисторов. Применение транзисторов с технологической нормой 0,5 мкм для рабочей полосы частот от 10 МГц до 50 ГГц позволяет существенно уменьшить себестоимость устройства, но при этом подразумевает использование согласующих линий передачи. Аналогичный подход применяется для проектирования усилителей с распределённым усилением. Особенностью микросхемы является внедрение двух дополнительных промежуточных состояний-нагрузок, что позволяет использовать разработанную МИС как тюнер импеданса для измерения шумовых параметров устройств с помощью ВАЦ.

Список литературы

- [1] Hiebel M. Fundamentals of vector network analysis. Germany, 2007. URL: <http://www.rohde-schwarz.com>.

Особенности пост-топологического моделирования сложно-функциональных монокристаллических интегральных схем

Филиппов И. Ф., Дученко Н. В., Вертегел В. В.

Инжиниринговый центр изделий микро- и нанoeлектроники,
Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 220053, Российская Федерация
iffilippov@sevsu.ru

Аннотация: В докладе рассмотрены особенности методики пост-топологического моделирования микроволновых монокристаллических интегральных схем (МИС) для верификации их параметров перед запуском в производство. В качестве примера представлены алгоритм и результаты пост-топологического моделирования МИС управления амплитудой и фазой сигнала С-диапазона, разработанной на основе SiGe БУКМОП технологического процесса с топологическими нормами 180 нм.

1. Введение

Основной целью разработки сложно-функциональных МИС является минимизация времени запуска в производство. Это подразумевает минимальное число итераций производства тестовых образцов МИС. Для достижения этой цели следует учитывать ряд факторов: стабильность выбранного технологического процесса; качество предоставляемых разработчику библиотек стандартных компонентов (англ. *process design kit*, *PDK*), точность моделей элементов; выбор эффективных средств и методов проектирования. Разработанная МИС должна быть устойчива к разбросу технологических параметров, удовлетворять заданному техническому заданию. Приоритетом для разработчика является минимизация площади кристалла с целью достичь высокого процента выхода годных изделий, снизить стоимость производства единицы продукции.

СВЧ интегральные схемы широко применяются в системах радиолокации, радионавигации, радиоэлектронной борьбы, телекоммуникационных системах специального и гражданского назначений. Гражданские приложения МИС накладывают особые требования в отношении стоимости изделий. Так, например, применение интегральных приёмопередающих модулей активных фазированных антенных решёток (АФАР) в телекоммуникационном оборудовании систем связи пятого поколения (5G) во многом ограничено их высокой сложностью и соответственно высокой стоимостью [1].

Применение кремниевых и кремний-германиевых технологий для производства МИС обеспечивает высокую степень интеграции компонентов по сравнению с технологиями группы A^3B^5 и может решить проблему высокой стоимости систем с фазированными решётками, особенно при массовом производстве. Основным недостатком устройств на основе Si является высокая проводимость подложки. Это снижает добротность пассивных компонентов, усиливает эффекты паразитной связи между компонентами схемы, а также отрицательно сказывается на её шумовых характеристиках [2]. Всё это приводит к необходимости обеспечить высокую точность и производительность моделирования сложно-функциональных интегральных схем.

Пост-топологическое моделирование усложняется ростом влияния паразитных параметров при увеличении размеров кристалла интегральной схемы. При этом пропадает корреляция времени разработки и моделирования со сложностью системы. Время моделирования напрямую зависит от количества элементов и сложности схемотехнических решений.

Успешная характеристика МИС обычно включает три различных этапа пост-топологического моделирования: экстракции паразитных параметров, планарного и полного 3D электромагнитного моделирования [3]. Межкаскадные связи и распределённые структуры не могут быть точно промоделированы при помощи квазистатического анализа, используемого при экстракции паразитных параметров. Эффективное моделирование компонентов интегральных схем, таких как встроенные катушки индуктивности, является сложной задачей. А электромагнитный анализ становится незаменимым инструментом для характеристики пассивных структур на кристалле МИС.

В докладе представлена методика и результаты пост-топологического моделирования МИС диаграммообразующего модуля АФАР *C*-диапазона, разработанная на основе 180 нм *SiGe* БиКМОП техпроцесса.

Список литературы

1. M. Saqib, M. S. Arif and R. Akmal, "Comparative Survey of Techniques and Technologies Used in Transmit Path of Transmit Receive Module of AESA Radar," 2019 16th International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology (IB-CAST), Islamabad, Pakistan, 2019, pp. 1021-1028.
2. K. K. Moez, M. I. Elmasry, "Post layout simulation of RF CMOS integrated circuits with passive components," 48th Midwest Symposium on Circuits and Systems 2005, vol. 2005, pp. 762-765, 2005.
3. National Instruments, White Paper WP-MWO-RFIC-2016.5.10, "Integrating EM Simulation Technologies Within an RFIC Design Flow," pp. 1-7, 2016
4. National Instruments, Appl. Note AN-CDNC-2015.1.21, "AWR Connected for Cadence – A Seamless and Efficient Flow for IC and PCB Designers," pp. 1-4, 2015.
5. J. M. Dunn, "Where Did EM Simulation Tools Go?: A Comparison of How EM Tools Were Used in Circuit Simulators 25 Years Ago to Today," in IEEE Microwave Magazine, vol. 15, no. 1, pp. 65-69, Jan.-Feb. 2014.
6. M. Thompson and J. Moore, "Challenges and methodologies in EM simulation with circuit models," 2015 IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting - BCTM, Boston, MA, 2015, pp. 20-26
7. H. M. Cavalcanti, L. T. Manera, "A simulation methodology for wirebonds interconnects of radiofrequency integrated circuits," Journal of Integrated Circuits and Systems, vol. 10, no. 3, pp. 181-186, 2015.

Разработка малошумящего усилителя W -диапазона на основе 130 нм SiGe БиКМОП технологии

Будняев В. А., Вертегел В. В.

Инжиниринговый центр изделий микро- и нанoeлектроники СевГУ
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Россия
vadim.budnyaev@yandex.ru

Аннотация: Представлены результаты разработки интегрального трёхкаскадного малошумящего усилителя W -диапазона. Разработка электрической схемы, топологии и моделирование МШУ проводилось в системе автоматизированного проектирования Cadence Virtuoso с использованием PDK 130 нм SiGe БиКМОП технологического процесса фабрики ИНР. По результатам пост-топологического моделирования МШУ в полосе частот 67–90 ГГц обеспечивает усиление 17–20 дБ и коэффициент шума 5,2–6,9 дБ. Возвратные потери по входу превышают 10 дБ в полосе частот 72–105 ГГц, возвратные потери по выходу >10 дБ в полосе 77–81,5 ГГц. Потребляемая мощность усилителя — 16 мВт от 2 В источника напряжения. Занимаемая площадь на кристалле — 0,27 мм².

1. Введение

Ключевым элементом приёмного тракта любого приемо-передающего устройства является малошумящий усилитель (МШУ). Функцией МШУ является предварительное усиление слабых сигналов, наводимых в антенне, без существенного ухудшения отношения сигнал/шум. МШУ W -диапазона частот применяются в радарх различного назначения (автомобильные радары адаптивного круиз-контроля и предотвращения столкновений, парковочные радары [1], бесконтактные радарные уровнемеры [2] и т.д.), а также в системах связи со сверхбольшой пропускной способностью (до 10 Гбит/с) [3].

Важным условием развития систем W -диапазона частот является появление электронных компонентов и устройств на их основе с приемлемыми параметрами и стоимостью. В данной работе представлены результаты разработки МШУ с низкой потребляемой мощностью для автомобильного радара «малого радиуса действия», работающего в полосе 77–81 ГГц.

2. Электрическая схема и топология

Схема МШУ (рис. 1а) состоит из трёх каскадов. Использование каскодного включения транзисторов в каждом каскаде позволило получить высокий коэффициент усиления без существенного сужения рабочей полосы частот благодаря уменьшению эффекта Миллера, а также высокую развязку между входом и выходом схемы. Линейные размеры топологии (рис. 1б) усилителя с учётом контактных площадок — 390×690 мкм.

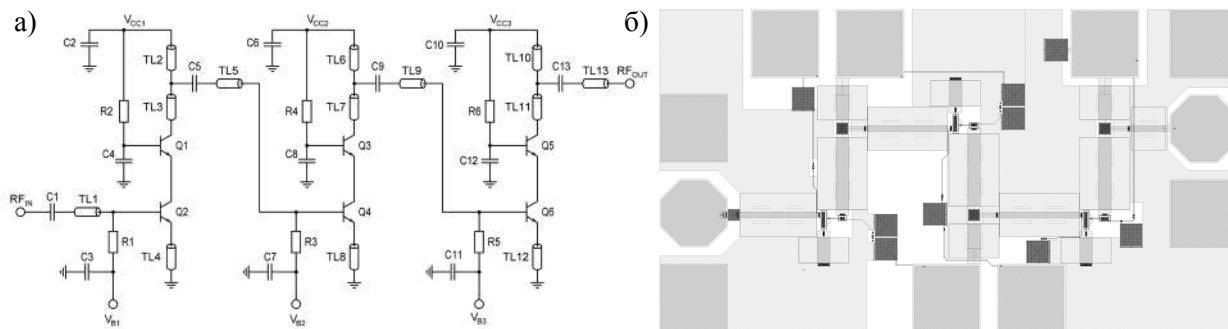


Рис. 1. Электрическая схема (а) и топология (б) МШУ W -диапазона.

3. Результаты пост-топологического моделирования

Коэффициент усиления МШУ в полосе частот 67—90 ГГц составляет 17—20 дБ, а коэффициент шума 5,2—6,9 дБ (рис. 2а). $S_{11} < -10$ дБ в полосе 72—105 ГГц, а $S_{22} < -10$ дБ в полосе 77—81,5 ГГц (рис. 2б). Сравнение основных параметров разработанного усилителя и МШУ, представленных в зарубежных научных статьях, приведено в таблице 1.

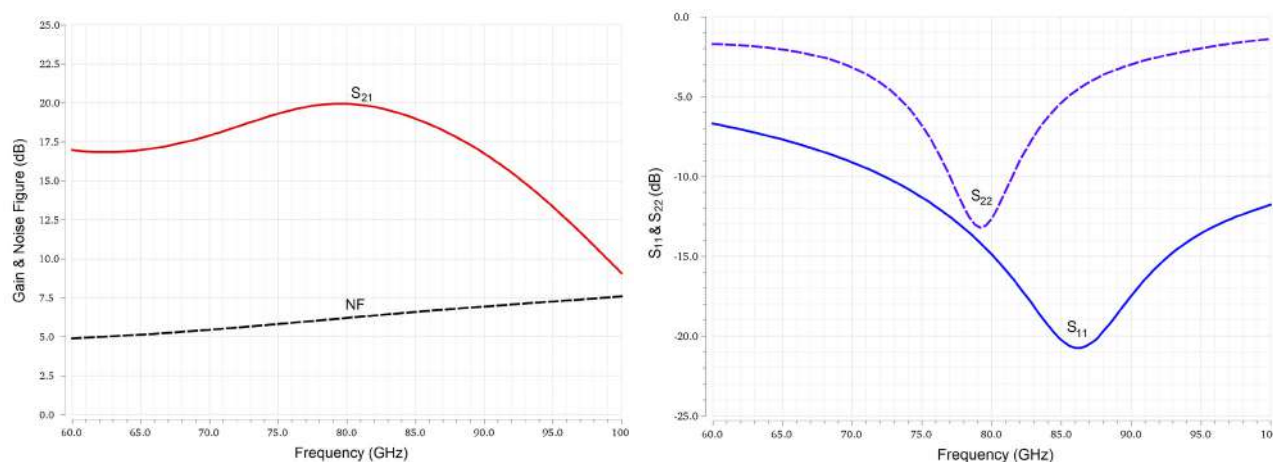


Рис. 2. Основные частотные параметры МШУ *W*-диапазона: усиление и коэффициент шума (а); S_{11} и S_{22} (б)

Таблица 1 — Сравнение параметров МШУ

Параметр	[4]	[5]	[6]	Эта работа	
Технология	КМОП 65 нм	SiGe БиКМОП 90 нм	SiGe БиКМОП 130 нм	SiGe БиКМОП 130 нм	
Диапазон частот, ГГц	77—92	75—105	88—98	75—85*	77—81**
Усиление, дБ	17—20	17—19	24—27	18,5—20	19,8—20
Коэффициент шума, дБ	7—9,5	5,1—8,5	7,5	5,5—6,5	6—6,3
IP_{1dB} , дБм	—	–20	—	>–20	
S_{11} ; S_{22} , дБ	<–10	<–3	<–5	<–6	<–10
Напряжение питания, В	1	1,2	1,2	2	
Потребляемая мощность, мВт	21	43	34,8	16	
Площадь, мм ²	0,56	0,14	0,2	0,27	

* Радарные уровнемеры ** Автомобильные радары

4. Заключение

Представлены результаты разработки малошумящего усилителя *W*-диапазона частот. По результатам пост-топологического моделирования в системе автоматизированного проектирования Cadence Virtuoso коэффициент усиления МШУ достигает значения 20 дБ в полосе пропускания (–3 дБ) 67—90 ГГц, при этом коэффициент шума не превышает 6,9 дБ. Возвратные потери по входу превышают 10 дБ в полосе частот 72—105 ГГц, а возвратные потери по выходу >10 дБ в полосе 77—81,5 ГГц. Потребляемая мощность усилителя — 16 мВт от 2 В источника напряжения. Линейные размеры топологии составляют 390×690 мкм (площадь — 0,27 мм²).

МШУ проектировался для использования в составе микросхемы автомобильного ЛЧМ-радар (англ. FMCW Radar), поэтому наилучшие параметры схема демонстрирует в полосе 77—81 ГГц.

Список литературы

1. Автомобильные радары для предотвращения столкновений и системы радиосвязи диапазона миллиметровых волн для применений интеллектуальных транспортных систем [Электронный ресурс] / Международный союз электросвязи. — URL: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/m/R-REC-M.1452-2-201205-I!!PDF-R.pdf (дата обращения: 06.05.2019).
2. Impact of Level Probing Radars using Ultra-Wideband Technology on Radiocommunications Services: Report. — Rottach-Egern: Electronic Communications Committee, 2010. — 69 p.
3. Вишнеvский В. Радиорелейные линии связи в миллиметровом диапазоне: новые горизонты скоростей / В. Вишнеvский, С. Фролов, И. Шахнович // Электроника: наука, технология, бизнес. — 2011. — № 1 (00107). — С. 90—97.
4. C. J. Lee, H. J. Lee, J. G. Lee, T. H. Jang and C. S. Park, "A W-band CMOS low power wideband low noise amplifier with 22 dB gain and 3dB bandwidth of 20 GHz," 2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), Nanjing, 2015, pp. 1-3.
5. Y. Yang, S. Cacina, and G. M. Rebeiz, "A SiGe BiCMOS WBand LNA with 5.1 dB NF at 90 GHz," in IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, 2013, pp. 1-4.
6. J. W. May and G. M. Rebeiz, "Design and characterization of W-band SiGe RFICs for passive millimeter-wave imaging," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 58, no. 5, pp. 1420–1430, May 2010.

МИС пассивных умножителей для диапазона частот 40–90 ГГц

Пласкеев А. А., Емельянов Е. В., Ющенко А. Ю., Айзенштат Г. И.

Акционерное общество

«Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов» (АО «НИИПП»),

Россия 634034, г.Томск, ул.Красноармейская 99а

yushenko_ay@niipp.ru

Аннотация: Представлены результаты разработки МИС пассивных умножителей $\times 2$ и $\times 3$ для диапазона частот 40–90 ГГц на основе GaAs ДБШ технологии.

1. Введение

В последние годы все активнее осваивается мм-диапазон длин волн [1], причем не только в изделиях военного назначения [2], но и в серийных гражданских изделиях [3, 4], таких как автомобильные радары, сети 5G, измерительное оборудование, оборудование для исследования атмосферы и др. Развитие указанных направлений напрямую связано с имеющимися технологиями и доступной компонентной базой – дискретных приборов, монолитных интегральных схем (МИС) и модулей. При этом если за рубежом номенклатура компонентов мм-диапазона достаточно широко представлена, то в России наблюдается значительный дефицит изделий в рабочем диапазоне частот от пары десятков гигагерц.

В работе представлены результаты разработки импортозамещающих *pi-to-pin* аналогов МИС умножителей частоты $\times 2$ (НМС1105) и $\times 3$ (НМС-ХТВ110) для диапазона частот 40–90 ГГц.

2. Экспериментальные результаты

АО «НИИПП» обладает рядом базовыми технологиями изготовления СВЧ монолитных интегральных схем. Для решения задачи разработки пассивных умножителей частоты для диапазона частот 40–90 ГГц наиболее подходящей является технология изготовления МИС на основе GaAs диодов с барьерами Шоттки (ДБШ) с предельными частотами диодов более 1,5 ТГц. Кроме ДБШ в состав МИС могут входить тонкопленочные резисторы, МДМ конденсаторы на основе Si_3N_4 , катушки индуктивности, мосты Ланге, сквозные металлизированные отверстия и др. Пассивация МИС может быть сделана с помощью Si_3N_4 и VCB.

С использованием моделей элементов указанной технологии были спроектированы МИС умножителя частоты $\times 2$ с выходным диапазоном частот 40–80 ГГц и умножителя частоты $\times 3$ с выходным диапазоном частот 70–90 ГГц. Как отмечалось ранее, габаритные и присоединительные размеры разработанных МИС полностью соответствуют зарубежным аналогам НМС1105 и НМС-ХТВ110.

При разработке и производстве изделий мм-диапазона длин волн практически наравне с технологическими сложностями при изготовлении стоит задача характеристики изделий, особенно в виде МИС. Разумеется, существуют методы и оборудование, решающие задачи измерения параметров МИС на частотах до нескольких сотен гигагерц, но стоимость полного комплекта универсального оборудования для подобных задач легко может превысить миллион долларов. Таким образом, измерение параметров МИС в диапазоне частот до 67 ГГц проводилось на зондовой станции в автоматическом режиме с использованием ВАЦ N5247A. Измерение параметров в диапазоне частот выше 67 ГГц проводилось на МИС, смонтированных в измерительную оснастку. Необходимо отметить, что в АО «НИИПП» решается задача разработки СВЧ зондов и измерительного оборудования, в том числе для частот выше 75 ГГц.

На рис. 1 приведены фотографии измерительной оснастки (ИО) со смонтированной МИС умножителя частоты $\times 3$. Измерение вносимых потерь в коаксиально-микрополосковом переходе (вход) и в волноводно-микрополосковом переходе (выход) проводились на специально изготовленных тестовых структурах. Вносимые потери на паре коаксиально-микрополосковых переходов в диапазоне частот 20–40 ГГц составили $\sim 1,8\text{--}2,0$ дБ, а $\text{КСВН}_{\text{вх}}$ не более 1,5. Вносимые

потери на паре волноводно-микрополосковых переходах в диапазоне частот 75–100 ГГц составили ~1 дБ, а $K_{СВН_{ВХ}}$ не более 1,5.



Рис. 1 – Фотографии измерительной оснастки

На рис. 2а представлены измеренные характеристики разработанного умножителя $\times 3$. В измерительную оснастку был так же смонтирован умножитель НМС-ХТВ110 и измерены его характеристики. На рис. 2б представлены измеренные характеристики умножителя НМС-ХТВ110. Полученные данные соответствуют техническому описанию МИС НМС-ХТВ110 с учетом потерь в измерительной оснастке.

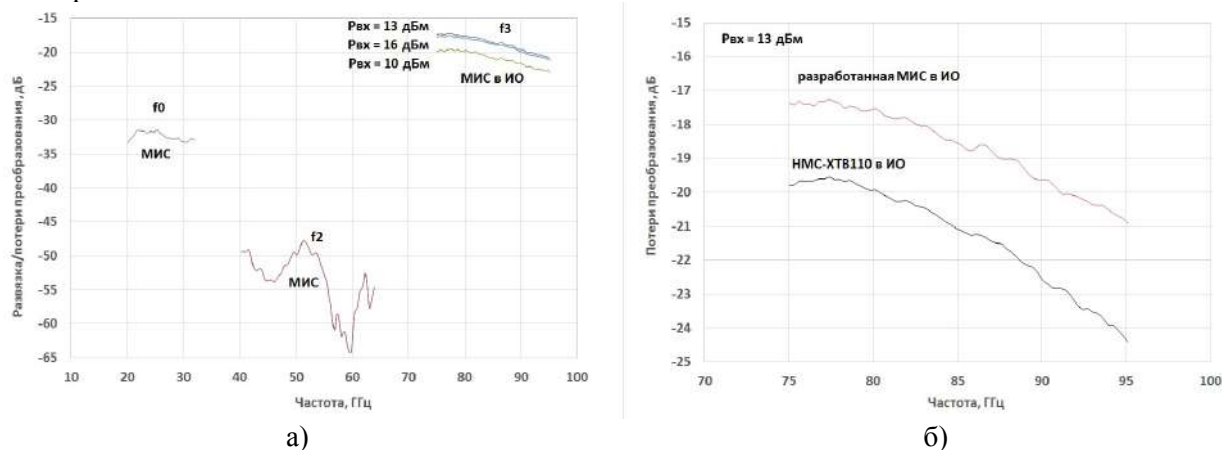


Рис. 2 – Экспериментальные характеристики умножителей

3. Заключение

В работе представлены результаты разработки импортозамещающих pi-to-pin аналогов МИС умножителей частоты $\times 2$ (НМС1105) и $\times 3$ (НМС-ХТВ110) для диапазона частот 40–90 ГГц. По полученным экспериментальным данным разработанные изделия соответствуют зарубежным аналогам. В настоящее время решается задача полной характеристики МИС с использованием методов автоматизированных зондовых измерений.

Список литературы

1. Tsuneo Tokumitsu et al. Application of GaAs Device Technology to Millimeter-Waves. SEI TECHNICAL REVIEW, Num. 79 (OCTOBER 2014) pp. 57-65.
2. Нефедов С.И., Нониашвили М.И., Лаговиер А.А., Голубцов М.Е. Перспективы применения миллиметровой радиолокации для обнаружения и распознавания неподвижных и движущихся объектов на фоне подстилающей поверхности. IV Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь» – ИРЭ РАН, 29 ноября - 3 декабря 2010 г. с. 237-242.
3. Amos Kingatua. The Role of Millimeter Waves in Ever-Expanding Wireless Applications. Allaboutcircuits. February 16, 2017
4. Rajiv B. Applications of Millimeter Waves and Future. RFpage. July 23, 2017

Монолитный СВЧ МЭМ переключатель до 25 ГГц

¹Кулинич И.В., ²Кагадей В.А., ¹Бобошко Д., ¹Малютин Н.Д.

¹Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники

пр-т. Ленина, 40, Томск, 634050, Россия

kulinich@micran.ru

²АО "НП «Микран»

пр-т. Кирова, 51д, Томск, 634041, Томск

Аннотация: Представлены результаты исследования и разработки монолитного микроэлектромеханического СВЧ ключа. Разработана технология изготовления МЭМ ключа полностью совместимая с технологией изготовления GaAs СВЧ МИС, а также технология корпусирования МЭМ ключа на уровне пластины. Получены электрические характеристики.

1. Введение

Сверхвысокочастотные (СВЧ) ключи являются неотъемлемой частью систем беспроводной связи, навигации и радиолокации. Наличие большой номенклатуры СВЧ ключей обусловлено широким диапазоном требований разработчиков СВЧ устройств. Микроэлектромеханические (МЭМ) ключи имеют определенные преимущества перед электронными ключами, где не требуется высокая скорость переключения. Применение МЭМ ключей в составе монолитной интегральной схемы (МИС) позволяет разрабатывать СВЧ устройства с качественно новыми характеристиками [1].

Традиционные методы изготовления МЭМ устройств частично или трудно совместимы с методами изготовления СВЧ МИС на подложках GaAs. А наличие свободного воздушного пространства в области МЭМ ключа усложняет процесс интеграции МИС и МЭМ системы. Разработка герметизированного монолитного СВЧ МЭМ ключа с полностью совместимой GaAs технологией позволит упростить разработку и изготовление СВЧ МИС на основе МЭМ ключей.

2. Экспериментальная часть

В работе представлены результаты разработки монолитного СВЧ МЭМ ключа в нормально-закрытом состоянии. Анализ литературы и результаты расчета показали, что замена традиционной Au металлизации, для GaAs технологии, на Cu металлизацию активного элемента МЭМ ключа позволит повысить его надежность.

Проведены исследования и разработан новый метод корпусирования МЭМ ключа на уровне пластины, полностью совместимый с GaAs технологией. Проведенный анализ литературы показал, что оптимальной конструкцией для корпусирования МЭМ ключа подходит каркасная система [2]. По результатам моделирования была выбрана и спроектирована оптимальная геометрия. По разработанной технологии были изготовлены тестовые образцы СВЧ МЭМ ключей, проведено корпусирование на уровне пластины (рис. 1) и измерены электрические характеристики по СВЧ сигналу [3].

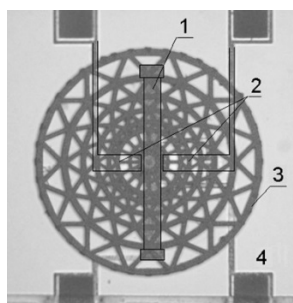


Рис. 1 – Микрофотография МЭМ ключа с корпусом в виде каркасной системой

1 – замыкающая балка МЭМ ключа; 2 – сигнальная линия;

3 – каркасная система; 4 – управляющий электрод

На рисунке 2 - 3 представлены измеренные электрические характеристики [4].

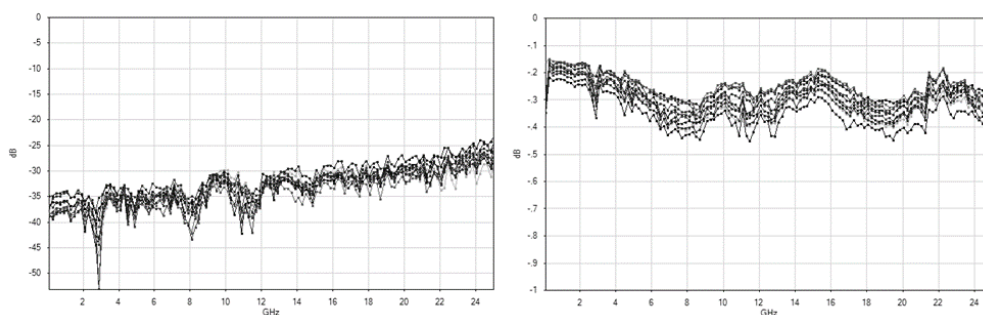


Рис. 2. Измеренные коэффициенты S11 и S21 МЭМ СВЧ ключа в открытом состоянии

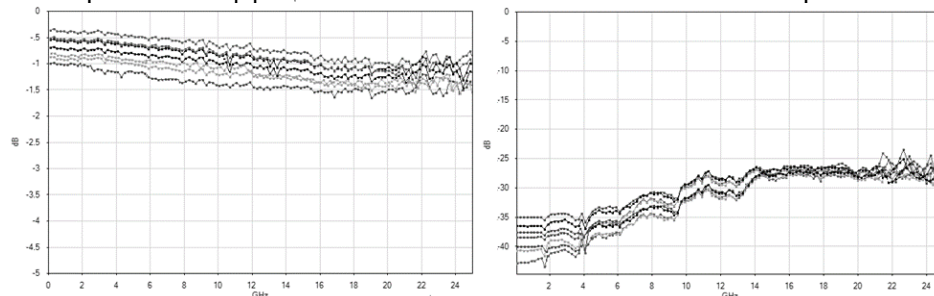


Рис. 3. Измеренные коэффициенты S11 и S21 МЭМ СВЧ ключа в закрытом состоянии

Для исследования надежностных характеристик был спроектирован и изготовлен СВЧ аттенуатор на основе СВЧ МЭМ переключателя (рис. 4).

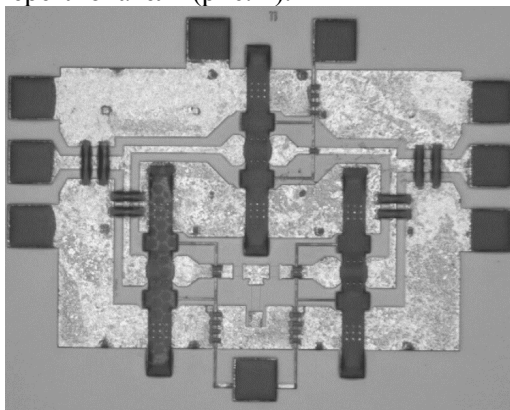


Рис. 4 – Микрофотография СВЧ аттенуатора на основе СВЧ МЭМ переключателя

3. Заключение

В результате проведенных исследований был разработан монолитный СВЧ МЭМ ключ, разработана технология изготовления СВЧ МЭМ ключа и технология его корпусирования на уровне пластины полностью совместимой с GaAs технологией. Проведенные измерения электрических характеристик показали, что разработанный СВЧ МЭМ ключ имеет параметры лучше полупроводниковых аналогов в диапазоне измеряемых частот от 1 до 25 ГГц. По разработанной технологии был спроектирован и изготовлен GaAs СВЧ аттенуатор.

Данная работа финансово поддержана Министерством науки и высшего образования, соглашение № 14.577.21.0279 от 26.09.2013, идентификатор RFMEFI57717X0279. Измерения выполнены на оборудовании ЦКП «Импульс» ТУСУР.

Список литературы

1. Переключатели сверхвысокочастотных сигналов/ Белов Л. - Электроника: Наука, Технология, Бизнес. No1/2006 М.: Техносфера, 2006
2. Новикова Ю.В., Севастьянов А.Ю., Рябкова Е.В. Использование шаровидных форм для архитектуры. Том 1. Новые идеи нового века. 2014, Хабаровск, 140-144р
3. И.В. Кулинич, В.А., Кагадей, Р.Н. Мухтеев, Метод корпусирования СВЧ МЭМ ключа на пластине с использованием каркасной системы. Международная научная конференция «Электронная компонентная база и микроэлектронные модули» стр. 190-193
4. И.В. Кулинич, В.А. Кагадей, Т.В. Технология изготовления МЭМС СВЧ переключателя с медной металлизацией. VI Всероссийская научно-техническая конференция «Электроника и микроэлектроника СВЧ», С-Петербург

Источники электро-магнитного излучения до 400 ГГц на лавинно-пролетных диодах

¹ Карушкин Н.Ф., ² Смирнова Е.А., ³ Чельшев Л.С.

¹ ГП НИИ «Орион», ул. Эжена Потье, 8А, Киев, 03680, Украина

² МГУ им. М.В. Ломоносова, физический факультет,
ул. Ленинские Горы, 1, стр. 2, Москва, 119991, Российская Федерация
smirnova.elizaveta@physics.msu.ru

³ НПП «Радиотехника»,
ул. 8 Марта, д.10, стр. 1, Москва, 127083, Российская Федерация

Аннотация: Приводятся результаты исследований по созданию и разработке источников СВЧ-излучения в длинноволновой части терагерцового диапазона (100–400 ГГц) с использованием двухдрейфовых лавинно-пролетных диодов (ЛПД). Минимальные контурные потери и максимальная выходная мощность ЛПД, имеющих низкий импеданс, достигаются в колебательной системе на открытой радикальной линии. Рассмотрены эквивалентные схемы генераторов, и приведены электрофизические параметры лавинно-пролетных структур. Приводятся схемы конструкций источников СВЧ-излучения и их основные параметры.

1. Введение

В миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах длин волн уровень СВЧ-мощности ЛПД непрерывного и импульсного действия является одним из наиболее важных параметров. Для уменьшения потерь колебательную систему для ЛПД целесообразно выполнять на открытой радиальной линии. При этом довольно высокий импеданс линии передачи трансформируется в сравнительно низкий импеданс нагрузки радиальной линии. Полные потери в трансформаторах импедансов должны быть минимальными.

2. Конструкция и эквивалентная схема источника СВЧ-излучения

В известных конструкциях источников излучения миллиметрового диапазона широко применяется включение диода с использованием волноводно-коаксиального сочленения. На рис. 1а представлена эквивалентная схема генератора с радиальным резонатором, она не учитывает ряда факторов и особенностей поля в месте включения диода, но с необходимой для практики точностью позволяет выполнять инженерные расчеты источников СВЧ-мощности на лавинно-пролетных диодах.

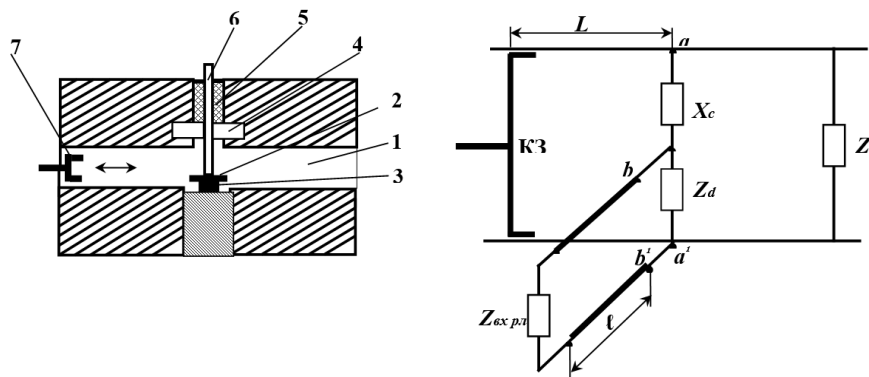


Рис. 1. Генератор на ЛПД с радиальным резонатором
схема конструкции (а) и эквивалентная схема (б).

Радикальный путь, решающий задачу построения генераторов на ЛПД с высокими энергетическими характеристиками, состоит в создании конструкции корпусных диодов, сохраняющей принцип резонансной трансформации импеданса диода. Реализация этой задачи состоит в создании высокоча-

стотных цепей, обеспечивающих согласование импедансов нагрузки и диода в широком диапазоне рабочих частот.

3. Электрофизические параметры лавинно-пролетных структур

С целью увеличения уровня выходной СВЧ-мощности источников излучения в коротковолновой части миллиметрового диапазона длин волн более выгодно применение двухпролетных лавинно-пролетных структур.

Слой умножения не очень сильно углубляется в p -область. В результате полная ширина слоя умножения незначительно увеличивается. При этом происходит уменьшение емкости, что приводит к увеличению импеданса диода на единицу площади и снижению собственной отрицательной добротности. Вследствие этого наряду с увеличением выходной мощности достигается более широкая полоса рабочих частот.

4. Радиоимпульсные преобразователи частоты высокой кратности

Проблема создания высокостабильных источников в терагерцовом диапазоне может быть решена путем применения структур ЛПД в устройствах преобразования частоты низкочастотных сигналов. Известно, что в режиме такого преобразования обеспечивается уровень СВЧ-мощности выходного сигнала на $N^{\text{ой}}$ – гармонике, $P_{\text{вых}} \sim 1/N$.

Проведенные исследования показывают, что высокая эффективность умножения частоты на ЛПД определяется в основном механизмом усиления в пределах длительности импульса тока через диод и фазовой синхронизацией этих СВЧ-колебаний гармониками периодической последовательности импульсов тока. Такой механизм эффективного умножения частоты может быть применим к различным приборам СВЧ.

5. Заключение

Рассмотрены основные особенности конструктивных решений полупроводниковых источников излучения на лавинно-пролетных диодах в длинноволновой части терагерцового диапазона. С целью увеличения выходной СВЧ-мощности в непрерывном режиме генерации целесообразно применение двухдрейфовых лавинно-пролетных диодов с малой величиной слоя умножения. Для согласования импеданса ЛПД с волновым сопротивлением линии передачи использованы часовые рубиновые втулки, рассматриваемые в качестве радиальной линии с распределенными параметрами. В диапазоне частот 120–170 ГГц в генераторах непрерывного действия, выполненных на базе волноводно-коаксиального сочленения (сечение канала 0,8 x 1,6 мм), получена мощность 20–50 мВт. Для создания источников мощности в диапазоне частот 200–400 ГГц предложены и реализованы эффективные преобразователи частоты высокостабильного низкочастотного сигнала. Уровень мощности выходного сигнала на N -й гармонике, что существенно превосходит уровень мощности известных умножителей частоты. В предложенных конструкциях преобразователей частоты уровень мощности когерентного излучения достигается 5–10 мВт в диапазоне частот 250–320 ГГц.

Дальнейший процесс в области повышения мощности излучения в терагерцовом диапазоне следует ожидать при совершенствовании технологии изготовления ЛПД на основе широкозонных полупроводников, таких как нитрид галлия.

Список литературы

1. Чайка В.Е., Касаткин Л.В. Полупроводниковые устройства диапазона миллиметровых волн. Севастополь. Вебер. 2006. 319 с.
2. Карушкин Н.Ф. Умножители частоты миллиметрового диапазона на основе полупроводниковых диодных структур. Техника и конструирование в электронной аппаратуре. 2018. № 13. с. 22–37.
3. Балабанов В.М., Карушкин Н.Ф., Обухов И.А., Смирнова Е.А. Источники СВЧ-мощности на лавинно-пролетных диодах в коротковолновой части миллиметрового диапазона. 27-я Международной Крымская конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Севастополь, 2017. т. 1.
4. Белоусов Н.П., Гудзь И.А., Новожилов В.В., Чайка В.Е. Исследование характеристик кремниевых ЛПД в коротковолновой части миллиметрового диапазона. Электронная техника. Серия 1. Электроника СВЧ, вып. 2. 1979. с. 55–63.
5. Григулович В.И., Иммореев И.Я. Радиоимпульсное преобразование частот. Изд. Соврадио. Москва. 1996. с. 335.
6. Карушкин Н.Ф., Горлачев В.Е., Дворниченко В.П. Корпус полупроводникового СВЧ-диода. Патент Украины, UA 9375 от 30.09.1996.
7. Безбородов В.М., Киселев В.К., Яновский М.С. Квазиоптические полосовые пропускающие и заграждающие фильтры на основе открытых резонаторов с поляризующими решетками. Радиофизика и электроника. 2000. № 3. с. 137–142.
8. Терагерцовые фильтры. Фирма TYDEX. tydex@tdex.ru.

Разработка генератора, управляемого напряжением W-диапазона на основе 130 нм SiGe БиКМОП технологии

Кожемякин А. С., Кравченко И. В.

Инжиниринговый центр изделий микро- и нанoeлектроники
Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация
askingkozhenyakin@gmail.com

Аннотация: Представлены результаты пост-топологического моделирования генератора, управляемого напряжением W-диапазона частот, разработанного на основе 130 нм SiGe БиКМОП технологического процесса. Диапазон перестройки по частоте составляет 76,5—81,4 ГГц при изменении управляющего напряжения от 0 до 1 В. Уровень фазового шума на выходе генератора на частоте 78,6 ГГц составляет $-85,3$ дБ/Гц при отстройке частоты на 1 МГц. Потребляемая мощность не превышает 29 мВт при напряжении питания 1,2 В.

1. Введение

В настоящее время в системах автоматического управления транспортными средствами все большую популярность приобретают *Frequency-Modulated Continuous-Wave* радары, более известные в отечественной литературе как радиолокаторы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). При работе в W-диапазоне частот (77—81 ГГц) такие радары обеспечивают большую дальность действия и высокое разрешение по дальности в сравнении с широко используемыми на сегодняшний день ультразвуковыми измерителями расстояния.

Одним из ключевых функциональных блоков ЛЧМ-радары является синтезатор частоты, который необходим для формирования сигнала, частота которого изменяется линейно во времени. Традиционно применяют синтезаторы частоты, выполненные с использованием петли фазовой автоподстройки частоты, в которых одним из главных компонентов является генератор, управляемый напряжением (ГУН).

2. Разработка принципиальной схемы генератора

Классическая схема генератора состоит из колебательного контура и усилителя с положительной обратной связью. Для возникновения колебаний на выходе усилителя необходимо соблюдение условий баланса амплитуд и баланса фаз [1]. Для перестройки колебательного контура используют переменную емкость, которая в интегральном исполнении выполняется на варикапах. Традиционно, интегральную индуктивность выполняют в виде плоской спирали, однако низкая добротность и большие паразитные емкости такой конструкции ограничивают ее применение в схемах СВЧ диапазона частот. При работе в миллиметровом диапазоне появляется возможность использования микрополосковых линий достаточного небольшого размера с высокими показателями добротности. Примеры подобных реализаций ГУН представлены в [2—4].

Упрощенная принципиальная схема разработанного ГУН представлена на рисунке 1.

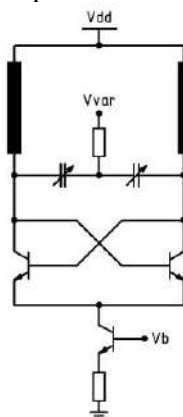


Рисунок 1 — Упрощенная принципиальная схема ГУН

Для достижения низкого значения фазового шума при работе в миллиметровом диапазоне использована симметричная схема построения ГУН [5]. Помимо этого, для понижения уровня фазового шума обеспечена высокая добротность колебательного контура, а также использованы малошумящие транзисторы. Усилительные транзисторы обладают значением частоты единичного усиления около 500 ГГц и минимальными паразитными ёмкостями, что позволяет при работе в *W*-диапазоне получить широкий диапазон изменения частоты генерируемых колебаний и достаточный коэффициент усиления для выполнения баланса амплитуд.

3. Результаты моделирования генератора

Результаты пост-топологического моделирования разработанного генератора представлены на рисунке 2.

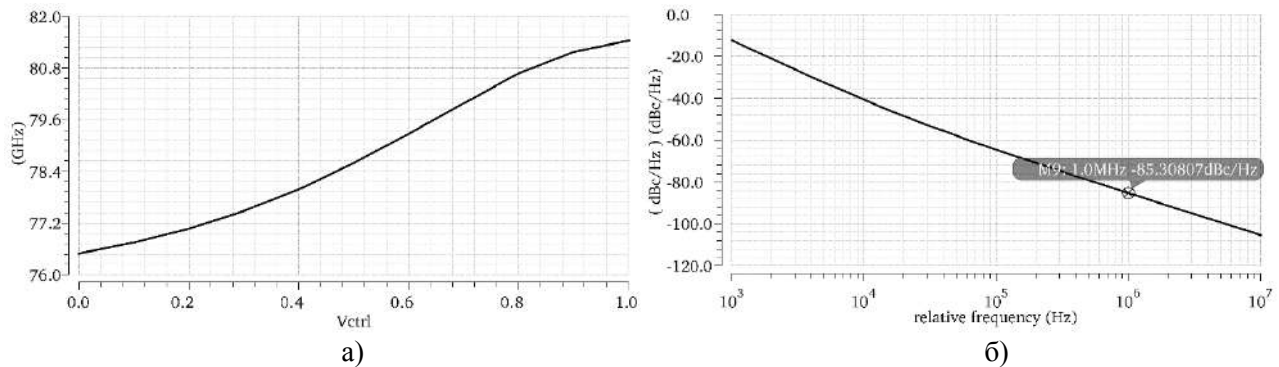


Рисунок 2 — Зависимость частоты выходного сигнала ГУН от управляющего напряжения (а) и уровня фазового шума на частоте 78,6 ГГц от частоты отстройки (б)

Из зависимости частоты выходного сигнала ГУН от управляющего напряжения видно, что диапазон перестройки частоты выходного сигнала составляет 76,5—81,4 ГГц при изменении управляющего напряжения от 0 до 1 В. Наиболее линейный участок изменения частоты наблюдается при значениях управляющего напряжения от 0,3 до 0,8 В, который соответствует диапазону рабочих частот автомобильных ЛЧМ-радаров (77—81 ГГц).

Уровень фазового шума составляет –85,3 дБ/Гц на частоте 78,6 ГГц (середина рабочего диапазона частот) при отстройке частоты на 1 МГц.

4. Заключение

В статье представлены результаты разработки генератора, управляемого напряжением *W*-диапазона частот, являющегося частью синтезатора частоты *FMCW*-радара. Для реализации генератора использована схема на перекрестной паре транзисторов. В качестве переменной емкости применен варикап, а индуктивность выполнена на микрополосковых линиях. Диапазон генерируемых частот ГУН составляет 76,5—81,4 ГГц. Генератор достигает уровень фазового шума –85,3 дБ/Гц при отстройке частоты на 1 МГц. Потребляемая мощность составляет 28,8 мВт при напряжении питания 1,2 В. Разработка выполнена с использованием библиотек 130 нм *SiGe* БиКМОП технологии.

Список литературы

1. Кауфман, М. Практическое руководство по расчетам схем в электронике: Справочник. В 2-х т. Т. 1: Пер. с англ. / Кауфман М., Сидмай А. Г. / Под ред. Ф. Н. Покровского. — М.: Энергоатомиздат, 1991. — 368 с.
2. Saeed Zeinolabedinzadeh. A V-band Differential SiGe VCO with Varactor-less Tuning / Saeed Zeinolabedinzadeh, Nelson E. Lourenco, M. Kamarei, John D. Cressler // Proceedings of 2012 IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting (BCTM) / Portland, OR, USA — 2012.
3. Vasanth Kakani. A 25 GHz wide-tuning VCO RFIC implemented in 0.13 um SiGe BiCMOS technology / Vasanth Kakani, Yuehai Jin, Fa Foster Dai // Proceedings of 2010 IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting (BCTM) / Austin, TX, USA — 2010.
4. Yo-Sheng Lin. 77 GHz Phase-Locked Loop for Automobile Radar System in 90 nm CMOS Technology / Yo-Sheng Lin, Kai-Siang Lan, Hsin-Chen Lin, Yun-Wen Lin // Proceedings of 2018 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS) / Anaheim, CA, USA — 2018.
5. Sorin Voinigescu. High-Frequency Integrated Circuits. — Cambridge: Cambridge University Press, 2013. — 921 p.

МАЛОГАБАРИТНЫЙ ОПОРНЫЙ СВЧ-ГЕНЕРАТОР 10-СМ ДИАПАЗОНА НА КООКСИАЛЬНОМ РЕЗОНАТОРЕ С ФАПЧ, С НИЗКИМ УРОВНЕМ ФАЗОВЫХ ШУМОВ

С. А. Самохин, И. В. Горюнов, В. А. Иовдальский, Е. В. Терёшкин, Н. А. Фёдоров

АО «НПП «Исток» им. Шокина»

ул. Вокзальная, 2а, корпус 1, комната 65, этаж 2, Фрязино, Московская область, 141190, Россия

info@istokmw.ru

***Аннотация:** Представлены результаты разработки и модернизации высокостабильного, малогабаритного опорного СВЧ-генератора с ФАПЧ, с низким уровнем фазовых шумов, для применения в аппаратуре специального назначения, с рабочей частотой 3,6 ГГц, фазовым шумом (на отстройке 2 кГц) -112 дБн/Гц и выходной мощностью от 0 до 40 мВт.*

Постоянное ужесточение требований к формирователям частот и сигналов СВЧ-диапазона, предназначенных для различных систем специального назначения, заставляет разработчиков искать новые технические решения для достижения высоких электрических и массогабаритных характеристик.

В данной работе предложены технические решения, позволяющие, используя традиционные подходы к проектированию СВЧ-генераторов на коаксиальных диэлектрических резонаторах (КДР), доступные КДР, традиционные материалы подложек, а следовательно и традиционные доступные технологии их изготовления, расширить рабочий диапазон частот таких генераторов с сохранением основных электрических характеристик, а в ряде случаев и существенно улучшить их.

Добротность КДР на уровне 500 при типовой перестройке частоты не более 0,5 % позволяет получить достаточно низкий уровень спектральной плотности мощности фазовых шумов (СПМФШ). Однако с ростом частоты геометрические размеры резонатора уменьшаются, а вместе с размерами катастрофически уменьшается и добротность КДР. При включении КДР в цепь СВЧ-генератора уменьшение происходит ещё более не пропорционально. Фатальное уменьшение геометрии резонатора обусловлено возрастающим влиянием паразитных параметров топологии платы, влияние которых на частотах 3 ГГц и выше становятся существенными. Принимая во внимание, что применённые активные компоненты имеют хороший запас значений параметров для реализации высокочастотных генераторов, КДР, нагруженный схемой СВЧ-генератора, становится наиболее критичным элементом с точки зрения обеспечения СПМФШ и перестроечных характеристик ГУН.

В настоящей статье предложен способ существенного снижения влияния паразитных параметров топологии платы на параметры генератора в следствии удаления заземляющей металлизации, расположенной в различных слоях топологии платы, и уменьшения длины паразитной индуктивности цепи подключения резонансного контура к активной части СВЧ-генератора, за счёт уменьшения длины перемычки от центрального проводника КДР к плате. С этой целью под топологическим рисунком генератора, непосредственно в самой плате,

методом фрезерования, сформирована область в пределах которой полностью отсутствует экранирующая металлизация. При этом толщина подложки из RO4003 в этом месте, с расположенной на ней частью топологией СВЧ-генератора уменьшена до 0,2 мм. Генератор, в нашем случае, изготовлен на четырёхслойной плате из RO4003 общей толщиной 1 мм при толщине промежуточных слоёв 0,25 мм.

Выявлено, что основной вклад в паразитную ёмкостную и индуктивную составляющую резонансного контура генератора вносят полоски связи, расположенные в базовой цепи транзистора, и обеспечивающие связь схемы активной части генератора с резонансным контуром на КДР, определяющим частоту генерации. Применение изложенного технического решения позволило снизить до 0,1 пФ значение ёмкости связи активной части генератора с резонансным контуром на КДР и варакторным диодом, обеспечив тем самым сохранение максимальной добротности перестраиваемого резонансного контура и как следствие более низких значений СПМФШ по сравнению с традиционным подходом.

В результате проведённой работы разработан высокостабильный, малогабаритный опорный СВЧ-генератор с рабочей частотой 3,6 ГГц на КДР стабилизированный петлёй ФАПЧ. Опорный генератор обладает низким уровнем фазовых шумов -112 дБн/Гц при отстройке на 2 кГц и выходной мощностью от 0 до 40 мВт.

Проведён сравнительный анализ модернизированного изделия в сравнении с аналогичным генератором в традиционном исполнении. Показаны преимущества новой конструкции в части улучшения характеристик СПМФШ ГУН, а так же возможностей расширения рабочего диапазона частот подобных генераторов в сторону высоких частот при сохранении традиционного подхода к разработке топологии, используемых материалов и доступных КДР. Опорный генератор является законченным изделием и предназначен для применения в аппаратуре специального назначения.

Список литературы

1. E. Rubiola. *The Leeson Effect: Phase Noise in Feedback Oscillators*. – 2006 IEEE International Frequency Control Symposium Tutorial, June 2006.
2. U. Rohde, A. Poddar and G. Bock. *The Design of Modern Micro-wave Oscillators for Wireless Applications: Theory and Optimization*. – John Wiley & Sons Inc., Hoboken, NJ, 2005.
3. Ченакин А. Фазовые шумы в СВЧ-генераторах. Методы решения проблемы // *Электроника: НТБ*. 2011. № 4.
4. www.analog.com
5. www.hittite.com
6. Beltchicov S., Dzisiak A., Guletskiy I. *A Low Phase Noise Octave-Band Synthesizer Using an X-Band Frequency Reference*. *Microwave Journal*. May. 2014.

Бифуркационные переходы в системе двух связанных СВЧ автогенераторов при разрушении когерентности

Новиков С.С.

Томский государственный университет

Пр. Ленина, 36, Томск, Россия

nss@sibmail.com

Аннотация: Экспериментально исследуется тонкая структура бифуркационных изменений колебательных режимов в системе двух СВЧ автогенераторов в области сильных резонансных связей. Кратко обсуждаются способы схемной реализации сильных резонансных взаимодействий, а также их аналитический порог, при превышении которого синхронные режимы теряют устойчивость и система переходит в режим динамического хаоса.

1. Введение

Принято считать, что в простейшей системе двух связанных автогенераторов при близости их собственных частот наступает синхронизм, который часто трактуется как способность систем воспроизводить определенный порядок. Вместе с тем, как показывают наши исследования, взаимная синхронизация является одним из вариантов поведения связанных автоколебательных систем. Так, при сильных резонансных взаимодействиях когерентный режим теряет устойчивость и система переходит в режим динамического хаоса. Существенно, что каждый из автогенераторов в автономном режиме является абсолютно стабильной одночастотной системой, а сами генераторы могут быть идентичными. Как известно, представления об устойчивости (или неустойчивости) тех или иных движений в динамических системах составляют феноменологическую основу для понимания бифуркационных преобразований поведения систем. Поэтому важное значение при изучении таких явлений приобретают поиск и идентификация прямых связей показателей устойчивости базовых движений с управляющими параметрами.

В настоящей работе экспериментально исследуется тонкая структура бифуркационных изменений колебательных режимов в системе двух СВЧ автогенераторов в области сильных резонансных связей при разрушении когерентности.

2. Сильное резонансное взаимодействие автогенераторов и разрушение когерентности

Обсуждаются способы схемной реализации сильных резонансных взаимодействий, а также их аналитический [1] порог, при превышении которого синхронные режимы теряют устойчивость и когерентность разрушается. Предложены способы управления резонансными свойствами путём введения в каналы взаимной связи генераторов несимметрии или диссипаций различного типа. Отмечается, что хаотическая динамика должна иметь признаки гипер хаоса, так как указанная неустойчивость может развиваться одновременно по двум направлениям: за счет неустойчивости как фазовых так и амплитудных соотношений.

3. Объект исследования и экспериментальные результаты

Экспериментальные исследования проведены на системе двух перестраиваемых по частоте (3-3.5 ГГц) транзисторных СВЧ автогенераторов путем анализа спектральных и временных характеристик колебаний [2,3]. При использовании специальных зондов удается снять сигналы из схем каждого автогенератора и сопоставить формы их огибающих. При выполнении критерия разрушения когерентности синхронные режимы как при точном равенстве частот автогенераторов, так и в некоторой полосе частотных расстройек не реализуются. Вместо них развиваются автомодуляционные неустойчивости различных типов, переходящие в режим динамического хаоса со сплошным спектром в полосе порядка 0.8 ГГц. Хаотическая динамика фаз и амплитуд СВЧ колебаний автогенераторов демонстрируется осциллограммами огибающих колебаний. Пример спектров и огибающих приведены на рис.1 и рис.2.

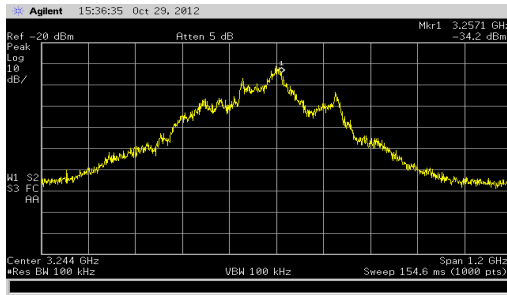


Рис.1 Спектр колебаний в общей нагрузке

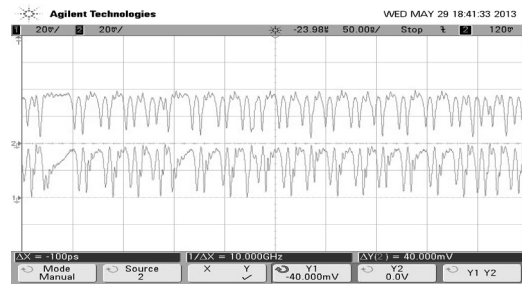


Рис.2 Огибающие колебаний автогенераторов

В докладе описаны бифуркационные переходы к динамическому хаосу при различных настройках частот генераторов в области резонанса связи и параметров канала связи:

- а) при изменении резонансных свойств канала связи – от слабой неустойчивости автомодуляционного типа, через перемежаемость к развитой хаотической динамике;
- б) при уменьшении расстройки частот автогенераторов – через каскад бифуркаций удвоения периода автомодуляции;
- в) переход с подавлением синфазных колебаний;
- г) переход с подавлением противофазных колебаний.

Для регистрации «тонких» элементов бифуркационного преобразования спектрально-временной структуры колебаний потребовалось прецизионное управление частотами генераторов и параметрами связи.

4. Заключение

Исследованы процессы преобразования колебаний в системе двух сильно связанных СВЧ автогенераторов при разрушении когерентности и переходе к динамическому хаосу. Показано, что бифуркационная перестройка колебаний отличается континуальным характером изменения их амплитудно-фазового профиля. Для регистрации «тонких» элементов преобразования спектрально-временной структуры колебаний применялось прецизионное управление частотами генераторов и параметрами связи. Описаны варианты бифуркационных переходов и способы их реализации в плоскости параметров системы, показана возможность управления резонансными свойствами связи путём введения в канал связи несимметрии или диссипативных потерь. Отмечается, что полученные экспериментальные результаты соответствуют теоретическим оценкам условий разрушения когерентности.

Список литературы

1. Новиков С.С., Усюкевич А.А. Неустойчивость синхронных режимов в системе двух связанных СВЧ-автогенераторов // Изв. Вузов. Физика. 2012. Т. 55. № 11. С. 51-56.
2. Новиков С.С., Усюкевич А.А. Разрушение когерентного режима в системе двух автогенераторов при сильных резонансных взаимных связях // Изв. Вузов. ПНД. 2012. – Т.20, №5. – С. 14-25.
3. Novikov S. S. Hyper-chaos Mode in the Mutual Coupled and Partial Stable Microwave Oscillators System. Progress In Electromagnetics Research Symposium — Spring (PIERS), 2017. St Petersburg, Russia, 22–25 May. P. 1065-1069

Компьютерная и конструктивная оптимизация многоканальных диодных защитных устройств СВЧ на связанных линиях

¹ Николаев С. В., ¹ Шаповалова В. В., ¹ Ильичев Н. В., ¹ Богданов С. А., ¹ Куприянов П. В.

¹ АО «НПП «Исток» им. Шокина»

141190, г. Фрязино, Московская область, Вокзальная ул., д. 2а, корпус 1, комната 65, этаж 2
info@istokmw.ru

Аннотация: создание защитных устройств СВЧ-приемника от собственного передатчика и мощного стороннего сигнала. Основные требования: возможность работы в активном и пассивном режимах, увеличение допустимой непрерывной мощности по сравнению с известными устройствами. Результат: оптимизированы структуры и конструкции защитных устройств на связанных микрополосковых линиях, создан ряд конструкций защитных устройств, работающих в активном и пассивном режимах с максимально допустимой непрерывной входной мощностью до 40 Вт при начальных потерях не более 1,3 дБ.

Ключевые слова: защитные устройства СВЧ, связанные линии.

1. Введение

Защитные устройства (ЗУ) СВЧ классифицируются по режимам работы [1]: пассивные (самоуправляемые) обеспечивают ограничение сигнала при воздействии повышенной входной мощности, активные (управляемые) вносят потери в линию передачи при подаче управляющего сигнала. Основным недостатком пассивных устройств является просачивание входной мощности в последующие каскады в начальный момент воздействия из-за конечного быстродействия диодов. Активные ЗУ лишены этого недостатка, так как управляющие сигналы подаются до воздействия повышенной мощности, но не обеспечивают защиту последующих каскадов при воздействии случайной помехи. Основная схема создания пассивных ЗУ – встречно-параллельное включение диодов, что не позволяет подавать на такие устройства управляющие токи. Этого недостатка лишены устройства на связанных микрополосковых линиях [2], в которых диоды включены в одной полярности. Предлагаемые защитные устройства обеспечивают работу в пассивном и активном режимах, при этом применение оптимизированной конструкции позволяет увеличить допустимую непрерывную входную мощность при сохранении низких начальных потерь.

2. Основная часть

В основе приведенных в докладе конструкций гибридно-интегральных схем ЗУ лежит каскадное включение групп связанных линий, шунтированных ограничительными или p-i-n диодами [2].

В докладе описана схема включения по постоянному току, позволяющая ЗУ работать как в пассивном, так и в активном режимах. Приводятся основная структурная схема многоканальных ЗУ на связанных линиях и описание ее работы. Приводятся линейные и нелинейные компьютерные модели ЗУ и методы их оптимизации. Описаны различные конструкции гибридно-интегральных схем ЗУ, дается обоснование выбора оптимальной конструкции.

Испытания экспериментальной ГИС СВЧ ЗУ X-диапазона с применением восьми ограничительных диодов подтвердили работоспособность при непрерывной входной мощности до 40 Вт. ЗУ испытывалось как в активном, так и в пассивном режимах, при этом начальные потери составили менее 1,3 дБ. Время срабатывания ЗУ в пассивном режиме составило не более 20 нс, время восстановления ЗУ в пассивном режиме не более 50 нс, в активном режиме не более 20 нс.

3. Заключение

Оптимизированы электрическая схема и конструкция диодных защитных устройств на связанных микрополосковых линиях. Создана конструкция защитных устройств, позволяющая повысить допустимую входную мощность на 33% по сравнению с [2] при этом начальные потери не увеличились. Защитные устройства могут работать как в активном, так и в пассивном режимах, что позволяет повысить помехозащищенность СВЧ-приемника.

Список литературы

1. Вайсблатт А.В. Коммутационные устройства СВЧ на полупроводниковых диодах. – М.: Радио и связь, 1987. стр. 3.
2. С.В. Николаев, В.В. Шаповалова, И.В. Кротов. Диодные защитные устройства СВЧ на связанных микрополосковых резонаторах. Сборник трудов III Всероссийской научно-технической конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ». 2014г. СПбТЭТУ «ЛЭТИ» Санкт-Петербург. стр.375-378.

Быстродействующие диодные многоканальные СВЧ переключатели повышенной мощности

¹ Николаев С. В., ¹ Шаповалова В. В., ¹ Ильичев Н. В., ¹ Николаева Н.Г.

¹ АО «НПП «Исток» им. Шокина»

141190, г. Фрязино, Московская область, Вокзальная ул., д.2а, корпус 1, комната 65, этаж 2
info@istokmw.ru

Аннотация: разработка многоканальных переключателей СВЧ мощности. Основные параметры: максимальная коммутируемая мощность не менее 35 Вт, начальные потери не более 1,5 дБ, время переключения не более 50 нс. Результат: разработана структура N-канального переключателя СВЧ мощности ($N=2, 3, \dots$), разработана электрическая принципиальная схема и конструкция, проведены экспериментальные исследования двухканального переключателя X-диапазона с начальными потерями 1,3 дБ, коммутируемой мощностью до 35 Вт и временем переключения менее 50 нс.

Ключевые слова: переключатель СВЧ-мощности.

1. Введение

С развитием СВЧ электроники повышаются требования к переключателям: растут коммутируемые мощности, уменьшаются времена переключения. Применение в единой системе нескольких АФАР с последующей обработкой сигналов в едином блоке требует создания мощных быстродействующих СВЧ переключателей.

Типичные структуры СВЧ переключателей содержат р-і-п диоды, включенные в разрыв микрополосковой линии, либо шунтирующие ее [1]. С повышением допустимой входной мощности в таких устройствах требуется повысить мощность диодов, что ведет к увеличению начальных потерь и снижению быстродействия.

Предлагаемая структура лишена указанных недостатков и позволяет конструировать быстродействующие многоканальные переключатели с малыми начальными потерями и коммутируемой мощностью до десятков ватт.

2. Основная часть

Структура N-канального переключателя ($N=2, 3, \dots$) приведена на рис. 1.

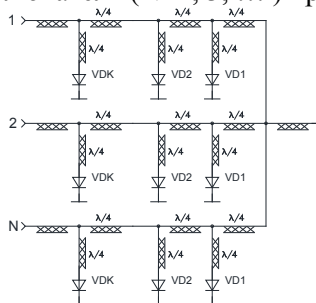


Рисунок 1. Структура N-канального переключателя. 1, 2, ..., N - коммутируемые каналы, VD1...VDK – диоды, $\lambda/4$ – четвертьволновые отрезки микрополосковой линии.

В докладе описана работа N-канального переключателя, приведены структуры переключателей отражающего типа и с согласованием по входам.

На структуру N-канального переключателя получен патент РФ на изобретение [2].

На основе N-канальной структуры сконструирован двухканальный переключатель X-диапазона 2:1. Схема переключателя приведена на рис.2.

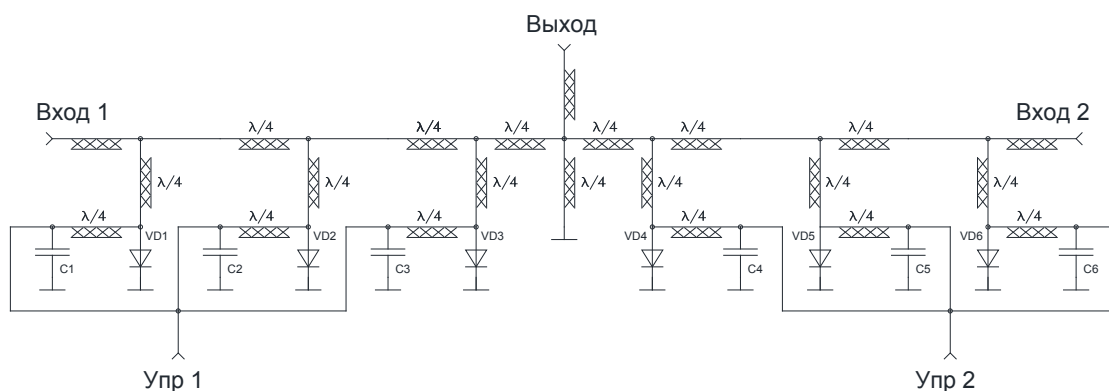


Рисунок 2. Электрическая принципиальная схема двухканального переключателя X-диапазона 2:1.

В докладе описывается работа двухканального переключателя, приводятся основные расчетные и экспериментальные характеристики.

На конструкцию двухканального переключателя оформлен патент РФ на полезную модель [3].

Конструктивно переключатель выполнен в виде гибридно-интегральной схемы, которая помещена в герметичный дюралевый корпус размерами 50x38мм (рис. 3).



Рисунок 3. Корпус и топология ГИС двухканального переключателя X-диапазона.

Экспериментальные исследования переключателя подтвердили его работоспособность при коммутируемой мощности до 35Вт. Начальные потери в любом из каналов не превышают 1,4 дБ. Время переключения между каналами не более 50 нс. Потери в закрытом канале не менее 31 дБ. Ширина рабочей полосы переключателя не менее 10%.

3. Заключение

Разработана структура N-канального переключателя СВЧ мощности. Разработана электрическая схема, конструкция и проведены экспериментальные исследования быстродействующего двухканального переключателя мощности X-диапазона. Рабочая полоса переключателя составила не менее 10%, начальные потери не более 1,4 дБ, коммутируемая мощность не менее 35Вт, время переключения не более 50 нс.

На основе предложенной структуры могут быть сконструированы переключатели СВЧ мощности различных диапазонов частот с шириной рабочей полосы до 20%. В ходе работ были использованы диоды «Параграф-Д» производства АО «НПП «Исток» им. Шокина». Применение более мощных диодов позволит повысить допустимую входную мощность переключателя.

Список литературы

1. Вайсблатт А.В. Коммутационные устройства СВЧ на полупроводниковых диодах. – М.: Радио и связь, 1987. стр. 79-91.
2. Патент на изобретение № 2410802. Шаповалова В.В., Ильичёв Н.В., Николаев С.В., Атюнина С.А. Переключатель СВЧ.
3. Патент на полезную модель №102844. Орехов М.Б., Шаповалова В.В., Ильичев Н.В., Николаев С.В. Диодный переключатель СВЧ мощности.

«Цифровые» подходы к расширению динамического диапазона широкополосных инфрадинных преобразователей СВЧ

¹ Петров С. А.

¹ АО «НПК «ТРИСТАН»
ул. 2-ая Боевская, 2, Москва, 107014, Россия
s_petrov@mail.ru

***Аннотация:** Предложены системотехнические подходы проектирования широкополосных приемных устройств СВЧ пассивной радиолокации. Представлены результаты измерений инфрадинного преобразователя с расширенным динамическим диапазоном. Сделан вывод о целесообразности применения в современных широкополосных преобразователях СВЧ цифровых адаптивных схем питания и управления.*

1. Введение

Широкополосный инфрадинный преобразователь (ШИП) является частью приёмного устройства СВЧ современной системы пассивной радиолокации. К устройствам такого типа, предъявляются высокие требования по электрическим характеристикам, технологичности и массогабаритным показателям. Важной задачей при проектировании ШИП СВЧ является расширение его реального динамического диапазона (РДД) [1]. Верхняя граница РДД определяется точкой однодецибелной компрессии, а нижняя предельной чувствительностью и уровнем паразитных каналов приема (ПКП). Возможные схемотехнические пути улучшения этих характеристик подробно описаны в недавних публикациях [2], [3].

Параметры широкополосного преобразователя зависят в том числе от конструктивного исполнения и выбранной элементной базы. Для улучшения электрических характеристик ШИП СВЧ прибегают к индивидуальной настройке некоторых СВЧ элементов, входящих в его состав. Как правило, регулировка активных элементов схемы, в особенно широкополосных, подразумевает подбор статического режима работы для всей рабочей полосы частот в диапазоне температур. Такой подход не оптимален, так как носит компромиссный и усредненный характер.

Эффективно использовать возможности элементной базы позволяет введение адаптивных схем питания и управления в ШИП СВЧ. Они дают возможность динамически изменять режимы работы функциональных узлов и использовать активные элементы коррекции. С помощью такой системы настройки и регулировки удастся снизить неравномерность Кп и увеличить подавление ПКП.

В работе представлены результаты экспериментальных измерений модуля, разработанного на основе предложенных схемотехнических решений.

2. Основные подходы

Дополнительные возможности по улучшению электрических параметров ШИП СВЧ дает внедрение адаптивных схем питания и управления (АСПиУ). С точки зрения конструктивной и технологической простоты наиболее выгодным представляется решение с совместным использованием быстродействующих аналоговых СВЧ и цифровых устройств.

В основу способа уменьшения неравномерности Кп лежит динамическая корректировка АЧХ его мгновенной полосы частот с помощью СВЧ эквалайзера [4]. Эквалайзер динамически меняет наклон АЧХ сквозной полосы в зависимости от частоты настройки и температуры.

Низкий уровень паразитных составляющих обеспечивается оперативной подстройкой активных элементов гетеродинного тракта. Регулировка усилительных и умножительных элементов происходит за счет изменения их питающих напряжений. Так как элементы работают в оптимальном режиме во всем температурном и частотном диапазоне удастся добиться снижения уровня ПКП ШИП СВЧ. На рис. 1. представлена упрощенная схема цифровой АСПиУ.

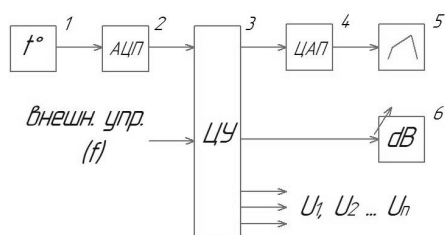


Рис.1. Функциональная схема цифровой АСПиУ, где 1 – датчик температуры
2 – аналого-цифровой преобразователь
3 – цифровое управляющее устройство
4 – цифро-аналоговый преобразователь
5 – аналоговый корректор АЧХ
6 – цифровой дискретный аттенюатор

3. Результаты экспериментальных исследований.

Представлены результаты измерений модуля ШИП СВЧ с рабочим диапазоном частот от 1 до 18 ГГц. В основу конструкции СВЧ и НЧ части преобразователя заложена технология поверхностного автоматизированного монтажа [5]. В ШИП СВЧ использована система регулировки, коррекции АЧХ и термокомпенсации Кп на базе цифровой адаптивной схемы питания и управления. Коэффициенты передачи и уровни подавления ПКП преобразователя изображены на рис. 2 и 3 соответственно.

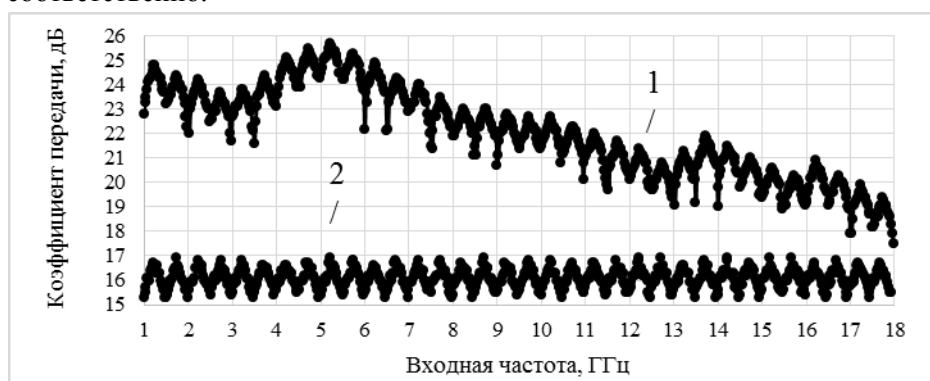


Рис.2. Коэффициент передачи ШИП СВЧ, где 1 – Кп без АСПиУ, 2 – Кп с АСПиУ)

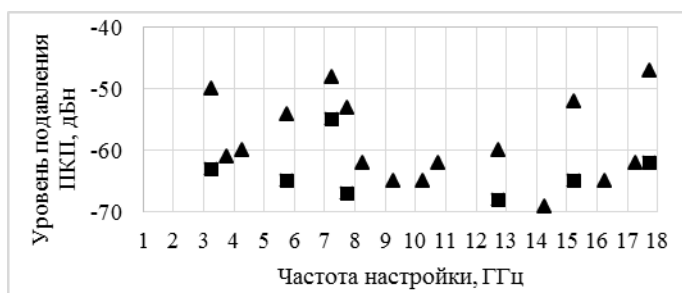


Рис. 3. Уровни подавления ПКП ШИП СВЧ, где
▲ – уровень подавления ПКП без АСПиУ,
■ – уровень подавления ПКП с АСПиУ

За счет применения АСПиУ удалось добиться уменьшения разброса Кп и существенного снижения уровня ПКП во всей области рабочих частот модуля.

4. Заключение

В докладе рассмотрены механизмы ограничения РДД ШИП СВЧ. Предложены способы расширения его верхней и нижней границ. Представлены результаты экспериментальных исследований предложенных системотехнических подходов. Сделан вывод о целесообразности применения в ШИП СВЧ цифровых АСПиУ.

На основе конструкторских и технологических решений создан качественно новый малогабаритный, многофункциональный ШИП СВЧ. Представленный модуль в составе широкополосного приемного устройства СВЧ позволил существенно повысить эффективность аппаратуры назначения.

Список литературы

1. Куприянов П. В. Широкополосные приемные устройства СВЧ с расширенным динамическим диапазоном // Радиотехника. – 2006. – Вып. 3. – с.8-13
2. Gerald Cornwell, Chandra Gupta, "Investigate Wideband Frequency Converters", Microwaves & RF, pp 2-6, 2016
3. Steve C. Cripps, "RF Power Amplifiers for Wireless Communications", Artech House, inc., 319 pp., 1999
4. H. Wang*, B. Yan, Z. Wang, and R. Xu "Broadband Microwave Gain Equalizer", Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 33, 63-72, 2012
5. Петров С. А. Входной малошумящий усилительный модуль с расширенным динамическим диапазоном // Электронная техника. – 2018. – Вып. 4 (539) – с.31-36

Уменьшение неравномерности амплитуды огибающей выходного сигнала импульсных транзисторных СВЧ усилителей мощности

Пчелин В.А., Гринберг Д.С., Басманов М.А., Калита Д.В., Корчагин И.П.,
Муштайкин Е.В., Щёголев С.А.

Акционерное Общество «НПП «Исток» им. Шокина», ул. Вокзальная, д.2а, г. Фрязино, 141190, РФ,
nprk-7@istokmw.ru

***Аннотация:** Представлены результаты обследования усилителей мощности с модуляцией напряжения затворов СВЧ транзисторов, позволяющей уменьшить неравномерность амплитуды импульсного выходного сигнала до долей процента. Приведены характеристики усилительных каскадов на GaAs и GaN транзисторах с модуляцией напряжения по затвору.*

1. Введение

В выходных каналах спец. аппаратуры часто требуется огибающая СВЧ выходного сигнала (радиоимпульса) с минимальным искажением формы задающего импульса. Обычно применяемый способ получения импульсного сигнала - модуляция напряжения стоков СВЧ транзисторов (модуляция по стоку) обеспечивает устойчивую работу усилителя и хорошее подавление сигнала в паузе между импульсами. Однако, несмотря на очевидные преимущества, представленный способ имеет и недостатки: огибающая СВЧ сигнала может иметь неравномерность амплитуды до нескольких процентов, недостаточно крутые передние и задние фронты импульса.

При данном способе модуляции требуется мощный ключевой транзистор в цепи питания стоков (как правило, зарубежного производства), так как коммутируемый импульсный ток достигает десятков ампер, при модуляции же по затвору импульсный ток затвора не превышает десятков миллиампер.

Ограничение применения модуляции напряжения по затвору обуславливалось несколькими причинами:

- неустойчивой работой усилителя при переходных процессах включения импульсного напряжения затвора (U_z);
- разными значениями напряжения рабочей точки (U_z) СВЧ транзисторов, особенно при использовании в усилителе множества (более десятка) транзисторов;
- необходимостью использования импульсного СВЧ входного сигнала для подавления сигнала в паузе.

2. Экспериментальные результаты

В данной работе приведены результаты исследования усилительных каскадов на мощных СВЧ гетероструктурных GaAs полевых транзисторах «Принц» 4-105 Рвых 8 Вт, «Принц» 2-70

Рвых 3 Вт, «Принц» 1-50 Рвых 1 Вт с модуляцией напряжения по затвору. Транзисторы производства АО «НПП «Исток» им. Шокина».

Проблема неустойчивой работы транзистора и возможное её решение представлена в работе [1]. Принцип согласования исследуемых GaAs транзисторов приведен там же.

Измерение амплитудной характеристики и зависимости тока стока (I_c) каскада с транзистором «Принц» 4-105 (рисунок 1, 2) при разных значениях U_z показало, что в режиме максимальной выходной мощности I_c транзистора слабо зависит от U_z . Таким образом, выбор рабочей точки, например, минус 1,1 В для всех транзисторов вполне приемлем.

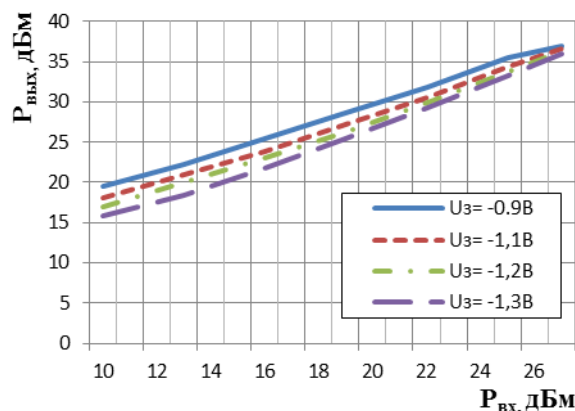
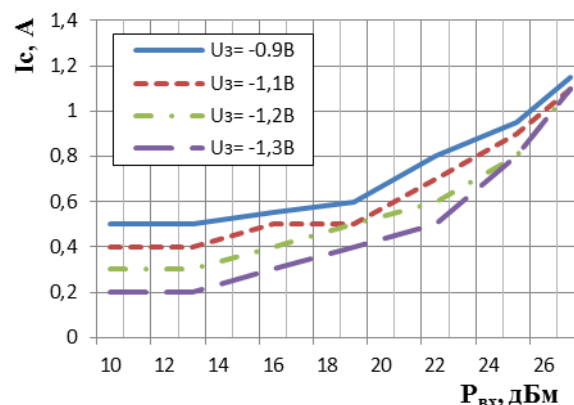


Рис. 1. Амплитудная характеристика каскада

Рис. 2. Зависимость тока стока от $P_{вх}$

Представляет интерес величина затухания мощности в паузе между импульсами при непрерывной $P_{вх}$ для разных типов транзисторов. Измерения показали, что затухание в паузе при модуляции по стоку составляет минус 8 дБ, при модуляции по затвору минус 14...15 дБ на каскад. Так же были измерены затухание и ток стока каскада в паузе при разных значениях входной мощности. В докладе представлены полученные характеристики. Просачивающаяся мощность в паузе для всех типов транзисторов имеет линейную зависимость от $P_{вх}$, при этом I_c (модуляция по затвору) резко возрастает при значении $P_{вх}$ 15-17 дБм. Из представленных в докладе графиков можно оценить, например, затухание в паузе 4-х каскадного усилителя с $P_{вых}$ 10 Вт на частоте 10 ГГц с модуляцией по затвору, оно будет составлять минус 55...60 дБ относительно $P_{вх}$, при этом $P_{вх}$ (непрерывная) не должна превышать 17 дБм. Уменьшение каскадов усилителя возможно только при наличии мощного входного импульсного сигнала, конечно же, правильной формы.

Характеристики огибающей СВЧ каскада на транзисторе «Принц» 4-105 в режиме $P_{выхмакс} = 8$ Вт с модуляцией по затвору при скважности 10 следующие: $T_{имп} = 50$ мкс, передний фронт=9 нс, задний фронт=16 нс, скос=0,2%. В докладе приведена таблица с характеристиками выходного импульса усилительных каскадов на GaAs транзисторах при модуляции напряжения затвора и стока.

Подобные измерения были проведены на 10-ваттном GaN транзисторе ПП9137А производства АО «НИИЭТ» г. Воронеж. Зависимости $P_{вых}$ и тока стока от $P_{вх}$ имеют аналогичный характер, показанный на рис. 1 и 2, т.е. в режиме $P_{выхмакс}$ мощность и ток стока транзистора слабо зависят от U_z . При модуляции по затвору были получены следующие параметры огибающей СВЧ: скос 0,3%, фронт 5 нс, спад 6 нс, $P_{вх}$ имп. не менее 10 Вт на частоте 3 ГГц при напряжении стока 28 В.

3. Заключение

Представлены результаты обследования импульсных усилительных каскадов на гетероструктурных GaAs и на GaN полевых транзисторах с модуляцией по затвору. Показаны преимущества такой модуляции и ограничения в применении.

Список литературы

1. Манченко Л.В., Пчелин В.А., Трегубов В.Б. Двухкаскадный усилитель мощности на гетероструктурных полевых транзисторах ФГУП «НПП «Исток». 20-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо 2010), 13-17 Сент., X-диапазона на Севастополь, стр. 127-128.

Приемо-передающий модуль АФАР X-диапазона с функцией внутренней проверки приемного и передающего каналов

Карасев М.С., Далингер А.Г., Шацкий С.В., Щеголев С.А., Адиатулин А.В.,
Завьялов Д.К., Иовдальский В.А.

АО «НПП «Исток» им. А.И. Шокина»
ул. Вокзальная, 2А, Фрязино, 141190, Россия
info@istokmw.ru

Аннотация: Описана структурная схема проверки работоспособности приемного и передающего каналов в составе приемо-передающего модуля. Рассмотрен принцип работы узлов проверки работоспособности приемного и передающего каналов.

1. Введение

Активные фазированные антенные решетки (АФАР) включают в свой состав приемо-передающие модули (ППМ)[1,2].

Для обеспечения быстрой проверки работоспособности приемопередающих модулей в составе АФАР необходимо применять встроенные функциональные узлы позволяющие получить данные об электрических параметрах без привлечения дополнительного оборудования.

В работе приведен принцип проверки работоспособности приемного и передающего каналов с использованием узлов направленного ответвления сигналов.

2. Приемно-передающий модуль с функцией проверки приемного и передающего каналов

Структурная схема ППМ с функцией проверки работоспособности приемного и передающего каналов представлена на рисунке 1.

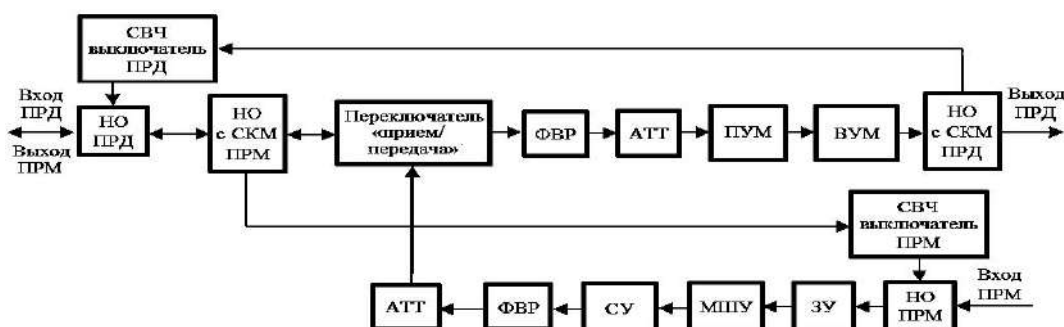


Рис. 1. Структурная схема ППМ с функцией проверки работоспособности приемного и передающего каналов

Принцип проверки работоспособности передающего канала.

На вход передающего канала при замыкании СВЧ переключателя ПРД через направленный ответвитель ПРД (НО ПРД) проникает часть СВЧ мощности ответвленной с выходного усилителя мощности через направленный ответвитель с системой контроля мощности ПРД (НО с СКМ ПРД). Возникает самовозбуждение передающего канала из-за положительной обратной связи (ПОС). Ответвление петли имеет постоянное заранее рассчитанное значение относительно коэффициента усиления тракта.

Ввод ослабления в тракт при помощи аттенюаторов (АТТ) ПРД позволяет убрать самовозбуждение тракта. Расчет по формуле (1) позволяет вычислить коэффициент усиления ПРД, а соответственно подтвердить работоспособность передающего канала.

$$K_{у \text{ ПРД}} = |K_{у \text{ ос}}| + \sum R_{\text{атт}} \quad (1)$$

Проверка самовозбуждения канала обеспечивается системой контроля мощности на детекторном диоде, на выходе которого возникает напряжение при самовозбуждении тракта.

При замыкании СВЧ переключателя ПРД, самовозбуждение тракта может не возникнуть, так как фазовые характеристики не соответствуют условию $\Delta\varphi = 0$. Для возникновения самовозбуждения тракта, требуется вводить разряды фазовращателей до появления самовозбуждения.

При отсутствии возбуждения канала ПРД при всех состояниях фазовращателей и аттенюаторов - канал ПРД является неисправным.

Проверка работоспособности приемного канала обеспечивается тем же принципом, что и в передающем канале.

3. Заключение

Использование разработанной схемы в составе современных приемо-передающих модулей АФАР, позволяет получить информацию о работоспособности каналов приемо-передающего модуля с высокой скоростью, точностью, затратив минимум времени и дополнительного оборудования.

Список литературы

1. Карасев М.С. Перспективный многофункциональный приемо-передающий модуль АФАР Х-диапазона // Научно-технический сборник «Электронная техника» Серия 1 «СВЧ-техника», Выпуск 1(532) – 2017г.
2. Карасев М.С., Далингер А.Г., Шацкий С.В., Жерновенков В.А., Синькова Е.А., Щеголев С.А. «Многофункциональный приемо-передающий модуль АФАР нового поколения» // сборник трудов конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ» 2018 г.

Построение моделей СВЧ транзисторов при изменении зондирующего сигнала в диапазоне частот и мощностей

¹Евсеев В.И., ²Крылов А.А., ^{1,3}Моругин С.Л., ^{1,3}Никулин С.М.

¹ ООО «Арзамасское приборостроительное конструкторское бюро»
г. Арзамас, Нижегородской обл., 607220, Российская Федерация
vladimir.evseev@oaoapz.com, smorugin@yandex.ru, nikulin-serg2006@yandex

² Компания «Кейсайт Текнолоджиз» г. Нижний Новгород, 603008, Российская Федерация
ka_dikk@mail.ru

³ Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева, г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
smorugin@yandex.ru, nikulin-serg2006@yandex

Аннотация: Библиотеку моделей мощных СВЧ транзисторов, зависящих от различных режимов питания по постоянному току, частоты и мощности входного сигнала, можно создать на основе натурального эксперимента по результатам измерений S -параметров в режиме большого сигнала. Для упрощения измерений с использованием только одного генератора входного сигнала применяется метод удаленной переменной нагрузки.

Для восстановления S -параметров с использованием одного генератора сигнала нужны, по меньшей мере, два результата измерений при разных значениях нагрузки. Показано, что в режиме большого сигнала S -параметры, получаемые при изменении реальной части импеданса нагрузки и при изменении его мнимой части, заметно различаются. При этом в линейном (малосигнальном) режиме S -параметры, определяемые при изменении как реальной, так и мнимой части импеданса удаленной нагрузки, имеют одинаковые значения.

Показано, что для построения моделей в пространстве параметров питания по постоянному току, частоты и входной мощности можно использовать переменную нагрузку в виде комбинации отрезков длинной линии с двумя различными волновыми сопротивлениями, которая обеспечивает изменение импеданса нагрузки в заданных пределах по реальной и мнимой части. Полученная модель может применяться для проектирования конструкции выходных каскадов транзисторных усилителей средствами линейного анализа и оптимизации электрических цепей.

1. Введение

Измерение S -параметров в режиме согласования транзистора с источником сигнала и нагрузкой часто выполняют с помощью коаксиальных тюнеров импеданса и контактных устройств для установки прибора в полосковую линию с низким волновым сопротивлением [1,2]. Для построения моделей мощных транзисторов в диапазоне частот такой подход трудоемок.

В то же время библиотеку моделей мощных СВЧ транзисторов в пространстве различных режимов питания по постоянному току, частоты и мощности входного сигнала можно создать как с помощью схемной нелинейной модели транзистора средствами автоматизированного проектирования, так и средствами СВЧ измерений с векторным анализатором цепей и генератором сигналов необходимой мощности, как делается и в известной концепции X -параметров [3].

S -параметры в режиме большого сигнала зависят от импеданса нагрузки, но если модель получена при условии согласования входной и выходной цепи транзистора на соответствующей частоте, то эта зависимость становится менее значимой для проектирования усилителей и учет ее влияния упрощается.

2. Объекты исследования и модели

Объектами исследования являются:

- модели мощных СВЧ транзисторов в большесигнальном режиме, в частности, модели в виде S -параметров;
- методики извлечения параметров моделей из результатов измерений коэффициента передачи и коэффициента отражения с использованием одного генератора, оснастки с простыми согла-

сующими устройствами [4-6] и удаленной переменной нагрузки в виде одного или двух отрезков длинной линии.

На основе обработки результатов численного моделирования транзисторов и обработки результатов натурального эксперимента установлено, что в нелинейном режиме для описания элементов S_{12} и S_{22} S -матрицы в режиме большого сигнала требуется по два комплексных коэффициента на каждый элемент, которые обозначим как S_{12r} , S_{12i} , S_{22r} , S_{22i} .

Пусть падающая волна a_1 на некоторой частоте имеет фазу, равную нулю, тогда первый коэффициент в составе элементов S_{12} и S_{22} матрицы описывает воздействие компонента падающей волны a_2 с фазой 0 по отношению к волне a_1 (т.е. $real(a_2)$), а второй коэффициент - воздействие компонента волны с фазой 90° ($imag(a_2)$).

Таким образом, связь между падающими a_1 , a_2 и отраженными комплексными волнами b_1 , b_2 можно представить так (при $imag(a_1) = 0$)

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}(a_1) & S_{r12}(a_1) & S_{i12}(a_1) \\ S_{21}(a_1) & S_{r22}(a_1) & S_{i22}(a_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ real(a_2) \\ imag(a_2) \end{bmatrix},$$

где все коэффициенты расширенной S -матрицы - комплексные числа.

Разделение влияния реальной и мнимой частей комплексной падающей с выхода волны a_2 позволяет точнее описать нелинейные режимы транзисторных усилителей, вплоть до режима ограничения [8].

3. Заключение

Создание библиотеки моделей мощных СВЧ транзисторов как набора расширенных S -матриц в пространстве различных режимов питания по постоянному току, частоты и мощности входного сигнала позволит существенно упростить и удешевить аппаратные средства измерений и облегчает решение задач автоматизированного проектирования мощных каскадов транзисторных усилителей. Использование комбинированной удаленной нагрузки позволяет построить модели во всем требуемом диапазоне отраженных с выхода волн без механического переключения нагрузок. Полученные модели пригодны для проектирования усилителей импульсных сигналов и транзисторных пар в парафазном режиме работы.

Список литературы

1. Understanding the Relevance of Harmonic Impedance Matching in Amplifier Design. // Steve Dudkiewicz, Marc Schulze Tenberge and Giampiero Esposito, Maury Microwave Corp., Ontario, Calif.; Travis Barbieri, Freescale Semiconductor, Phoenix, Ariz.- April 14, 2015.
2. Takayama, Y. A new load-pull characterization method for microwave power transistors. // In 1976 IEEE-MTT-S International Microwave Symposium. Cherry Hill (NJ, USA), 1976, p. 218 – 220.
3. Vye D. X-Parameters, S-Functions, Polyharmonic Distortion Models, Waveform Engineering, Hot S-22, NonLin-S, Active Harmonic Load Pull, NVNA, OpenWave Forum. Nonlinear Device Characterization // Microwave Journal, March 2009. pp. 24 - 36.
4. Никулин С.М., Торгованов А.И. Измерение S-параметров нелинейных СВЧ цепей методом пространственно удаленной переменной нагрузки. Датчики и системы, №11, 2014, с. 27-33.
5. Никулин С.М., Торгованов А.И. Проектирование усилителей СВЧ мощности. Эффективность метода удаленной переменной нагрузки. // Электроника. Наука, технология, бизнес, №3, 2015, с. 60-65.
6. Евсеев В.И., Лупанова Е.А., Куликов А.Б., Никулин С.М., Петров В.В. Измерительные усилители и техника определения большесигнальных S-параметров СВЧ транзисторов. // Электроника и микроэлектроника СВЧ. Санкт-Петербургский электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина), том 1, 2018, с. 282 -286.
7. Баранов А.В., Моругин С.Л. Фильтрация выходного сигнала дуальных СВЧ усилителей мощности класса E // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: мат-лы 20-й Междунар. Крымской конф. в 2 т., Севастополь, (13–17).09.2010, Севастополь: Вебер, 2010. С. 111–112.

Методика проектирования широкополосного двухтактного усилителя мощности больших сигналов на компонентной базе GaN для высокопроизводительных устройств детектирования нелинейных переходов

¹ Клоков В.А., ¹ Каргин Н.И., ¹ Гармаш А.А., ¹ Гузняева Е.А.

¹ Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»
115409, Российская Федерация, г. Москва, Каширское шоссе, д.31
vk.mephi@gmail.com

Аннотация

Представлено описание методики проектирования широкополосного двухтактного усилителя мощности больших сигналов на компонентной базе GaN с выходной мощностью 10 Вт для высокопроизводительных устройств детектирования нелинейных переходов, которая позволяет достичь оптимальной сходимости теоретической модели на практике, а также повысить КПД усилителя мощности при сохранении линейной характеристики усиления.

1. Введение

Классическим методом обнаружения скрытых микроэлектронных устройств, содержащих работающие или неработающие элементы с нелинейной ВАХ, является метод излучение поляризованной электромагнитной волны монохроматического (одночастотного) сигнала и прием второй и третьей гармонической составляющей эхо-сигнала. Излучаемый сигнал модулируют по амплитуде, а на приемниках измеряют зависимость амплитуды сигнала отклика от амплитуды зондирующего сигнала, что дает дополнительную информацию о типе нелинейности. Ключевыми проблемами данного подхода является небольшая дальность обнаружения, за счет влияния гармоник излучаемого сигнала на вход приемника, а также невозможность определения вида обнаруженного устройства из-за недостаточности входных данных. Одним из современных подходов в области детекции нелинейных переходов является метод зондирования с использованием широкополосного модулированного излучения с центральной частотой f_c , полосой BW и осуществление приема и оцифровки с использованием высокоскоростных АЦП эхо-сигнала на центральных частотах $2f_c$ и $3f_c$. Использование широкополосного модулированного излучения позволяет помимо получения зависимости мощности излучения от амплитуды эхо-сигнала еще и измерять нелинейные искажения принятого модулированного эхо-сигнала, что значительно расширяет возможности последующего анализа на предмет определения вида обнаруженного устройства. Также, исследования показывают, что использование широкополосного излучения позволяет повысить дальность обнаружения скрытых электронных устройств. Однако, разработка такого рода высокопроизводительных устройств детекции нелинейных переходов требует более сложной конфигурации как высокочастотного усилительного тракта передающего сигнала, так и антенно-фидерной системы:

- повышаются требования к ширине рабочей полосы усилителя;
- повышаются требования к линейности работы усилителя;
- необходимо вести разработку УМ с учетом нелинейных искажений, ввиду использования широкополосного модулированного сигнала;
- ввиду специфики устройств детекции нелинейных переходов также требуется минимизация уровня гармонических составляющих широкополосного сигнала.

Ввиду вышеперечисленного, проектирование усилительного каскада является одной из наиболее ключевых задач при разработке данного рода устройств.

В области построения выходных усилителей мощности он в некоторой степени ограничен отсутствием достаточной номенклатуры ЭКБ с необходимыми мощностными параметрами. Кремниевые и арсенид-галлиевые мощные СВЧ транзисторы практически достигли своего предела ввиду ограничений электрофизических параметров исходных полупроводниковых материалов. Для

создания СВЧ ЭКБ и мощных выходных устройств особенно важны преимущества нитрид-галлиевой технологии, которые отражены в ранее проведенных исследованиях [1-2].

В данной работе приведены результаты применения методики проектирования широкополосного двухтактного усилителя мощности больших сигналов на компонентной базе GaN для высокопроизводительных устройств детектирования нелинейных переходов. Методика отражает решения проблем сходимости результатов проектирования при разработке УМ топологии «Push-Pull». Приведены сравнения двух различных топологий УМ на предмет сравнения их характеристик.

2. Объект исследований

В качестве объекта исследований был использован GaN транзисторный усилитель CG2H40025F производства компании Cree Inc. [3] Для решения поставленных в работе задач были спроектированы две топологии усилителя мощности: однокаскадный усилитель мощности класса А и двухтактный «Push-Pull» усилитель мощности. Сравнения проводились при достижении выходных характеристик: полоса сигнала: 3800 – 4100 МГц, выходная мощность: 10 Вт.

3. Метод проектирования усилителя мощности

Усилительный тракт для устройств нелинейной локации должен обеспечивать работу в режиме близком, к линейному режиму работы усилителя, с целью минимизации возбуждения гармонических составляющих зондирующего сигнала. Также, усилительный тракт должен обладать достаточной устойчивостью и температурной стабильностью, для обеспечения необходимого срока службы изделия.

В работе для решения поставленной задачи предлагается использовать за основу при проектировании УМ для устройств детекции нелинейных переходов топологию двухтактного «Push-Pull» усилителя мощности на базе транзистора GaN.

Ключевые преимущества использования двухтактной топологии:

- линейный выходной сигнал класса А может быть получен при достижении эффективности усилителя класса В, но с использованием двух GaN транзисторов вместо одного.
- «Push-pull» топология предполагает идеальное короткое замыкание на четных гармониках основного сигнала, что позволяет значительно повысить эффективность работы УМ в применении к задачам детекции нелинейных переходов.

Однако, существует проблема достижения устойчивости и эффективности УМ, выполненных по двухтактной топологии на частотах свыше 2 ГГц.

На рисунке 1 представлена предложенная структурная схема УМ с использованием «Push-Pull» топологии для применения в устройствах детекции нелинейных переходов. 0^0

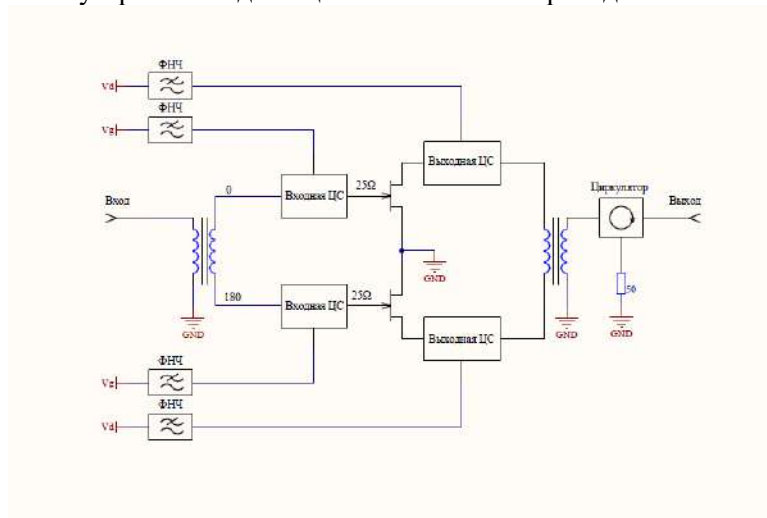


Рисунок 1 – Структура УМ топологии «Push-Pull»

Предложенная структура содержит схемы деления/сложения сигнала с выходной разностью фаз 180^0 и выходными портами с импедансом 25 Ом, входные/выходные цепи согласования на 25 Ом, выходной циркулятор и фильтры низких частот по питанию затвора и стока. В разработанной

методике предлагается вместо согласующих цепей на основе фильтров, которые ограничивают производительность усилителя для широкополосных применений, использовать упрощенную топологию цепей, основанную на том факте, что выходное сопротивление применяемых схем деления/сложения с выходной разностью фаз 180° , составляющее 25 Ом, близко к сопротивлению нагрузки транзистора. Использование циркулятора на выходе усилителя мощности необходимо для уменьшения влияния антенно-фидерного тракта на выходную цепь согласования усилителя мощности.

Следующим этапом с использованием нелинейной модели усилителя методом переменных нагрузок «Load Pull» были получены входной и выходной импедансы транзистора при выходной мощности сигнала – 10 Вт (40 dBm), на основании которых были спроектированы цепи согласования.

В докладе также представлены результаты «Load Pull» моделирования сопротивления нагрузки для выбранного транзистора.

В качестве схемы деления/сложения сигналов предлагается использовать коаксиальную линию передачи длиной $\lambda/4$ (рисунок 2), использование которой позволяет снизить стоимость конечного изделия и упростить топологию УМ.

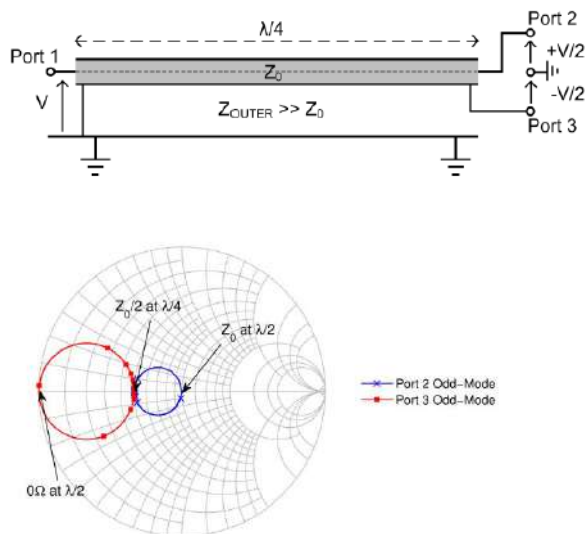


Рисунок 2 – Схема деления/сложения сигнала на базе коаксиальной линии $\lambda/4$ и диаграмма Смита результатов моделирования схемы [4]

Следующим этапом была проведена электромагнитная симуляция топологии согласующих цепей с целью оценки влияния неоднородностей микрополосковых линий передачи, по результатам которой была выполнена корректировка входных и выходных СЦ.

На рисунке 3 отображена полученная конечная топология печатной платы блока усилителя мощности после корректировок входных и выходных СЦ.

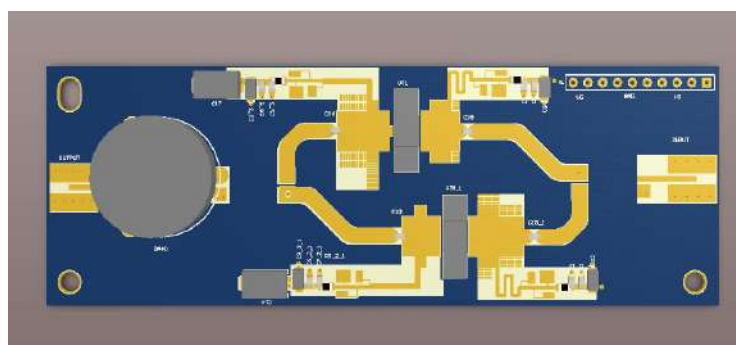


Рисунок 3 – Топология усилителя мощности, выполненного по топологии «Push-Pull»

В докладе также показаны результаты электромагнитной симуляции входных и выходных согласующих цепей.

После изготовления были проведены измерения характеристик УМ, выполненного по топологии «Push-Pull».

В таблице 1 приведены сравнительные характеристики, измеренные для УМ топологии «Push-Pull», и для классического УМ класса А.

Таблица 1 – Сравнительный анализ изготовленного усилителя мощности «Push-Pull» и усилителя класса А

Наименование параметра	Значение для УМ топологии «Push-Pull»	Значение для УМ класса А
Рабочий диапазон частот, МГц	3700 – 4200	3850 - 4000
Выходная мощность в непрерывном режиме P_{sat} , Вт	10 Вт	10 Вт
КУ в линейном режиме	13,5	14
Неравномерность АЧХ в рабочем диапазоне частот, дБ	1 дБ	1 дБ
Уровень гармоник при мощности P_{sat}	-45 дБс	-25 дБс
КПД	67 %	47 %
Габаритные размеры	115 x 41 x 20 мм	

4. Заключение

Предложена методика проектирования широкополосного усилителя мощности больших сигналов на компонентной базе GaN для высокопроизводительных устройств детектирования нелинейных переходов, который позволяет в малых габаритах и при небольших затратах достичь требуемых характеристик по КПД, выходной мощности, равномерности АЧХ и коэффициента подавления гармонических составляющих сигнала для широкого рабочего диапазона частот – до минус 45 дБс.

Полученные результаты, приведенные в таблице 1, показывают, что по сравнению с усилителями класса А, усилители, выполненные по представленной методике с использованием топологии «Push-Pull» достигают более широкой полосы пропускания и значительно более качественного подавления гармоник. Это позволяет повысить производительность СВЧ устройств, в частности, устройств детекции нелинейных переходов с использованием широкополосного модулированного зондирующего сигнала.

Список литературы

1. О.В. Борисов, А.М. Зубков, К.А. Иванов, В.М. Миннебаев, А.В. Редька Широкополосный 70-ваттный GaN усилитель мощности X-диапазона. Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. Выпуск 2 (233), 2014 г.
2. Коломейцев В. А. Особенности питания мощных усилителей X-диапазона в монолитном исполнении. Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА. Материалы IX научно-технической конференции. – Звенигород, 2010. – С. 90-92.
3. R. M. Smith, J. Lees, P. J. Tasker, J. Benedikt and S. C. Cripps. A 40W Push-Pull Power Amplifier for High Efficiency, Decade Bandwidth Applications at Microwave Frequencies. 2012.
4. R. M. Smith, J. Lees, P. J. Tasker, J. Benedikt, and S. C. Cripps. A novel formulation for high efficiency modes in push-pull power amplifiers using transmission line baluns,” Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, vol. 22, no. 5, pp. 257 – 259, May 2012.

Несинхронное взаимодействие свободных электронов с электромагнитным полем излучения

Кураев А. А., Матвеев В. В., Батура М.П.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь kurayev@bsuir.by

Несинхронное взаимодействие свободных электронов с электромагнитным полем излучения – сравнительно малоисследованная область физики и электроники СВЧ. Относительно подробно исследовано несинхронное взаимодействие электронов с продольным (по движению электрона) неоднородным высокочастотным электрическим полем, в том числе и в приложении к созданию генераторов с несинхронным взаимодействием. Однако остается неисследованным более общий вопрос о несинхронном взаимодействии электронов с полем излучения, структура которого имеет поперечные компоненты – как электрические, так и магнитные. Элементарный излучатель выбран по той причине, что любой сложный излучатель представляет собой дискретный или интегральный ансамбль элементарных электрических и магнитных излучателей.

1. Математическая модель взаимодействия электронов с полем элементарного электрического излучателя

Используя формулы компонент поля элементарного электрического излучателя в сферической системе координат r, θ, ϕ и преобразуя их выражения в прямоугольную систему координат x, y, z имеем:

$$\vec{E} = E_m \vec{e}, \quad H = \frac{E_m}{W^0} \vec{h}, \quad \text{где} \quad (1)$$

$$e_x = 2 \left(\frac{\sin \Phi}{r^2} - \frac{\cos \Phi}{r^3} \right) \frac{z \cdot x}{r^2} + \left(\frac{\cos \Phi}{r} + \frac{\sin \Phi}{r^2} - \frac{\cos \Phi}{r^3} \right) \frac{z \cdot x}{r^2};$$

$$e_y = 2 \left(\frac{\sin \Phi}{r^2} - \frac{\cos \Phi}{r^3} \right) \frac{z \cdot y}{r^2} + \left(\frac{\cos \Phi}{r} + \frac{\sin \Phi}{r^2} - \frac{\cos \Phi}{r^3} \right) \frac{z \cdot y}{r^2};$$

$$e_z = 2 \left(\frac{\sin \Phi}{r^2} - \frac{\cos \Phi}{r^3} \right) \frac{z^2}{r^2} - \left(\frac{\cos \Phi}{r} + \frac{\sin \Phi}{r^2} - \frac{\cos \Phi}{r^3} \right) \frac{\rho^2}{r^2};$$

$$h_x = - \left(\frac{\cos \Phi}{r} + \frac{\sin \Phi}{r^2} \right) \frac{y}{r}; \quad h_y = \left(\frac{\cos \Phi}{r} + \frac{\sin \Phi}{r^2} \right) \frac{x}{r};$$

Здесь приняты следующие безразмерные переменные:

$$r = kr', \quad x = kx', \quad y = ky', \quad z = kz', \quad \Phi = T - r, \quad T = \omega t, \quad r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2},$$

$$\rho = \sqrt{x^2 + y^2}, \quad k = \frac{\omega}{c} = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}, \quad W^0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}, \quad \omega = 2\pi f, \quad \epsilon_0, \mu_0 - \text{диэлектрическая и магнитная}$$

проницаемости вакуума, штрихованные переменные – размерные.

Уравнение движения релятивистского электрона в безразмерных переменных имеет вид:

$$\begin{cases} \frac{d\vec{\beta}}{dT} = -A_m \sqrt{1 - \beta^2} \left(\vec{e} + [\vec{\beta}, \vec{h}] - \vec{\beta}(\vec{\beta}, \vec{e}) \right) \\ \frac{d\vec{r}}{dT} = \vec{\beta} \end{cases} \quad (2)$$

Здесь $\vec{\beta} = \vec{v} / c = \vec{v} \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$, $A_m = \frac{E_m e}{m_0 c \omega}$, e, m_0 – соответственно заряд и масса покоя в системе $x,$

y, z электрона.

Начальные условия к системе (2) задаются как $\vec{r}_i(0) = \vec{r}_0$, $\vec{\beta}_i(0) = \vec{\beta}_0$, $\Phi_i(0) = 2\pi i/N$, $i = \overline{1, N}$, i – номер электрона, N – число электронов в ансамбле.

2. Результаты расчетов

В соответствии с методикой [1] рассчитывались средние по N – ансамблю величины:

$$\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i, \quad \bar{z} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N z_i, \quad \bar{\gamma} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \gamma_i, \quad \gamma_i = (1 - \beta_i^2)^{-1/2}, \text{ в расчетах } N = 64.$$

Вариант 1. Движение электронов по оси z (по направлению оси излучателя): $\vec{\beta}_0 = -\vec{z}_0 \beta_0$, $\vec{r}_0 = \vec{z}_0 z_0$.

Анализ приведенных данных указывает на следующее:

1. Все электроны с $\beta_0 = 0, 1 \dots 0,4$ отражаются полем излучателя.
2. Отражение происходит при $z < 5$, т.е. фактически в ближней зоне, где напряженность поля резко увеличивается (растет).
3. В области $z > 5$ поле в среднем не влияет на движение электронов, т.е. систематическая составляющая воздействия отсутствует.

Анализ зависимости $\bar{\gamma}(T)$ для тех же значений β_0 указывает на следующее:

1. Во всех случаях в моменты T отражения $\bar{\gamma}$ опускается до 1, поскольку $\beta = 0$ в точках отражения.
2. Энергия отраженных электронов заметно превышает их исходную энергию, особенно при больших β_0 . Так, при $\beta_0 = 0,4$ приращение энергии электрона $-\frac{\Delta \epsilon}{\epsilon_0} = \frac{\bar{\gamma}_1 - \gamma_0}{\gamma_0 - 1}$ составляет 1,1, 0,09, 10^{-2} , 10^{-3} при различных амплитудах излучения $A = (1, 2, 3, 4)$, $\bar{\gamma}_1$ – конечное значение $\bar{\gamma}$.

Это связано с тем, что при больших β_0 электрон проникает в поле с более высоким градиентом интенсивности, а нелинейные эффекты возрастают с ростом β_0 , а вместе с ними и систематическая часть воздействия.

Вариант 2. Движение электронов по оси x (нормально к оси излучателя, по направлению максимального излучения): $\vec{\beta}_0 = -\vec{x}_0 \beta_0$, $\vec{r}_0 = \vec{x}_0 x_0$.

Анализ усредненных траекторий электронов $\bar{x}(T)$ с различными β_0 и $x_0 = 20$ указывает на следующее:

1. При всех $\beta_0 = 0, 1 \dots 0,4$ электроны отражаются полем излучения.
2. Отражения происходят при $x < 2$, т.е. в гораздо более сильном поле (и при значительно более высоком градиенте интенсивности поля), чем в варианте 1 (направление x).
3. В области $x > 2$ поле фактически не влияет на движение электронов.

Анализ зависимостей $\bar{\gamma}(T)$ для электронов с теми же β_0 указывает на следующую особенность движения электронов в направлении, нормальном к оси излучателя: после отражения электроны теряют энергию, т.е. имеет место положительный КПД взаимодействия электронов с полем излучения. Этот КПД рассчитывается как $\eta = \frac{\gamma_0 - \bar{\gamma}_1}{\gamma_0 - 1}$, где $\bar{\gamma}_1$ конечное значение для отраженного электрона. Например, для $\beta_0 = 0,4$ $\eta = (0,47, 0,98, 0,99, 1)$ при соответствующих амплитудах излучателя $A = (1, 2, 3, 4)$. Таким образом, излучение получает усиление от встречного потока электронов. Этот вывод представляется весьма интересным с общезначимой точки зрения: потоки заряженных частиц существуют и в околоземном пространстве, в ионосфере, в поле солнечного излучения, излучения передатчиков космических аппаратов.

С другой стороны, возможность остановки электрона в ближней зоне излучения может быть использована в специальных конструкциях генераторов и усилителей с несинхронным взаимодействием.

Список литературы

1. Кураев А.А., Сеницын А.К. Несинхронное взаимодействие: мнимые противоречия усредненных решений // М.: Радиотехника и электроника. 1997, т.42, №4, с.468-471.

Моделирование высокоэффективного гиротрона с системой многоступенчатой рекуперации энергии

¹ Лукша О. И., ¹ Трофимов П. А.

¹ Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, ул. Политехническая, 29, Санкт-Петербург, 195251, Россия
louksha@rphf.spbstu.ru

Аннотация: Представлены результаты комплексного моделирования физических процессов в гиротроне средней мощности 4-мм диапазона длин волн излучения. Реализованы методы повышения качества винтового электронного потока и электронного КПД гиротрона, основанные на оптимизации распределения электрического поля в прикатодной области. Для рекуперации остаточной энергии электронного пучка в коллекторной области используется метод пространственной сепарации электронов в скрещенных азимутальном магнитном и аксиальном электрическом полях. За счет повышения качества электронного пучка и эффективной рекуперации энергии в коллекторной области достигнуто значение полного КПД гиротрона, равное 71.8 %.

1. Введение

В настоящее время гиротроны занимают лидирующее положение среди источников мощного СВЧ излучения в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах длин волн. Эти приборы применяются также при обработке материалов, в спектроскопии высокого разрешения, для диагностики различных сред и в других приложениях [1]. Повышение полного КПД гиротронов может быть достигнуто за счет повышения эффективности взаимодействия винтового электронного потока (ВЭП) с высокочастотным полем в резонаторе, а также путем реализации систем рекуперации, в которых осуществляется торможение электронов, что позволяет возвращать в электрическую сеть часть неизрасходованной мощности. Наибольшего повышения полного КПД можно достичь при использовании многоступенчатых систем рекуперации, которые предполагают разделение в пространстве фракций пучка с разными энергиями и осаждение этих фракций на секции коллектора под различными потенциалами. Однако на практике такие системы, насколько нам известно, еще не были реализованы в приборах гиротронного типа.

Новые возможности для сепарации электронов с разной энергией открываются при использовании метода, основанного на их дрейфе в скрещенных электрическом и магнитном полях [2, 3]. На основе такого подхода в СПбПУ был разработан многоступенчатый рекуператор, в котором дрейф электронов осуществляется в азимутальном магнитном и аксиальном электрическом полях [4]. В рамках данного доклада представлены результаты трехмерного моделирования, включающего траекторный анализ ВЭП в электронно-оптической системе (ЭОС) гиротрона, расчет взаимодействия электронов с высокочастотным полем в резонаторе и траекторный анализ пучка отработанных электронов в области коллектора.

2. Объекты исследований и методика расчета

Электронный пучок, полученный на каждом этапе процесса моделирования, от электронной пушки до коллекторной секции, использовался на следующем этапе симуляции. Целью данного моделирования являлось достижение рекордной общей эффективности гиротрона СПбПУ с выходной мощностью 100 кВт и частотой генерации 74,2 ГГц как за счет формирования высококачественного электронного пучка, так и за счет эффективной рекуперации энергии в многоступенчатом коллекторе. Моделирование проводилось с использованием программного обеспечения CST Studio Suite.¹ На разных этапах моделирования было произведено сопоставление полученных данных с результатами экспериментов, выполненных в данном гиротроне.

¹ <http://www.cst.com>.

3. Результаты траекторного анализа в ЭОС гиротрона

Расчетный рабочий режим гиротрона СПБПУ характеризуется ускоряющим напряжением $U_0 = 30$ кВ, током пучка $I_n = 10$ А и магнитным полем в резонаторе $B_0 = 2,75$ Тл. Коллекторная область данного гиротрона оснащена системой 4-ступенчатой рекуперации, где для сепарации электронов используются азимутальное магнитное и продольное электрическое поля [4]. Электромагнит с тороидальной обмоткой (рис. 1) был выбран для создания азимутального магнитного поля. Распределение продольного магнитного поля регулируется с помощью вспомогательных катушек Гельмгольца. Магнитная система коллектора обеспечивает квазиравномерное распределение магнитного поля в области замедления электронов. Электрическое поле формируется системой из четырех электродов (секций) под различными потенциалами. Недостатком этой магнитной системы является наличие двух "жгутов", соединяющих внешнюю и внутреннюю обмотки тороидального электромагнита (рис. 1). Магнитное поле "жгутов" искажает траектории электронов, что приводит к отражению электронов

назад в резонатор [4]. В рамках расчетов отрицательный эффект "жгутов" уменьшен при помощи применения секционированного эмиттера.

В результате траекторного анализа ЭОС и расчета процессов генерации ВЧ излучения в гиротроне был получен оптимальный режим работы прибора с электронным КПД, равным 45%. В данном режиме при использовании катода с подавленной эмиссией с двух азимутальных секторов по 70° каждый электронный поток характеризуется средним пичч-фактором $\alpha = 1,52$ и

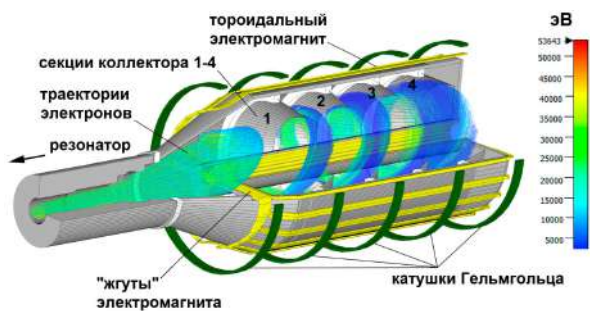


Рис. 1. Трехмерные траектории электронов в коллекторной области.

разбросом поперечной скорости $\delta v_{\perp rms} = 3,4$ %. Отрабатанный пучок, состоящий из $\sim 25 \cdot 10^3$ частиц, поступал в область рекуперации, параметры электродов и магнитной системы в которой были оптимизированы для достижения наибольшего КПД. Максимальный полный КПД, равный $\sim 71,8$ %, был достигнут при доле отражений электронов, равной 1,37% от I_n . В докладе обсуждаются детали моделирования и перспективы применения исследуемой системы рекуперации в гиротронах мегаваттных уровней мощности.

4. Заключение

Выполненное комплексное моделирование показало возможность достижения рекордных значений полного КПД импульсного гиротрона средней мощности 4-мм диапазона длин волн, полученное в результате повышения качества ВЭП в ЭОС и рекуперации остаточной энергии электронов в многоступенчатой коллекторной системе, основанной на методе пространственной сепарации электронов в скрещенных азимутальном магнитном и аксиальном электрическом полях. Использование секционированного катода с подавленной эмиссией с двух азимутальных секторов позволяет повысить эффективность рекуперации и уменьшить коэффициент отражения электронов от коллектора. В оптимальном режиме работы гиротрона был достигнут полный КПД 71,8 % при КПД рекуперации 66,5 % и токе отраженных от коллектора электронов, составляющем 1,37 % от полного тока ВЭП.

Список литературы

1. Thumm M. State-of-the-art of high power gyro-devices and free electron masers, update 2017 // KIT Scientific Report 7750. Karlsruhe Institute of Technology. 2018. P. 183.
2. Pagonakis I.Gr., Hogge J.-P., Alberti S. et al. // IEEE Trans. Plasma Sci. 2008. Vol. 36. N. 2. P. 469–480.
3. Louksha O.I., Trofimov P.A. // Proc. 18th Int. Vacuum Electronics Conf. IVEC 2017. London, United Kingdom. 2017. P. 1–2.
4. Трофимов П.А., Лукша О.И. Разработка многоступенчатой системы рекуперации энергии для гиротронов // 29-я международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» КрыМиКо 2019. 8-14 сентября. Севастополь. Россия. 2019.

Разработка многоступенчатой системы рекуперации энергии для гиротронов

¹ Трофимов П. А. ¹ Лукша О. И.,

¹ Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, ул. Политехническая, 29, Санкт-Петербург, 195251, Россия
louksha@rphf.spbstu.ru

Аннотация: Разработана коллекторная система с 4-ступенчатой рекуперацией энергии для 4-мм экспериментального гиротрона СПбПУ. Описаны используемые принципы пространственного разделения электронов, а также основные особенности предлагаемой конструкции коллекторной системы. Техническое обоснование разработанной системы выполнено на основе моделирования распределений электрического и магнитного полей. Проведенное исследование доказало работоспособность предложенной системы рекуперации. Обсуждаются возможные проблемы, связанные с локальными флуктуациями магнитного поля, и методы их решения.

1. Введение

В настоящее время гиротроны являются наиболее перспективными источниками мощного СВЧ излучения в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах длин волн. Эти приборы находят применение в нагреве высокотемпературной плазмы, а также при обработке материалов, в спектроскопии высокого разрешения, для диагностики различных сред и в других приложениях [1].

Электронный КПД гиротронов, связанный с передачей энергии электронов ВЧ-излучению, как правило, не превышает 30-35 % [2]. Энергия электронного потока, оставшаяся после взаимодействия с ВЧ-полем в резонаторе, рассеивается на коллекторе прибора в виде тепла. Одним из наиболее перспективных методов повышения общей эффективности приборов вакуумной СВЧ электроники является применение коллекторных систем с рекуперацией энергии. В таких системах коллектор помещается под отрицательным потенциалом относительно корпуса прибора, вследствие чего электроны до осаждения отдают часть своей энергии в электрическую цепь, повышая полный КПД. Дальнейшее увеличение эффективности гиротронов предусматривает использование коллекторных систем с многоступенчатой рекуперацией энергии. В подобных системах происходит пространственное разделение фракций электронного пучка с различными энергиями и их последующее осаждение на электроды коллектора, имеющими различный потенциал. Однако, системы с многоступенчатой рекуперацией пока еще не были реализованы в гиротронах в связи со сложностью сепарации электронов винтового электронного потока (ВЭП) гиротрона.

В докладе представлены результаты разработки новой системы многоступенчатой рекуперации, основанной на ранее предложенном и изученным авторами методе сепарации электронов в скрещенных продольном электрическом и азимутальном магнитном полях [3]. Рассчитаны и проанализированы распределения полей в разработанной коллекторной системе для определения возможных недостатков и слабых мест данной конструкции, а также рассмотрены методы уменьшения обнаруженных негативных эффектов.

2. Объект исследований и результаты моделирования

В докладе представлены результаты разработки коллектора с 4-ступенчатой системой рекуперации энергии для гиротрона СПбПУ с выходной СВЧ мощностью 100 кВт и рабочей частотой 74,2 ГГц. В рамках исследования была выполнена разработка дизайна и оптимизация геометрических параметров коллектора, был проведен анализ электрических и магнитных полей в

области ВЭП, где осуществляется пространственная сепарация электронов. Расчеты были выполнены с использованием программного пакета 3D моделирования CST Studio Suite¹.

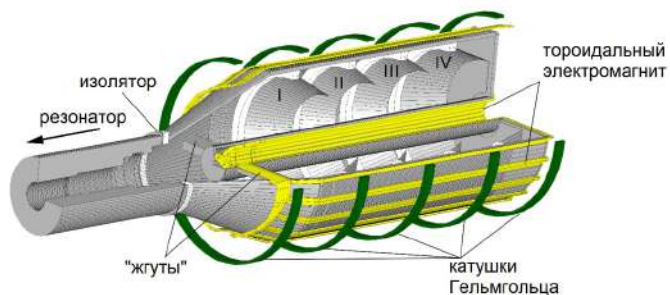


Рис. 1. Схематическое изображение модели коллектора. I-IV – секции коллектора.

Трехмерное изображение модели коллекторной системы с многоступенчатой рекуперацией представлено на рис. 1. Четыре конических электрода (секции I-IV) являются ступенями рекуператора, служащими для торможения и осаждения на них заряженных частиц. Геометрия секций была выбрана в результате моделирования распределения электрического поля в коллекторной области. Аксиальное магнитное поле создается с помощью катушек Гельмгольца, которые в сочетании с основной магнитной системой гиротрона

обеспечивают квазиоднородное магнитное поле B_z . Азимутальное магнитное поле B_θ создается электромагнитом с тороидальной намоткой. С переднего торца электромагнита провода сгруппированы в два «жгута» для обеспечения доступа электронов в область рекуперации. Магнитная система коллектора обеспечивает адиабатическое распределение магнитного поля в переходной области между резонатором и коллектором. «Жгуты» тороидального электромагнита создают дополнительные магнитные поля, что приводит к определенным трудностям для сепарации электронов и является причиной отражения электронов в сторону резонатора. Анализ распределений полей, представленный в данном докладе, показал, что заметное искажение магнитного поля наблюдается в азимутальном секторе, равном примерно 70° , в окрестности «жгута». Чтобы добиться существенного ослабления негативного влияния поля «жгутов», можно использовать катод с двумя секторными вырезами с подавленной эмиссией (например, [4]). Подробности распределений электрических и магнитных полей в разработанной системе будут раскрыты в данном докладе.

3. Заключение

Проведенное численное моделирование 4-ступенчатой системы рекуперации энергии на основе нового метода сепарации электронов в скрещенных азимутальном магнитном и продольном электрическом полях показало, что практическая реализация многоступенчатых коллекторов возможна для импульсных гиротронов, таких как экспериментальный гиротрон СПбПУ. Расчеты траекторий электронов показали возможность достижения эффективного разделения электронов с различными энергиями при наличии типичных радиальных координатных и скоростных разбросов электронов. Недостатки проектируемой коллекторной секции в основном связаны с наличием локальных неоднородностей магнитного поля, индуцированных «жгутами», соединяющими внешнюю обмотку тороидального электромагнита с его внутренней обмоткой. Их можно решить путем использования секционированного катода. Первый опытный образец коллекторной системы уже реализован и в настоящее время находится на этапе тестовых экспериментов в гиротроне СПбПУ.

Список литературы

1. Thumm M. State-of-the-art of high power gyro-devices and free electron masers, update 2017 // KIT Scientific Report 7750. Karlsruhe Institute of Technology. 2018. P. 183.
2. Zapevalov V E The gyrotron: Constraints on output-power and efficiency increase // Radiophys Quantum Electron. 2006. V. 49. P. 779–785
3. Louksha O.I., Trofimov P.A. A multistage collector system for gyrotrons // Proc. 18th Int. Vacuum Electronics Conf. IVEC 2017. London. United Kingdom. 2017. P. 1–2.
4. Malygin A., Illy St., Pagonakis I.Gr. et al. Design and 3-D simulations of a 10-kW/28-GHz gyrotron with a segmented emitter based on controlled porosity-reservoir cathodes // IEEE Trans. Plasma Sci. V. 41. N. 10. P. 2717–2723.

¹ <http://www.cst.com>.

Разработка коллектора с двухступенчатой рекуперацией энергии и другие способы увеличения КПД ЛБВ W-диапазона

Иванов А.А.

Акционерное Общество "Научно-производственное предприятие "Салют"
ул. Ларина, 7, Нижний Новгород, 603950, Россия
antiva@mail.ru

Аннотация: Представлены результаты расчета коллектора с двухступенчатой рекуперацией энергии с учетом энергетического спектра отработанного пучка на выходе из замедляющей системы и вторичной эмиссии с поверхности электродов. Предложены некоторые варианты модернизации конструкции ЛБВ W-диапазона с замедляющей системой типа "петляющий волновод", направленные на повышение эффективности электронно-волнового взаимодействия.

1. Введение

Разработка ЛБВ коротковолновой части мм диапазона сталкивается с проблемами связанными с малыми размерами области взаимодействия электромагнитной волны с электронным пучком. Более высокие плотности тока катода и большая плотность тока электронного пучка требуют увеличения амплитуды фокусирующего магнитного поля на оси замедляющей системы (ЗС). К тому же, по сравнению с 8-мм диапазоном, отношение эффективной глубины скин-слоя к длине волны в 3-мм диапазоне возрастает примерно в 3 раза и увеличивающиеся с ростом частоты потери в замедляющей системе приводят к падению максимально достижимого коэффициента усиления ЛБВ и электронного КПД. Так, разработанная в АО "НПП "Салют" ЛБВ W-диапазона обладает выходной импульсной мощностью 50 Вт при ускоряющем напряжении 11.8 кВ, токе пучка 110 мА с коэффициентом усиления 32 дБ и полосой рабочих частот 6% [1]. При этом электронный КПД составляет всего 3.8 %. Одноступенчатый коллектор с напряжением рекуперации 4.5 кВ обеспечивает технический КПД 10 %, что близко по уровню к электронному КПД более низкочастотных ламп.

2. Способы увеличения электронного КПД ЛБВ W-диапазона

Очевидно, значительный практический интерес представляет повышение выходной мощности усилителя, прежде всего за счет повышения эффективности электронно-волнового взаимодействия. Достичь этого позволяет введение выходной секции замедляющей системы с измененной фазовой скоростью замедленной волны. Предварительные расчеты показывают, что наличие такой секции, составляющей 15% от общей длины, со скачком замедления в 6% увеличивает электронный КПД до 8% и, соответственно, выходную мощность до 100 Вт.

Одновременно рассматривается возможность увеличения тока пучка или уменьшение диаметра пролетного канала, требующие соответствующего увеличения фокусирующего магнитного поля, которое достигается путем оптимизации расположения локального поглотителя в ЗС и уменьшения внутреннего диаметра наконечников магнитной системы. Лучшим вариантом, с точки зрения энергетики, будет уменьшение диаметра пролетного канала (0.45 мм) с неизменным током пучка. Как показывают расчеты, амплитуда периодического фокусирующего магнитного поля порядка 5000 Гс позволит достичь 100% токопрохождения пучка с током 110 мА с коэффициентом заполнения 0.6 в канале диаметром не менее 0.35 мм. При этом сопротивление связи поднимется на 25%, что приведет к уменьшению длины замедляющей системы, а выходная мощность вырастет на 50% (до 150 Вт). Таким образом можно обеспечить электронный КПД порядка 11% сравнимый по величине с уровнем 8-мм ЛБВ.

3. Коллектор с двухступенчатой рекуперацией энергии

Расчеты показывают, что одноступенчатый коллектор для ЛБВ с перечисленными выше параметрами и выходной мощностью 150 Вт при оптимальном напряжении рекуперации 5.2 кВ должен

рассеивать тепловую нагрузку в 570 Вт. Применение дополнительной ступени коллектора позволит снизить эту величину. При этом значительно усложняется процесс моделирования. Если для расчета одноступенчатого коллектора достаточно знать энергию самых медленных электронов на вылете из ЗС, то для многоступенчатого случая необходим весь энергетический спектр электронов в отработанном пучке. Его можно получить с помощью программы CST Studio и ее модуля Particle In Cell (PIC) после расчета взаимодействия электронного пучка с электромагнитной волной ЗС. К сожалению, модуль PIC при использовании графического ускорителя не позволяет учитывать явление вторичной эмиссии электронов с поверхности электродов коллектора, что приводит к недостоверности расчетов. Учесть влияние вторичных электронов можно с помощью модуля Particle Tracking. Для этого полученный из PIC энергетический спектр нужно разбить на несколько усредненных по энергии дискретных элементов с соответствующим удельным током в каждом из них (рис.1.).

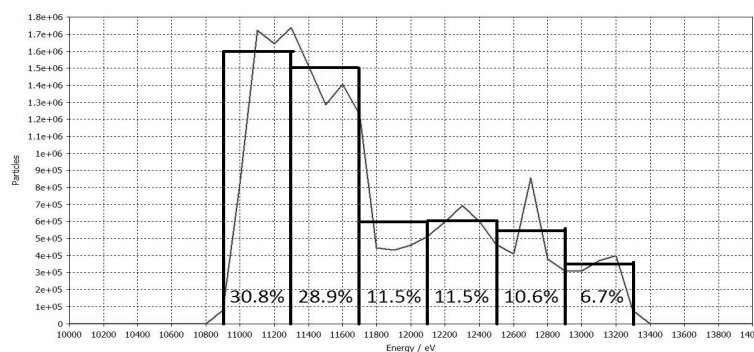


Рис. 1. Энергетический спектр электронов в отработанном пучке (ломаная линия). В каждом из дискретов указан соответствующий ему процент от общего тока пучка.

Далее, используя полученную информацию, в модуле Particle Tracking нужно задать источник частиц состоящий из концентрических колец, количество которых равно количеству дискретов (рис.2а.). Эмиссионный ток, а так же площадь и количество эмиссионных точек каждого кольца должны соответствовать процентному распределению токов показанному на рис.1.

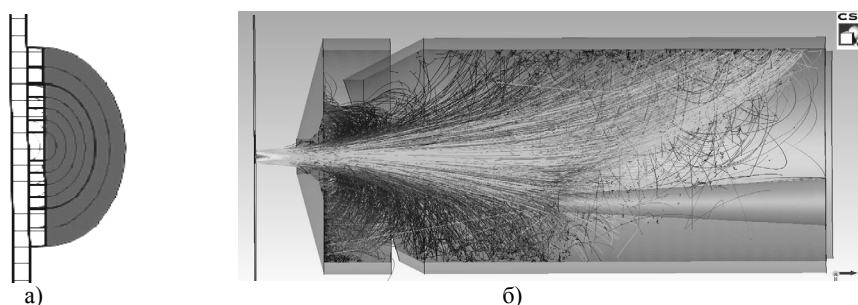


Рис. 2. Источник электронов (а) и траектории их движения в коллекторе с учетом вторичной эмиссии с поверхности электродов (б).

С помощью описанной методики была разработана модель двухступенчатого коллектора с асимметричным влетом во вторую ступень и дополнительным игольчатым электродом, находящимся под потенциалом катода (рис. 2б). Такая конструкция позволяет добиться токооседания пучка на поверхность обращенную к теплоотводящему основанию ЛБВ, а так же уменьшает вероятность появления отраженных и вторичноэмиссионных электронов в пространстве взаимодействия. При напряжении на ступенях коллектора 5.2 кВ и 3.1 кВ распределение токов получилось 35 мА и 75 мА соответственно.

4. Заключение

Применение описанных выше способов увеличения электронного КПД и разработанной конструкции двухступенчатого коллектора с асимметричным расположением электродов позволит увеличить выходную мощность ЛБВ W-диапазона до 150 Вт, технический КПД до 36 % и снизить тепловую нагрузку коллектора на 25 %.

Список литературы

1. Иванов А.А. Разработка и экспериментальные исследования ЛБВ W-диапазона с выходной мощностью 50 Вт // Материалы 27 Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 2017, том.1, с.235.

Квазиоптическая система вывода излучения мощной широкополосной giro-ЛБВ W-диапазона

Богдашов А. А.¹, Самсонов С. В.¹

¹ Федеральное государственное бюджетное научное учреждение «Федеральный исследовательский центр Институт прикладной физики Российской академии наук»
ул. Ульянова, 46, Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
bogdash@ipfran.ru

Аннотация: Представлены результаты расчетов выходной электродинамической системы giro-ЛБВ второго каскада 3-мм диапазона с выходной импульсной мощностью более 300 кВт. Система представляет собой комбинацию волноводного преобразователя и пары квазиоптических зеркал. Отличительной особенностью системы является поперечный вывод СВЧ мощности. В поворотном зеркале выполнено сверхразмерное отверстие для транспортировки электронного пучка к коллектору. Структура линейно-поляризованного поля на зеркале формируется профилированным гофрированным волноводным преобразователем и обеспечивает минимальные дифракционные потери излучения. Для нахождения профиля преобразователя использован метод PSO (оптимизации роем частиц). Внешнее квазиоптическое зеркало повышает содержание Гауссовой моды TEM_{00} в пучке до 98%. Расчетная эффективность выходной системы в диапазоне частот 90-100 ГГц превышает 95%.

1. Введение

В институте прикладной физики РАН ведутся интенсивные исследования giro-ЛБВ с винтовой гофрировкой [1]. Гиротронная лампа бегущей волны (гирос-ЛБВ) является усилительной разновидностью мазеров на циклотронном резонансе (МЦР), основанных на использовании стимулированного циклотронного излучения электронов. Использование волновода с винтовой гофрировкой позволяет существенно снизить критичность усилителя к скоростному разбросу в электронном пучке и повысить устойчивость к самовозбуждению без применения дополнительных поглотителей. Ранее были представлены результаты расчетов выходной системы giro-ЛБВ первого каскада [2]. В данной работе рассмотрены новые подходы при конструировании выходной части электродинамической системы giro-ЛБВ второго каскада с выходной мощностью более 300 кВт.

2. Постановка задачи

Мощная giro-ЛБВ второго каскада отличается существенно большим диаметром (по сравнению с длиной волны излучения) электронного коллектора и выходного барьерного окна. В отличие от giro-ЛБВ первого каскада [2] в этой лампе предлагается использовать квазиоптический поперечный вывод СВЧ излучения, обладающий рядом преимуществ. Поперечный вывод излучения широко используется в гиротронах с непрерывной мощностью излучения более 1 МВт для установок термоядерного синтеза. Выходная электродинамическая система включает в себя гофрированный волноводный переход-преобразователь, пару профилированных квазиоптических зеркал и вакуумное барьерное окно. Волноводный преобразователь формирует на первом поворотном зеркале линейно-поляризованный волновой пучок с минимумом интенсивности поля на отверстии зеркала для уменьшения дифракционных потерь. В этом случае разрыв депресс-коллектора естественным образом возникает между преобразователем и первым зеркалом. Электронный пучок беспрепятственно проходит через отверстие в поворотном зеркале и осаждается на коллекторе, а излучения выводится через барьерное окно поперек оси giro-ЛБВ. Пространственное распределение электромагнитного поля на первом зеркале существенно отличается от Гауссова. Таким образом, возникает задача поиска профилей волноводного гофрированного преобразователя и квазиоптических зеркал, формирующих предпочтительные пространственные распределения полей внутри лампы и на её выходе.

3. Волноводный преобразователь и квазиоптические зеркала

Положение поворотного зеркала и желаемая структура поля на нем определяются внешним радиусом электронного пучка в месте размещения оси выходного барьерного окна. Желаемая структура поля на зеркале представляет собой "сглаженное" кольцо, суперпозицию мод HE_{1n} гофрированного волновода с линейной поляризацией. Фазовый сдвиг мод в сверхразмерном выходном волноводе преобразователя позволяет пространственно разделить излучающую плоскость излучателя и положение кольца (поворотное зеркало). Задача синтеза гофрированного преобразователя сводится к поиску профиля обеспечивающего трансформацию выходной моды TE_{11} винтовой структуры в желаемую смесь мод. Электродинамический расчёт выполняется методом матрицы рассеяния. Для использования метода роя частиц PSO [3] профиль аппроксимируется сплайн-функциями с подвижными узлами (z_j, R_j). Эффективность преобразователя определяется как коэффициент связи полученного распределения основной компоненты поля в выходном сечении электродинамической системы с желаемым распределением поля за вычетом мощности отраженных мод. Линейная поляризация выходного волнового пучка - необходимое условие ввода-вывода излучения сигнала усилителя через единственное окно giro-ЛБВ. Профиль преобразователя показан на Рис.1. Распределение поля на поворотном зеркале с отверстием (Рис.2) позволяет передать излучение с малыми дифракционными потерями и провести электронный пучок, но обладает низким содержанием Гауссовой моды TEM_{00} . Однако, в данном случае удастся воспользоваться методом последовательной фазовой коррекции [4] и единственным дополнительным внешним зеркалом повысить Гауссово содержание η до 98% (Рис.3).

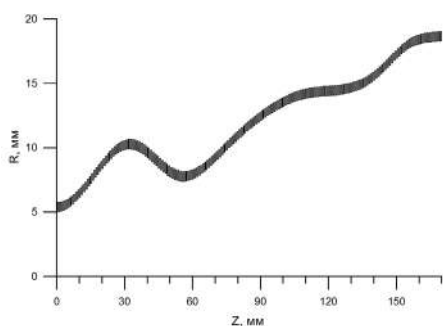


Рис.1. Профиль гофрированного преобразователя

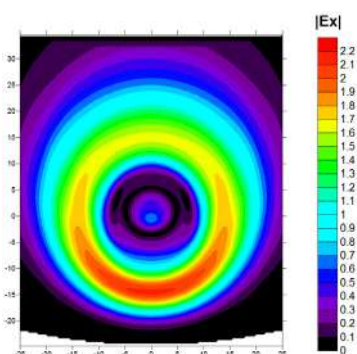


Рис. 2. Распределение поля на поворотном зеркале. Вид вдоль оси giro-ЛБВ.

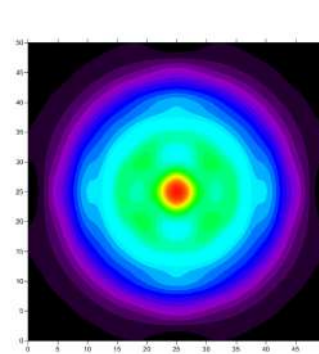


Рис.3. Распределение поля на внешнем квазиоптическом зеркале $\eta=98,2\%$.

4. Заключение

Выходная электродинамическая система giro-ЛБВ второго каскада 3-мм диапазона с выходной импульсной мощностью более 300 кВт представляет собой комбинацию волноводного преобразователя и пары квазиоптических зеркал с поперечным выводом СВЧ мощности. В поворотном зеркале выполнено сверхразмерное отверстие для транспортировки электронного пучка к коллектору. Линейно-поляризованное поле на поворотном зеркале со сверхразмерным отверстием формируется профилированным гофрированным волноводным преобразователем, чем обеспечиваются минимальные дифракционные потери излучения. Для нахождения профиля преобразователя использован метод PSO (оптимизации роём частиц). Внешнее квазиоптическое зеркало повышает содержание Гауссовой моды TEM_{00} в пучке до 98%. Расчётная эффективность выходной системы в диапазоне частот 90-100 ГГц превышает 95%.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ №16-19-10332.

Список литературы

1. Samsonov S.V., Bogdashov A.A., Denisov G.G., Gachev I.G., Mishakin S.V. Cascad of Two W-band Helical-waveguide Gyro-TWTs with High Gain and Output Power. Concept and Modelling // IEEE Transactions on Electron Devices. 2017. Т. 64. № 3. С. 1297-1301.
2. Богдашов А.А., Самсонов С.В. Выходная электродинамическая система мощной широкополосной giro-ЛБВ 3-мм диапазона // В сборнике: 28-я Международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" (КрыМиКо'2018) Материалы конференции. 2018. С. 181-187.
3. Kennedy J. and Eberhart R., Particle Swarm Optimization // Proc. of 1995 IEEE International Conference on Neural Networks, IEEE Press, 1995. С. 1942-1948
4. Bogdashov A., Denisov G. Synthesis of the sequence of phase correctors forming the desired field // Radiophysics and Quantum Electronics, 2004. Т. 47. С. 966-973.

Дисперсия и потери в замедляющей системе “меандр на подложке в прямоугольном экране”

¹ Давидович М. В.

¹ Национальный исследовательский Саратовский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского
ул. Астраханская, 83, Саратов, 410012, Россия
davidovichmv@yandex.ru

Аннотация: Получено строгое дисперсионное уравнение в виде функционала для меандра на подложке в экране и интегральные уравнения для распределения поверхностной плотности тока на меандре. Метод позволяет учесть потери, определить сопротивление связи и получить аналитическое упрощенное дисперсионное уравнение.

1. Введение

Замедляющие системы (ЗС) типа «меандр» перспективны для ЛБВ мм и ТГц диапазонов, поскольку являются более широкополосными по сравнению с гребенками и могут обеспечивать работу при больших замедлениях и малых анодных напряжениях. Именно, при большом размахе меандра они обладают большим замедлением, что позволяет использовать широкие и достаточно толстые нерелятивистские ленточные пучки. В работе [1] предложена строгая электродинамическая модель ЗС типа взвешенный «меандр» в прямоугольном экране. В работе [2] для строгого расчета таких ЗС использован электродинамический пакет программ HFSS.

Цель данной работы – получение быстрой и строгой модели на основе метода функций Грина (ФГ) и интегральных уравнений (ИУ) для меандра на подложке в прямоугольном экране, позволяющей учитывать потери, что важно при использовании с мм и ТГц диапазонах.

2. Метод получения быстрого алгоритма вычисления дисперсии

Рассмотрим ЗС в виде меандра на диэлектрической подложке с диэлектрической проницаемостью (ДП) $\varepsilon(\omega)$, расположенную в прямоугольном экране с размерами $2a$ и $2b$ по осям x и y . Толщина подложки t , расстояние от подложки до экранов по оси y соответственно d_1 и d_2 , меандр находится в плоскости $y = 0$, область между ним и верхним экраном $0 < y < d_2$ соответствует вакууму, область $-t < y < 0$ соответствует подложке с ДП ε , область $-d_1 < y < -t$ соответствует вакууму, $b = d_1 + d_2 + t$. Экраны считаем идеально проводящими. Размах меандра $c < a$, шаг меандра h , период ЗС $d = 2h$, длина вдоль осевой линии меандра $l = 2h + 4c$, геометрическое замедление без диэлектрика $n_0 = l/d = 1 + 2c/h$. С учетом диэлектрика геометрическое замедление есть $n_g = n_0 \sqrt{\varepsilon_{ef}} = n_0 k/k_0$, где введена эффективная ДП на нулевой частоте и постоянная распространения вдоль меандра k . Толщину металлизации меандра считаем нулевой (несколько скин-слоев), а ширину меандра w считаем малой по сравнению с h и $d_{1,2}$, что позволяет пренебречь поперечным поверхностным током. Продольная поверхностная плотность тока имеет на разных частях меандра компоненты $j_x = J_x \delta(y)$ и $j_z = J_z \delta(y)$, где прописной буквой обозначена объемная плотность тока. Указанные величины на меандре будем подчинять импедансным соотношениям $E_x = \rho j_x$, $E_z = \rho j_z$, где $\rho = 1/\sigma$ – поверхностный импеданс, σ – поверхностная проводимость. Такая модель позволяет найти дисперсию с учетом диссипации. Кроме того ДП $\varepsilon(\omega)$ можно считать комплексной и зависящей от частоты. Сформулированные ниже ИУ являются точными. В первом приближении можно пренебречь поперечной компонентой плотности тока $\mathbf{j}$ на меандре, а продольную взять в виде

$j_l(s) = j_{0l}\psi(s)\exp(-iks)$, где s – отсчитываемая по осевой линии меандра координата. Это сильно упрощает ИУ и модель. Более точная модель основана на учете и поперечной компоненты $j_\tau = j_{0\tau} \cos(\pi\tau/w)\exp(-iks)$. Здесь координата τ отсчитывается от осевой линии полоски поперек нее. На границе полоски при $\tau = \pm w/2$ имеем $j_\tau = 0$. Этой модель соответствует плотность $\mathbf{j}$ для основной моды микрополосковой линии (МПЛ), но модель не учитывает сложное поведение $\mathbf{j}$ в углах. В первом приближении, полагая $\psi(s) \equiv 1$, ищем k и продольное волновое число $k_z(\omega)$. Приведенная модель позволяет использовать строгие алгоритмы, основанные на разложении $\mathbf{j}$ по полным системам базисных функций. Такие подходы не позволяют получать быстрые алгоритмы, при этом их точность при малой ширине w не сильно возрастает по сравнению с рассмотренными ниже моделями.

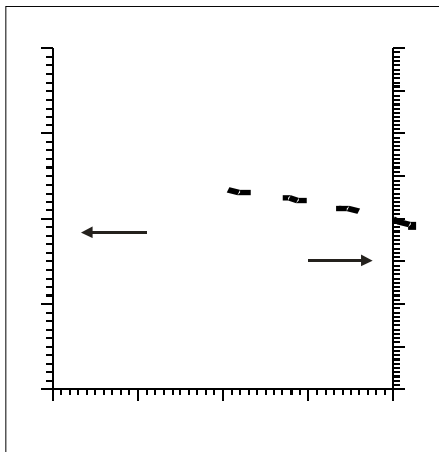


Рис. 1. Замедление $n' = \text{Re}(k_z)/k_0$ (кривая 1) и потери n'' основной моды (кривая 3), а также дисперсия моды, соответствующей первой пространственной гармонике (2) в зависимости от частоты (ГГц) для диэлектрической проницаемости $\varepsilon = 3.7$ (кварц). Используются размеры (мкм): $d = 50$, $d = 10$, $d_1 = t = 500$, $d_2 = 3000$, $h = 25$, $c = 100$. Нормированный импеданс взят в виде $\rho = 0.05(1+i)\sqrt{k_0 l}$

3. Дисперсионное уравнение и результаты

Использовано дисперсионное уравнение в виде стационарного нулевого значения функционала

$$\Theta = \int_S |\mathbf{j}(x, y)|^2 d^2 r - \sigma \int_S \int_S \mathbf{j}^*(\mathbf{r}_\perp) \hat{\Gamma}(\mathbf{r}_\perp, \mathbf{r}'_\perp) \mathbf{j}(\mathbf{r}'_\perp) d^2 r' d^2 r.$$

Тензорная функция Грина получена в работе. Результаты расчета представлены на рис. 1.

4. Заключение

Предложен строгий метод определения дисперсии и потерь в ЗС типа «меандр» на подложке в экране. Метод позволяет определять все компоненты полей, соответственно и сопротивление связи. Для простой модели получено аналитическое ДУ. Входящие в него ряды могут быть аналитически суммированы. ЗС имеет зеркальную плоскость симметрии, за счет чего возрастает полоса частот основной моды по сравнению с ЗС типа «симметричная гребенка». ДП, дисперсия в МПЛ и плазмонный эффект приводят к росту k'_z и сужению полосы, в которой замедление изменяется слабо. Поэтому целесообразно использовать диэлектрики с низкой ДП или ЗС типа «взвешенный меандр». В последнем случае снимается проблема запыряния пучка.

Список литературы

1. Давидович М.В., Бушуев Н.А., Альтшулер Е.Ю. Математическое моделирование замедляющей системы типа «меандр в прямоугольном экране» для коротковолновых ЛБВО // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2012. Т. 15, № 2. С. 37–41.
2. Бенедик А.И., Рожнёв А.Г., Рыскин Н.М., Синицын Н.И., Торгашов Г.В., Шалаев П.Д. Разработка планарных замедляющих систем на диэлектрических подложках для приборов вакуумной микроэлектроники миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов // Радиотехника. 2016. № 7. С. 47–52.
3. Марков Г.Т., Чаплин А.Ф. Возбуждение электромагнитных волн. М.: Радио и связь, 1986. 296 с.
4. Давидович М.В. Дисс... доктора физ.-мат. наук. Саратов. 2000. 480 с.
5. Давидович М.В. Итерационные методы решения задач электродинамики. Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 2014. 240 с.
6. Никольский В.В. Класс математических моделей электродинамических систем с частично экранированными границами // Радиотехника и электроника. 1977. Т. 22. Вып. 4. С. 657–669.

Исследование динамики слияния резонаторной и щелевой полос пропускания ЗС ЦСР

¹ Савин А.Н., ² Накрап И. А.

¹ АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино, 141190, Российская Федерация
savinan01@yandex.ru

² Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского
г. Саратов, 410012, Российская Федерация
nakrapia@info.sgu.ru

Аннотация: Представлены результаты исследования динамики слияния резонаторной и щелевой полос пропускания ЗС типа ЦСР и последующего перехода к их обращению при изменении угла раскрыва щели связи. Расчет ЭДХ ЦСР проведен в программе ANSYS HFSS с использованием предложенного авторами данной работы метода разделения близко расположенных видов колебаний.

1. Введение

Замедляющая система (ЗС) типа ЦСР широко применяется в мощных СВЧ приборах с распределённым взаимодействием типа ЛБВ. ЦСР, имеющая два набора полос пропускания: резонаторных и щелевых типов волн, может быть использована, в частности, в двух случаях. Значительное увеличение рабочей полосы ЦСР может быть достигнуто при слиянии ее основных резонаторной и щелевой полос [1,2]. Переход к обращенной щелевой моде ЗС существенно изменяет свойства ЦСР и, соответственно, функциональное применение в ЛБВ [3,4].

Данная работа посвящена теоретическому исследованию динамики слияния резонаторной и щелевой полос пропускания ЦСР с переходом к случаю их обращения. Представлены результаты расчета электродинамических характеристик (ЭДХ) ЗС: дисперсионных характеристик, сопротивления связи первых трех гармоник и распределения полей резонаторного и щелевого типов волн.

2. Объекты и методы исследования

Объектами исследования являлись макеты ЗС типа цепочки индуктивно связанных резонаторов с повернутыми на 180° фасолевидными щелями связи в соседних ячейках и симметрично расположенными трубками дрейфа. Макеты ЦСР представляют собой отрезки системы с конечным числом ячеек, короткозамкнутые по плоскостям ее симметрии.

Расчет в программе ANSYS HFSS с помощью метода конечных элементов резонансных частот f_m отрезка ЗС с числом периодов N и определение с помощью спектрального анализа распределения электрического поля на оси ЗС соответствующих фазовых сдвигов φ_m позволяет получить $N + 1$ точку на ДХ ЗС для каждой исследуемой ее полосы пропускания. Результаты расчета резонансных частот и соответствующих распределений полей отрезков ЗС используются также для определения сопротивления связи $R_{св}$ пространственных гармоник на резонансных частотах f_m ЗС.

3. Результаты исследования

В отличие от наших предыдущих работ [5] совмещение резонаторной и щелевой полос пропускания ЦСР, а также их обращение (случай, когда резонансная длина волны щелей становится больше собственной длины волны резонатора) проводилось традиционным способом одновременного уменьшения диаметра резонатора и увеличения угла раскрыва щели связи (см. работы [1-4]).

Расчет дисперсионных характеристик ЗС ЦСР в основной (резонаторной) и щелевой полосах пропускания проводился с использованием предложенного в работе [6] метода разделения близко расположенных видов колебаний резонаторных ЗС. Это позволило рассчитать с высокой точностью виды колебаний при сдвигах фазы $\varphi_m = 0$ в области неполного слияния, а также в случае обращения резонаторной и щелевой полос.

Дисперсионные характеристики рабочих пространственных гармоник и сопротивления связи ЗС ЦСР в динамике совмещения резонаторной и щелевой полос пропускания приведены на рис. 1, 2.

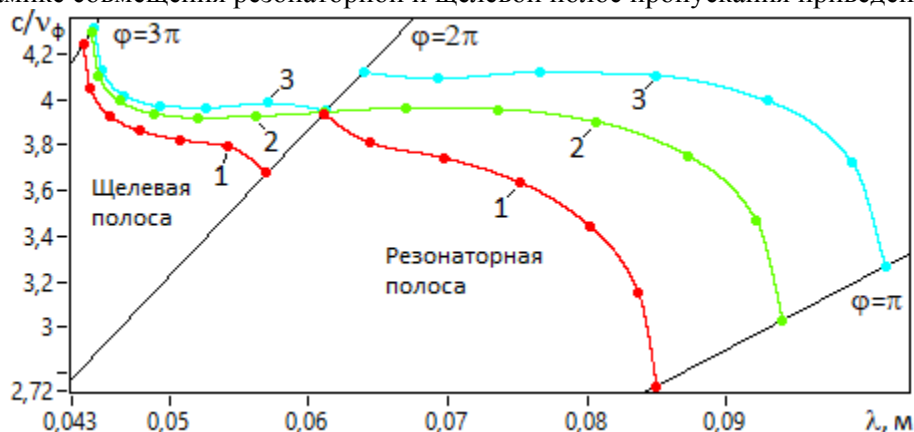


Рис. 1. Динамика слияния резонаторной и щелевой полос пропускания ЗС ЦСР в зависимости от угла раскрыва щели связи α при постоянных периоде $D = 15.5$ мм и диаметре резонатора $2r_5 = 35.4$ мм
(1 – $\alpha = 115^\circ$, 2 – $\alpha = 132.42^\circ$, 3 – $\alpha = 145^\circ$)

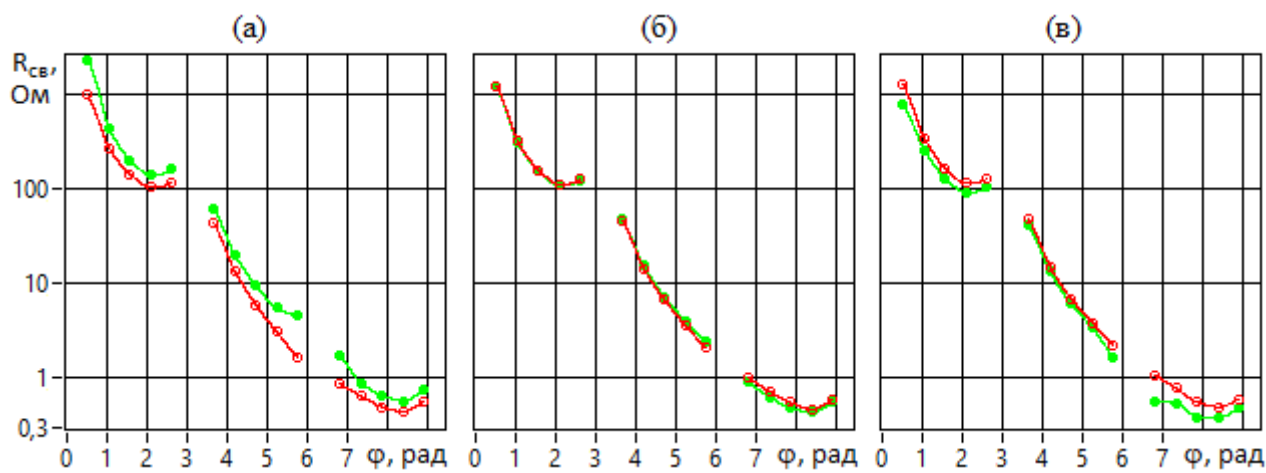


Рис. 2. Сопротивления связи 0, +1, -1 пространственных гармоник резонаторной (○) и щелевой (●) полос пропускания ЗС ЦСР в зависимости от угла раскрыва щели связи α при постоянных периоде $D = 15.5$ мм и диаметре резонатора $2r_5 = 35.4$ мм
((а) – $\alpha = 115^\circ$, (б) – $\alpha = 132.42^\circ$, (в) – $\alpha = 145^\circ$)

4. Заключение

Проведено исследование динамики слияния резонаторной и щелевой полос пропускания ЗС типа ЦСР и последующего перехода к их обращению. Методом конечных элементов выполнен расчет ЭДХ ЗС ЦСР, включая распределение полей в основной и высшей полосах пропускания. Анализ распределения полей на заданных сдвигах фазы в резонаторной и щелевой полосах пропускания ЦСР выявил изменение их характера при обращении полос

Список литературы

1. Karp A., Ayers W.R. Design concepts for an octave-band width coupled-cavity TWT/ IDEM, Washington, 1978. P. 546-549.
2. Sauseng O., Triplett M.E. A 5 kW wideband coupled cavity tube with ppm focusing for 11 GHz to 17 GHz/ IDEM, Washington, 1974. P. 491-493.
3. Frey J.R., Tammaru I. A coupled cavity TWT operating in the inverted slot mode./ IDEM, Washington, 1981. P. 504-506.
4. Kumar L., Christie V.L., Balakrishnan N. Inverted slot mode slow wave structures for traveling wave tubes. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2007. vol. 55. № 6. pp. 1112-1116.
5. Накрап И.А., Савин А.Н. Электродинамические характеристики ЦСР с обращенной щелевой модой // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: Материалы 27-ой Международной Крымской конференции (КрыМиКо2017). 10-16 сентября 2017 г., Севастополь, Россия.
6. Савин А.Н., Накрап И.А., Вахлаева К.П. Метод разделения видов колебаний при расчёте характеристик ЗС ЦСР в программе ANSYS HFSS. URAL RADIO ENGINEERING JOURNAL 2018, Vol. 2, No.4. pp.41-51.

О новых возможностях создания мощных широкополосных ЛБВ

Галдецкий А.В., Богомолова Е.А.

АО «НПП "Исток" им. Шокина»
ул. Вокзальная, 2а, Фрязино, 141190, Россия
galdetskiy@istokmw.ru

Аннотация: Представлены результаты моделирования новой конструкции замедляющей системы типа «скрещенная лестница» для мощной широкополосной многолучевой ЛБВ X-диапазона. Использование плотной упаковки лучей и диафрагм со втулками позволяет увеличить сопротивление связи до 4-7 Ом, а коррекция дисперсии с помощью специальной формы щелей связи дает возможность расширить полосу до 18%. Расчет электроники демонстрирует возможность получения в ЛБВ с такой замедляющей системой мощности 24 кВт, усиления 17 дБ и КПД 28%.

1. Введение

Рабочая полоса частот радиолокатора является ценным ресурсом, определяющим возможности станции. Мощные клистроны и ЛБВ на цепочке связанных резонаторов (ЦСР) обычно обеспечивают полосу частот не более 5-6%, что перестало удовлетворять требованиям к современным радарам. По этой причине весьма востребованными оказываются ЛБВ X-диапазона, перекрывающие рабочую полосу не менее 15% при выходной мощности около 30 кВт.

Важнейшим узлом широкополосной ЛБВ, определяющим рабочую полосу частот, является замедляющая система (ЗС). Известно, что «спиральная» ЗС и «петляющий волновод» позволяют обеспечить широкую полосу, однако первая система имеет ограничения по теплорассеивающей способности (и значит, по выходной мощности), а вторая – невысокое сопротивление связи в рабочей полосе [1; 2; 3]. Таким образом, необходим поиск новых ЗС, сочетающих широкую полосу с большим сопротивлением связи в расчете на один луч.

2. Конструкция замедляющей системы

Для ЛБВ повышенной мощности с полосой усиления не менее 16% предлагается конструкция многолучевой ЗС типа «скрещенная лестница», представляющая собой волновод, периодически перегороденный диафрагмами со щелями связи определенной формы с четырнадцатью пролетными каналами. Каждая диафрагма в периоде повернута относительно предыдущей на 90° вокруг оси волновода (Рис. 1).

Для увеличения сопротивления связи пролетные каналы максимально плотно упакованы, что минимизирует площадь рабочего зазора, а в диафрагмах выполнены выступы (втулки), концентрирующие поле в зазоре. Для уменьшения крутизны дисперсионной кривой в конструкцию были введены индуктивные элементы (Рис. 1, 2).

Взаимодействие электронного потока осуществляется на пространственной гармонике второй моды. Замедление в ЗС подобрано для соответствия рабочему напряжению 22 кВ.

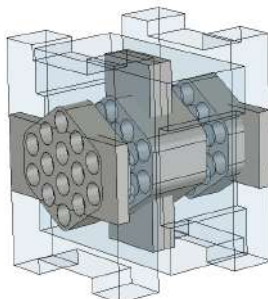


Рис. 1. Схема одного периода модернизированной ЗС.

Среднее значение сопротивление связи по диапазону частот и по всем каналам составило 4.8-7.5 Ом (Рис. 2). Столь высокое сопротивление связи на высшем типе связано с тем, что в конструкцию ЗС были введены втулки. Использование высшей моды позволило увеличить период и выполнить диафрагмы достаточно массивными для хорошего отвода тепла.

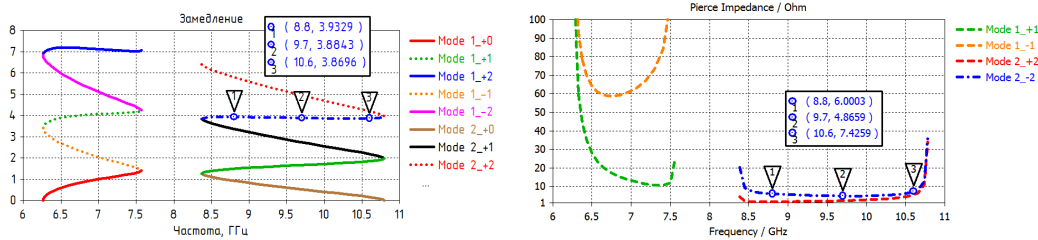


Рис. 2. Зависимость коэффициента замедления и сопротивления связи от частоты.

Нетрудно видеть, что имеется дополнительная, «паразитная» полоса усиления в области 7 ГГц с сопротивлением связи 10-20 Ом. Обратная волна имеет достаточно высокое сопротивление связи (~60 Ом) в области 6.5-7.5 ГГц, но имеет малое замедление, так что самовозбуждение на ней невозможно.

3. Транспортировка пучка в статическом и динамическом режимах

В статическом режиме ЭОС показывает полное токопрохождение при следующих параметрах: общий ток 4.2 А, напряжение питания 22 кВ, заполнение на входе в ЗС – 0.3. Фокусировка электронного потока в канале радиусом 0.75 мм осуществляется постоянным магнитным полем с амплитудой 0.17 Тл, магнитный зазор составляет – 119 мм. Был произведен двумерный расчет динамического режима в однолучевом приближении. График траекторий частиц в динамическом режиме представлен на Рис. 3.

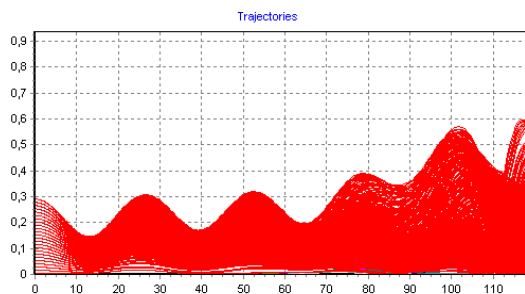


Рис. 3. Траектории электронного потока в режиме большого сигнала в однолучевом приближении.

Из расчета видно, что электронный пучок расширяется к концу лампы до радиуса 0.6 мм, но проходит без токооседания. В дальнейшем будет прорабатываться вопрос о переходе на реверсную систему. На Рис. 4 представлен рассчитанные в однолучевом приближении АЧХ входной и выходной мощности прибора в рабочей полосе с учетом возможности подстройки входной мощности.

Выходная мощность лампы составляет 24 кВт, усиление 17 дБ и КПД 28%.

3. Заключение

Расчет показывает, что предложенная ЗС имеет очень слабую дисперсию фазовой скорости и достаточно высокое сопротивление связи, что должно обеспечить стабильную работу ЛБВ в полосе 18 % (при оптимизации входной мощности в рабочей полосе). Использование высшего типа колебаний позволило увеличить период системы и заметно облегчить теплоотвод. Развитие этой конструкции может идти в направлении слияния двух полос прозрачности ЗС и расширения полосы.

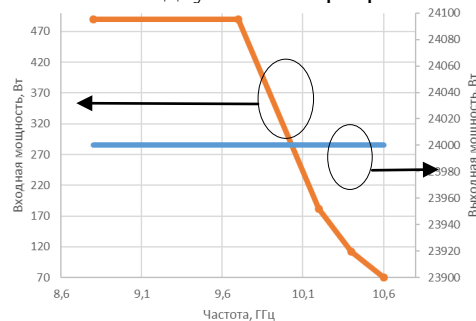


Рис. 4. АЧХ выходной и входной мощности.

Список литературы

1. Tamashiro R.N., Aldana S.L. 60 percent efficient K-band TWT using a new diamond rod technology // International Electron Devices Meeting, 1989. IEDM '89. Technical Digest. Washington DC USA, 1989. - С. 187-190.
2. Рожнёв А.Г., Рыскин Н.М., Каретникова Т.А., Торгашов Г.В., Сеницын Н.И., Шалаев П.Д., Бурцев А.А. Исследование характеристик замедляющей системы лампы бегущей волны миллиметрового диапазона с ленточным электронным пучком // Изв. вузов. Радиофизика. 2013. Т. 56. № 8. — С. 601-613.
3. Галдецкий А.В., Богомолова Е.А., Натура И.П., Соколова И.М., Сапрынская Л.А. Проектирование лампы бегущей волны W-диапазона // Электроника и микроэлектроника СВЧ. 2017. Т. 1. № 1. — С. 300-306.

Исследование и оптимизация новой конструкции окна вывода энергии для мощных ЭВП

Галдецкий А.В., Савин А.Н.

АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино, 141190, Российская Федерация
galdetskiy@mail.ru

Аннотация: Предложена конструкция интегрированного с выходным резонатором окна вывода энергии сверхмощного клистрона. Приведены результаты теоретического исследования частотной характеристики вывода энергии с интегрированным окном. Оценка электрического поля в критических областях оптимизированного вывода показала, что потери в вакуумноплотном диэлектрике значительно ниже, а тангенциальные компоненты поля на его поверхности, являющиеся источником пробоя, ниже или сопоставимы с аналогичными параметрами традиционных баночных окон.

1. Введение

Одной из проблем при разработке сверхмощных СВЧ пролётных клистронов S-диапазона с импульсной мощностью $P_{\text{имп}} = 5\text{--}150\text{ МВт}$ является разработка выводов энергии, включающих в свой состав вакуумно плотные окна, т.к. для предотвращения СВЧ пробоя необходимо обеспечить низкие значения электрического поля в полости окна, на поверхности диэлектрика и в области его спаев с металлом. Также, необходимо обеспечить хорошее согласование и низкий уровень СВЧ потерь в рабочей (обычно достаточно узкой, менее 1%) полосе частот.

Традиционно для решения этих задач применяют баночные окна, работающие на моде E11, на двух модах TE11+TM11 [1, 2] и др. Однако, проблема не решена окончательно.

Работа посвящена исследованию и оптимизации электродинамических параметров, предложенного авторами нового типа окна в выводе энергии СМК, интегрированного с выходным резонатором и рассчитанного на работу с повышенными мощностями.

2. Объекты и методы исследования

Объектом исследования является предложенный авторами вывод энергии СМК с интегрированным с выходной резонатором окном (Рис. 1).

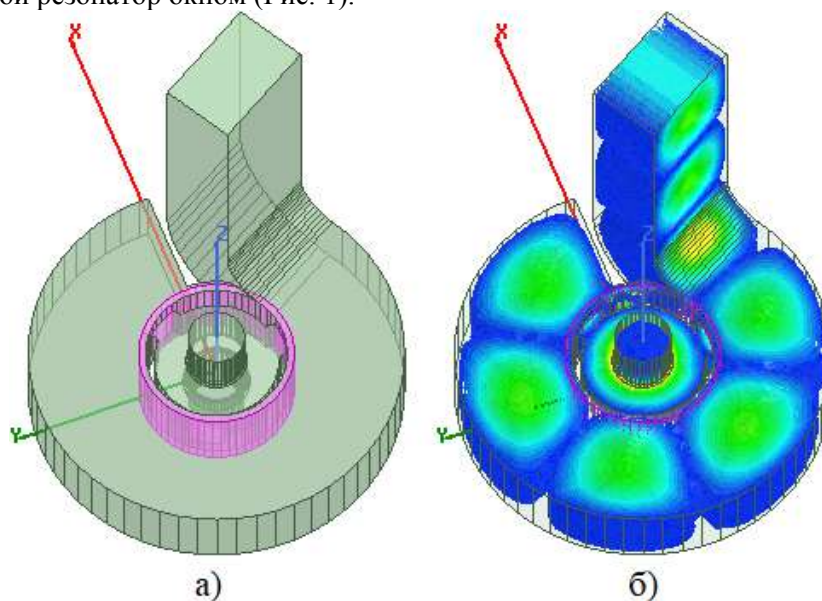


Рис. 1. Конструкция вывода энергии СМК с интегрированным с выходным резонатором окном (а) и распределение электрического поля на рабочей частоте $f=2.856\text{ ГГц}$ (б).

Выходной резонатор СМК, опоясывается закороченным с одного конца выходным прямоугольным волноводом, работающим на моде TE_{10} . В общей узкой стенке волновода и выходного резонатора имеется три индуктивных щели связи, расположенные с шагом в одну длину волны в волноводе, а закорачивающая стенка прямоугольного волновода отнесена на четверть длины волны от крайней щели. Такое расположение щелей связи обеспечивает суммирование мощности, поступающей из каждой щели и формирование на выходе волновода бегущей волны.

При этом выполненная в виде кольца вакуумноплотная керамика (выделена на Рис. 1а розовым цветом), располагается в области с минимальным электрическим полем – в волноводе вблизи его узкой стенки (рис. 1б) или в выходном резонаторе вблизи его внешней стенки, что определяет пониженные диэлектрические потери. В первом случае часть кольца проходит через запредельный участок волновода.

В предложенной конструкции интегрированного окна нет необходимости обеспечения минимального КСВ – достаточно добиться требуемой нагруженной добротности выходного резонатора подбором размеров и формы щелей связи. Фактически рассматриваемый узел представляет собой трансформатор импедансов с керамикой, расположенной в области минимума электрического поля.

Для синтеза предложенного вывода энергии разработан алгоритм поэтапной оптимизации размеров входящих в вывод узлов, сводящий задачу многокритериальной оптимизации к нескольким одно-, двухкритериальным. Расчёт характеристик проводился в программе ANSYS HFSS.

3. Результаты исследования

На Рис. 2 приведена рассчитанная частотная зависимость мощности на выходе предложенного вывода энергии, оптимизированного на заданную частоту и нагруженную добротность. Возбуждение резонатора осуществлялось высокочастотным током (с постоянной амплитудой) в зазоре, моделирующим электронный пучок. Мощность, отбираемая от источника тока на центральной частоте, задавалась равной 40 МВт. При этом, как видно из рис. 2, контурный КПД резонатора близок к единице.

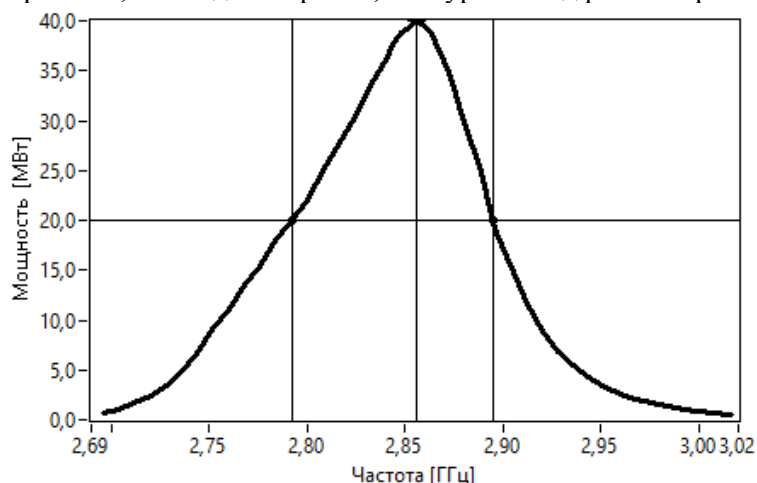


Рис. 2. Частотная зависимость мощности на выходе вывода энергии при возбуждении резонатора высокочастотным током в зазоре. Частота настройки выходного резонатора $f = 2.856$ ГГц, нагруженная добротность $Q_n = 26$. при $P_{вх} = 40$ МВт на частоте $f = 2.856$ ГГц.

4. Заключение

В результате исследования установлено, что вывод энергии СМК с предложенным окном, интегрированным с выходным резонатором и оптимизированными размерами и формой краев щелей связи, обеспечивает требуемые частотные характеристики при выходной мощности $P_{вых} = 40$ МВт, и при этом потери в керамике значительно меньше аналогичных потерь в баночном окне, работающем на смешанной моде и являющимся самым высокомоощным. Кроме того, в предложенном волноводном выводе энергии не требуются дополнительные настройки для обеспечения хорошего согласования, а отсутствие отражений в волноводном тракте значительно повышает электропрочность.

Список литературы

1. Prokofiev B.V., Martynenko M.A. A Simple Pillbox-Type Mixed-Mode Window for High Power Microwave Devices / B.V. Prokofiev, [at al.] // in 2017 Eighteenth International Vacuum Electronics Conference (IVEC), 2017. pp. 1 – 2.
2. Kazakov S.Yu. A new traveling-wave mixed-mode RF window with a low electric field in ceramic-metal brazing area / S.Yu Kazakov // KEK preprint 98-120, 1998, pp. 1 – 4.

Перспективы и проблемы применения рекуперации в широкополосных многолучевых клистронах

Галдецкий А.В., Щербаков С.В.

АО «НПП "Исток" им. Шокина»
ул. Вокзальная, 2а, Фрязино, 141190, Россия
galdetskiy@istokmw.ru

Аннотация: Предложен способ расширения полосы частот выходной резонаторной системы клистрона за счет заметного понижения нагруженной добротности активного резонатора, а связанное с этим понижение электронного КПД и выходной мощности компенсируется использованием рекуперации энергии пучка и увеличением общего тока прибора путем наращивания числа стволов. Рассмотрены проблемы теплового режима коллектора с рекуперацией в многолучевом клистроне.

1. Введение

Увеличение мощности, КПД и рабочей полосы частот клистрона является весьма востребованной задачей. Эти параметры зависят как от построения клистрона в целом, так и от конструкции выходного резонатора и его фильтровой системы.

Узкая полоса частот является главным недостатком фазированных решеток на основе вакуумных приборов перед твердотельными радарными.

Полоса частот группирователя не имеет принципиальных ограничений и может быть расширена ценой увеличения числа резонаторов (удлинения лампы) и, возможно, уменьшения усиления.

Полоса частот выходного резонатора в основном определяется его нагруженной добротностью и в режиме высокого электронного КПД ограничена величиной произведения проводимости пучка на характеристический импеданс выходного резонатора. Разработчики борются за повышение обоих параметров и в основном уже исчерпали возможности их подъема.

2. Рекуперация в широкополосном клистроне

Мы предлагаем отказаться от требования высокого электронного КПД и использовать перенгруженный выходной резонатор (фильтровую систему). Возникающее при этом падение электронного КПД можно компенсировать использованием рекуперации, а уменьшение выходной мощности – увеличением тока прибора, например увеличением числа стволов. При малом электронном КПД разброс по энергиям обработанных электронов невелик, что способствует эффективной рекуперации пучка.

При этом возникает трудность, связанная с тем, что из-за быстрого расширения лучей после прохождения коллекторного полюса коллектор многолучевого прибора обычно имеет отверстие, общее для всех лучей. Тормозящее поле рекуперации проникает сквозь это отверстие вглубь коллектора и вытягивает значительный ток вторичных электронов, который перегревает коллекторный полюс и может приводить к самовозбуждению. Для подавления обратного тока мы предлагаем использовать индивидуальные отверстия в коллекторе для каждого луча и выполнить коллекторный полюс разрезным (Рис. 1). Центральная часть полюса с отверстиями является частью коллектора и находится под высоким потенциалом, а периферийная часть полюса заземлена. Магнитное сопротивление зазора между частями полюса сделано небольшим, чтобы не исказить магнитное поле в рабочем зазоре. Моделирование показало, что поток обратных электронов из коллектора в рассмотренной конструкции подавлен более чем на порядок по сравнению с традиционной конструкцией при подаче тормозящего потенциала.

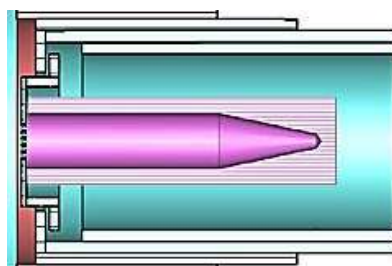


Рис. 1. Конструкция экранов коллектора и разрезного коллекторного полюса.

3. Тепловой режим коллектора с рекуперацией

В отличие от классической конструкции магнитной системы в рассмотренной схеме центральная часть коллекторного полюса изолирована от корпуса и может охлаждаться только за счет контакта с телом коллектора. В работе рассмотрены тепловые проблемы, связанные с охлаждением высоковольтной части многоствольного коллекторного полюса. Предложены технические решения по уменьшению его перегрева, в частности использование медной накладки на полюсе, которая распределяет тепло по всей торцевой части полюса (Рис. 2).

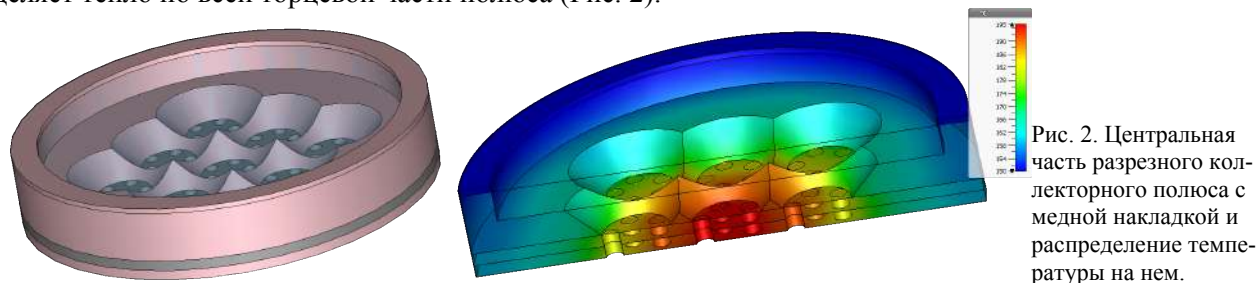


Рис. 2. Центральная часть разрезного коллекторного полюса с медной накладкой и распределение температуры на нем.

Показано, что в девятиствольной конструкции при тепловыделении в 450 Вт за счет токооседания на полюс величина превышения максимальной температуры полюса над температурой тела коллектора составляет всего 45 С.

4. Заключение

Моделирование параметров выходной резонаторной системы и коллектора показало возможность значительного расширения ее полосы частот при сохранении КПД, мощности, и температурного режима.

Импульсные автоэмиссионные ВАХ для нанокластерных алмазо-графитовых структур на катоде

¹ Давидович М. В., ² Яфаров Р. К.

¹ Национальный исследовательский Саратовский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского
ул. Устрахаанская, 83, Саратов, 410012, Россия

davidovichmv@yandex.ru

² Институт радиотехники и электроники РАН им. В.А. Котельникова, Саратовский филиал
ул. Зеленая, 54, Саратов, 410017, Россия

pirpc@yandex.ru

Аннотация: Представлены автоэмиссионные свойства углеродных нанокластерных структур и пленок на их основе, приведены экспериментальные данные, в том числе ВАХ при статическом и импульсном режимах. Проведен анализ размерных эффектов, эффекта проникновения поля, эффекта гистерезиса. Даны их теоретические объяснения.

1. Введение

В последнее время при создании автоэмиссионных структур для катодов с полевой эмиссией предпочтение отдается напыленным на катод с большой поверхностью алмазографитовым кластерам с размерами в несколько нм [1–4]. Такие структуры демонстрируют увеличенные на 2–3 порядка плотности тока низковольтной автоэмиссии и соответствующее уменьшение ее порога. Это объясняется рядом квантоворазмерных эффектом, проникновением поля в структуру, пористостью, наличием большого количества поверхностных уровней [4]. Увеличение размеров эмитирующих поверхностей позволяет повышать полный ток, уменьшать локальный нагрев и долговечность. Возможно использование триодных сеточных эмиссионных структур и структур с поворотом траекторий [5].

В данной работе приведены экспериментальные результаты измерения импульсных и статических ВАХ рассмотренных структур с алмазо-графитовыми кластерами на поверхности катода. Показано наличие гистерезиса и дано объяснение этого эффекта на основе проникновения поля внутри пленки и на поверхности поверхностных уровней.

2. Импульсные и статические вольт-амперные характеристики

Исследования АЭ осуществлялись в условиях высокого вакуума (10^{-5} Па) на диодной структуре, способной изменять расстояние между электродами с точностью до 1 мкм. Диаметр рабочей поверхности анода, изготовленного из углеродного материала МПГ-6, составлял 3 мм. При построении импульсных ВАХ исследовано влияние длительности импульсов (10, 30, 50 мкс) и амплитуды напряжений (от 10 В до 3,5 кВ) при различных частотах повторения импульсов (скважности) на порог начала АЭ, максимальные плотности автоэмиссионных токов, стабильность ВАХ в процессах тренировок и длительных импульсных измерений. Измерялись АГП с содержанием алмазной фазы 70–80%. Понижение концентрации до 60% уменьшает ток. Плоскости анода и пленки были как параллельными, так и перпендикулярными. Результаты приведены для первого случая для зазора $d = 20$ мкм. Пороги начала АЭ определялись по напряженности электрического поля, при которой токи АЭ составляли фиксируемую минимальную величину, равную 5 мкА. При измерениях ВАХ минимальная амплитуда стартового импульса и интервал между возрастающими амплитудами напряжений регулировались в интервале от 10 В до 100 В. Установлено, что при импульсных автоэмиссионных измерениях с каждым последующим циклом измерений ВАХ флуктуации автоэмиссионных токов уменьшаются. Получение устойчивых и воспроизводимых ВАХ достигается, как правило, после 3–5 тренировочных циклов их проведения (рис.6). Исследования стабильности ВАХ в процессах длительных импульсных измерений проводились при различных амплитудах напряжений и длительностях импульсов, которые оставались неизменными в течение всего цикла испытаний. Использовано 1500 импульсов составляло при длительности испытаний в течение 5 минут. На рис. 1 а приведе-

ны зависимости анодного тока от количества циклов измерений ВАХ низкоомной АГП с амплитудой импульсов напряжений 1100 В и различных длительностях импульсов: 1–10 мкс; 2–30 мкс; 3–50 мкс. На рис. 1 б представлены результаты, свидетельствующие о гистерезисе ВАХ при изменении импульсных напряжения в прямом и обратном направлениях.

3. Интерпретация экспериментальных данных

Экспериментальные данные для статических ВАХ хорошо согласуются с теоретическими расчетами туннелирования и вычисления плотности тока в диодной структуре с пленкой на катоде, а также при учете проникновения поля в кластерную структуру. Для импульсных ВАХ построена приближенная модель с учетом наличия поверхностных уровней на кластерах и двуступенчатым туннелированием с учетом конечного времени туннелирования.

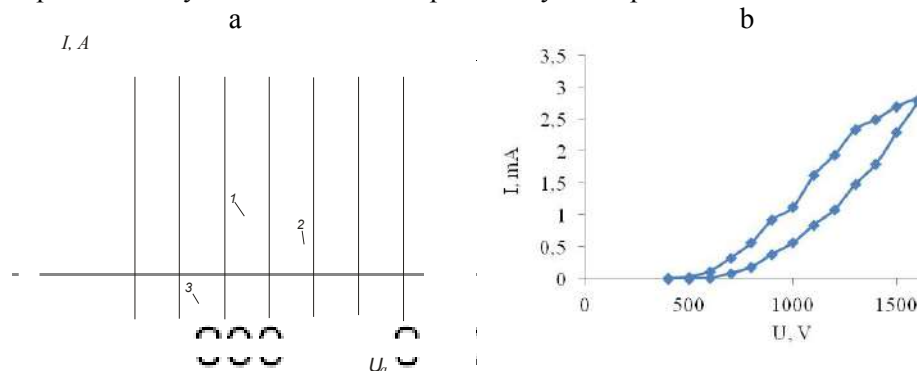


Рис. 1. Начальные участки автоэмиссионных ВАХ алмазграфитовых катодных структур при различных тренировочных циклах (1, 2, 3) измерений (а) и гистерезис ВАХ (б) (точки — эксперимент, линии — аппроксимация)

Конечное время туннелирования и наличие большого числа уровней вместе с проникновением поля в структуру и с конечным временем жизни поверхностных уровней позволяют объяснить эффект гистерезиса. Строгий подход требует определения поверхностных уравнений кластеров, решения уравнения Пуассона с переменным во времени потенциалом, кинетического уравнения и нестационарного уравнения Шредингера для туннелирования через измененный во времени потенциальный барьер. Поэтому применена сильно упрощенная модель.

4. Заключение

В работе получены экспериментальные результаты измерения статических и импульсных ВАХ на вакуумных углеродных автоэмиссионных диодных структурах и произведена их интерпретация. Рассмотренные структуры в импульсном режиме демонстрируют наличие памяти (гистерезиса), связанной с туннелированием. Гистерезис доказывает, что АЭ существенно определяется большим числом занятых и свободных поверхностных уровней, находящихся выше уровня ферми катода, и возникающей плотностью заряда (пространственной и поверхностной). Большую роль в этом играет пористость, способствующая также и эффекту проникновения поля. По-видимому, более строгий анализ стационарных ВАХ может дать теория, основанная на квазитрехмерном туннелировании с одновременным решением уравнений Пуассона и одномерного уравнения Шредингера вдоль заданных траекторий, при этом важны эффект проникновения поля и учет пространственного заряда. Последний определяется многими факторами: плотностью тока, числом поверхностных уровней, электронным сродством контактирующих кластеров и катода. Учет нестационарных свойств еще более сложен.

Список литературы

1. Алехин Ю.В., Апин М.П., Бурцев А.А., Бушуев Н.А., Воронков О.В., Григорьев Ю.А., Давидович М.В., Данилов А.Б., Исаев В.М., Кабанов И.Н., Кудряшов В.П., Куцько П.П., Мещанов В.П., Насенков И.Г., Рафалович А.Д., Роговин В.И., Рожнев А.Г., Шестеркин В.И. Сверхширокополосные лампы бегущей волны. Исследование в СВЧ-, КВЧ- и ТГЧ-диапазонах. Внедрение в производство / Под ред. Н.А. Бушуева. М.: Радиотехника, 2016, 480 с.
2. Яфаров Р.К. // ЖТФ. 2006. 1. С. 42–48.
3. Давидович М.В., Яфаров Р.К. // ЖТФ. 2018. Т. 88. Вып. 2. С. 283–293.
4. Давидович М.В., Яфаров Р.К. // ЖТФ. 2019. Т. 89. Вып. 9. С. 1290–1303.
5. Davidovich M.V., Bushuev N.A. // 2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). Sevastopol, 2015. P. 145–146.

Влияние технологических условий ионно-плазменного напыления на микроструктуру и эмиссионные свойства молекулярно-напыленных оксидных катодов

Архипов Д.Ю., Жабин Г.А.

АО «НПП «ИСТОК» им. Шокина», ул. Вокзальная, 2 А, Фрязино, М.О., 141190, Россия
zhabingennady@yandex.ru

Аннотация: Представлены результаты исследования влияния технологических режимов ионно-плазменного напыления на микроструктуру и эмиссионные свойства молекулярно-напыленных оксидных катодов (МНОК) малошумящих СВЧ-приборов. Методами растровой электронной микроскопии (РЭМ) с энергодисперсионной приставкой и атомно-силовой микроскопии (АСМ) исследована поверхностная и внутренняя структура а также элементный анализ эмиссионных покрытий (М-покрытий). Показана зависимость эмиссионных свойств МНОК от условий осаждения.

1. Введение

В настоящее время достигнуты определенные успехи в создании вакуумных малошумящих СВЧ-приборов. Наибольшее развитие получили циклотронные защитные устройства (ЦЗКУ), предназначенные для защиты от СВЧ-перегрузок во входных каскадах приемников РЛС. В качестве термомиттера ЦЗКУ применяется МНОК с толщиной М-покрытия до 1 мкм, изготавливаемый с применением ионно-плазменного напыления [1,2]. Влияние изменения параметров ионно-плазменного напыления М-покрытий на химический состав и эмиссионные свойства МНОК в литературе освещено недостаточно [3,4]. Для дальнейшего улучшения эксплуатационных параметров ЦЗКУ, обеспечения низкого уровня шумов при работе МНОК требуется изучение влияния давления рабочего газа на структуру М-покрытий и эмиссионные свойства катодов.

В данной работе приведены результаты исследования влияния давления рабочего газа на микроструктуру и эмиссионные свойства МНОК применяемых в вакуумных СВЧ-приборах.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Объектами исследований являлись образцы кремния КЭФ-18 и фольги из сплава ВР-27 ВП размером 0,5 x 0,5 мм, предварительно химически обработанные от органических загрязнений. На данные образцы с мишени стандартного состава $(\text{BaSrCa})\text{CO}_3$ проводилось напыление М-покрытий толщиной от 1 до 4 мкм при трех различных режимах давления газа (смесь $\text{Ar}+\text{CO}_2$ и $\text{Xe}+\text{CO}_2$). Элементный анализ М-покрытий определялся методом рентгеновского спектрального микроанализа (РСМА), используя энергодисперсионный микроанализатор INCA Penta FETx 3 фирмы Oxford Instruments (Великобритания) в качестве приставки к РЭМ. Были исследованы области поверхности размерами до 100 x 100 мкм. Морфологию поверхности исследовали РЭМ высокого разрешения с автоэмиссионным катодом JSM 7500, производство JEOL (Япония) и АСМ фирмы АИСТ-НТ (Россия). Эмиссионные свойства МНОК исследовали на макетах СВЧ приборов на стенде термотренировки по стандартной методике, по результатам испытаний построены недокальные характеристики. Температура мишени составляла при напылении 750°C, температура подложки 175-200°C.

3. Результаты эксперимента

На рис. 1-3 показаны АСМ изображения поверхности покрытий и РЭМ-изображения при увеличении 10000-70000. Сравнительный анализ полученных результатов показал, что микроструктура поверхности М-покрытий и в поперечном срезе изменяются с изменением давления газа.

Метод РСМА показал, что элементный состав пленок не одинаков. Соотношение мас. % Ba:Sr:Ca составило для образцов на рис.1 - 40:22:2; для образцов на рис 2 - 35:9,6:1,9; для образцов на рис.3 - 29:15:1,8.

Большое увеличение выявляет морфологию М-покрытий. На микроуровне покрытие образцов на рис.1 является более рыхлым, чем образцы на рис.2, а его поперечный срез имеет «квазистолбчатую» структуру. Наиболее плотным является покрытие образца на рис.3. Во всех образцах сквозных

пор не обнаружено. При АСМ-исследовании выявлено, что при повышении давления газа «чешуйки» образующие покрытие плотно примыкают друг к другу.

На рис. 1-3 показаны результаты исследования микроструктуры поверхности М-покрытий (b,c) и поперечного среза (a) методами РЭМ (a,b) и АСМ (c).

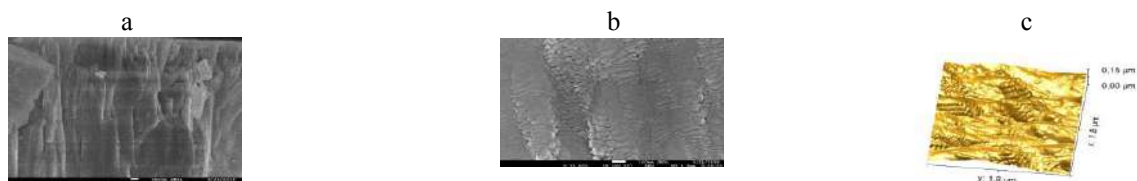


Рис. 1. РЭМ-изображение среза (a) и поверхности (b) М-покрытия на подложке пластины ВР-27 ВП. АСМ-изображение поверхности М-покрытия на пластине Si (c). Рабочее давление смеси газов $\text{Xe}+\text{CO}_2$ - 0,11 - 0,13 Па

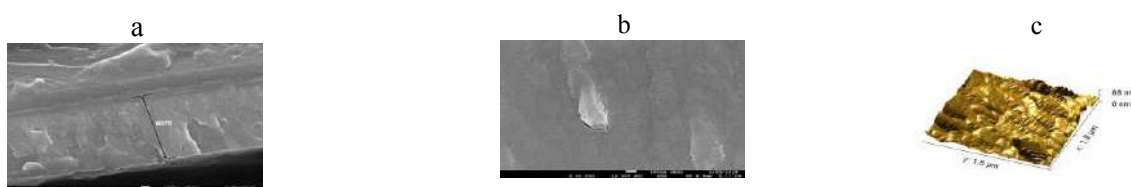


Рис. 2. РЭМ-изображение среза (a) и поверхности (b) М-покрытия на подложке Si. АСМ-изображение поверхности М-покрытия на Si (c). Рабочее давление смеси газов $\text{Ar}+\text{CO}_2$ - 0,1 Па

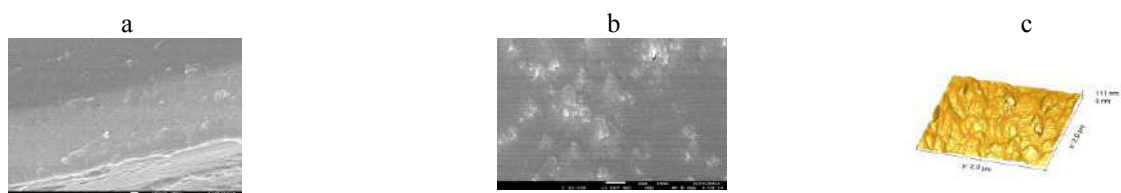


Рис. 3. РЭМ-изображение среза (a) и поверхности (b) М-покрытия на Si. АСМ-изображение поверхности М-покрытия на Si (c). Рабочее давление смеси газов $\text{Xe}+\text{CO}_2$ - 0,075 - 0,08 Па

С уменьшением давления газа шероховатость М-покрытия уменьшается, так как возрастает длина свободного пробега и энергия осаждаемых на подложку частиц. Увеличение энергии частиц приводит к увеличению размера зерен и плотности М-покрытия.

В докладе также приводятся графики зависимости шероховатости от давления и эмиссионные характеристики МНОК с М-покрытием, осажденным при указанных давлениях рабочих газов из которых следует, что наилучшими эмиссионными характеристиками обладают катоды с более плотным покрытием.

4. Заключение

Показано, что изменение условий осаждения М-покрытий влияет на эмиссионные свойства МНОК.

Получены качественные зависимости шероховатости М-покрытия от давления рабочего газа при ионно-плазменном напылении. Плотность М-покрытия, гладкость поверхности и размер зерен возрастают с уменьшением давления рабочего газа. М-покрытие, синтезированное при меньшем давлении газа вероятно обладает более высокой проводимостью и поэтому МНОК имеют меньшую работу выхода и большую эмиссию.

Список литературы

1. Никонов Б.П. Оксидный катод. Москва. Энергия, 1979. 240 с.
2. Жабин Г. А., Пашков А.Н., Пелипец О.В. Молекулярно-напыленные оксидные катоды в СВЧ-приборах на циклотронном резонансе // 27-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». КрыМиКо 2017. 10 - 16 сентября 2017 г., Севастополь, Россия. С.192 - 198.
3. Yan Liu, Christopher M. Day, Scott A. Little, Feng Jin. Thin film deposition of barium strontium oxide by rf magnetron sputtering // J. Vac. Sci. Technol. A 24(6), 2006. P. 2187 - 2191.
4. Жабин Г. А. Молекулярно-напыленный оксидный катод с повышенной до 10 A/cm^2 плотностью тока / Г. А. Жабин, З. М. Магамеднебиев, А. Н. Пашков // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. -2018. -Вып. 3 (538). - С. 50 - 58.

Алгоритмы оптимизации траекторий воздушных судов при гибкой маршрутизации

¹ Скрыпник О.Н., ² Нечаев Е.Е., ¹ Арефьев Р.О., ¹ Арефьева Н.Г.

¹ Иркутский филиал Московского государственного технического университета гражданской авиации
ул. Коммунаров, 3, Иркутск, 664003, Россия
skripnikon@yandex.ru

² Московский государственный технический университет гражданской авиации
Кронштадтский бульвар, 20, Москва, 125993, Россия
eenetchaev@mail.ru

Аннотация: Представлены результаты применения алгоритмов теории графов (А-стар и Дейкстры) для построения оптимальных траекторий полета в условиях вариаций поля точности ГЛОНАСС и наличия запретных зон в предоставляемой зоне воздушного пространства. Предложен критерий оптимизации, основанный на минимизации длины линии фактического пути. Обоснована функция стоимости, учитывающая точность выдерживания траектории при навигации по ГЛОНАСС и влияние внешних траекторных возмущений.

1. Введение

Развитие мировой гражданской авиации требует внедрения новых технологий и процедур для более эффективного использования воздушного пространства (ВП). К таким технологиям относятся зональная навигация и гибкая маршрутизация [1,2], в основе которых лежит использование спутниковых навигационных систем (СНС). Применение новых технологий позволит воздушным судам (ВС) выполнять полет по оптимальным, прежде всего по протяженности, траекториям. Расчет и выбор оптимальной траектории должен основываться на прогнозе аэронавигационной и метеообстановки при полете по ней, а также точности выдерживания траектории. Последний фактор в значительной степени определяется точностью СНС. При этом точность СНС изменяется как во времени, так и в пространстве, что влияет на точность выдерживания траектории. Следовательно, большой практический интерес имеет рассмотрение возможностей прогнозирования аэронавигационной и воздушной обстановки в предоставляемой зоне ВП и применение различных методов и алгоритмов оптимизации для расчета оптимальной по заданным критериям траектории полета [3-6].

В данной работе рассматривается применение алгоритмов теории графов для построения оптимальной по протяженности (длине линии фактического пути) траектории в условиях прогнозирования точности СНС ГЛОНАСС в заданной зоне ВП, в котором также могут быть и запретные зоны.

2. Методика исследований

К наиболее известным алгоритмам поиска кратчайшего пути между двумя точками в теории графов относятся алгоритмы Дейкстры и А* (A-star) [7,8].

В рассматриваемой задаче, в отличие от классической задачи нахождения минимума протяженности маршрута - линии заданного пути (ЛЗП), критерием оптимизации является минимум длины линии фактического пути (ЛФП). Отличие ЛФП от ЛЗП обусловлено погрешностью выдерживания траектории из-за погрешности навигационной системы и воздействия траекторных возмущений.

В докладе приведена методика представления поля точности СНС в виде графа, получения выражений для нахождения весов вершин графа и функции стоимости пути для применения алгоритмов Дейкстры и А*.

3. Результаты экспериментов

Для решения задачи разработана методика представления изменяющегося во времени (в процессе полета по маршруту) и в пространстве поля точности ГЛОНАСС [9] в виде графа, веса вершин которого определяются значением пространственного геометрического фактора (ГФ) $PDOP$ в этих точках пространства [10]. Кроме этого также предложено в весах вершин графа учитывать влияние траекторных возмущений на приращение длины ЛФП. В докладе представлена методика геодезической привязки вершин графа к заданной зоне воздушного пространства.

На рис.1 представлены полученные путем математического моделирования оптимальные траектории полета ВС при незначительных вариациях поля точности ГЛОНАСС (рис.1,а, PDOP $\leq$ 2) и при его значительных вариациях (рис.1,б, PDOP $\leq$ 10). При этом в ВП также находятся запретные зоны (R).

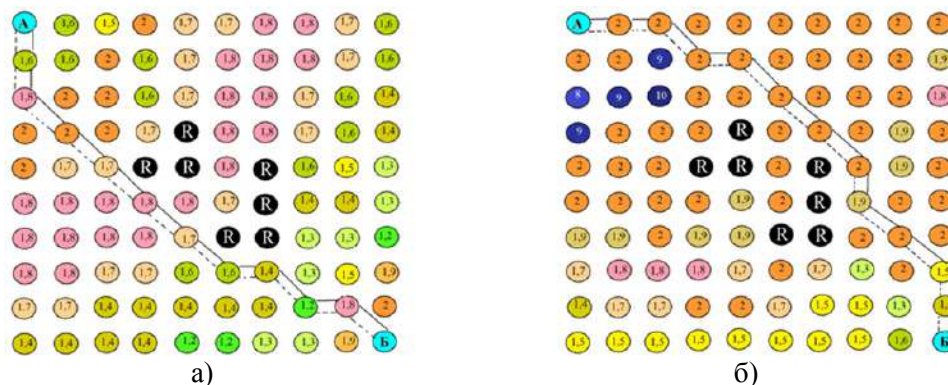


Рис.1. Оптимальные траектории полета при различных характеристиках поля точности ГЛОНАСС

В докладе представлены результаты построения оптимальных траекторий, а также оценена эффективность применения алгоритмов оптимизации для различных условий, характеризующих аэронавигационную и воздушную обстановку в предоставляемой зоне ВП.

4. Заключение

Предложен новый подход к решению задачи оптимизации траектории полета ВС методами теории графов, который учитывает точность ее выдерживания при навигации по ГЛОНАСС, а также наличие запретных зон в предоставляемом ВП. Получены оценки эффективности применения алгоритмов Дейкстры и А* для различных условий, характеризующих аэронавигационную и воздушную обстановку в предоставляемой зоне ВП.

Полученные результаты могут найти применение как при планировании полета, так и в процессе его выполнения при реализации соответствующего программного обеспечения в бортовой вычислительной системе самолетовождения. Это позволит повысить эффективность принятия решения о выборе наилучшего маршрута полета в условиях изменения воздушной обстановки и точности аэронавигационного обеспечения.

Список литературы

1. Глобальный аэронавигационный план на 2013-2028 г. – Международная организация гражданской авиации. Doc 9750-AN/963. Четвертое издание, 2013.
2. Performance-based Navigation (PBN) Manual, Doc 9613-AN/937, Montreal, ICAO, 2013, fourth edition.
3. Frizo Vormer, Max Mulder, J.a. Mulder, and Rene Paassen. Optimization of Flexible Approach Trajectories Using a Genetic Algorithm. Journal of Aircraft, 43(4):941-952, 2006.
4. Yancy Diaz-Mercado, Sung G. Lee & Magnus Egerstedt, Shih-Yih Young, Cedar Rapids. Optimal trajectory generation for next generation flight management systems. 32nd Digital Avionics Systems Conference. October 6-10, 2013.
5. S. Khardi. Aircraft Flight Path Optimization The Hamilton-Jacobi-Bellman Considerations. Applied Mathematical Sciences, Vol. 6, 2012, no. 25, p.p.1221-1249. <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00987163/document> (дата обращения 10.10.2018).
6. Gardi A., Sabatini R., and Ramasamy S. Multi-objective optimization of aircraft flight trajectories in the ATM and avionics context, Progress in Aerospace Sciences, vol.83. 2016. P.37. <https://www.researchgate.net/publication/301247881> Multi-Objective Optimisation of Aircraft Flight Trajectories in the ATM and Avionics Context. (дата обращения 10.10.2018).
7. Matt R. Jardin. Analytical Solutions for Minimum-Time Neighboring Optimal Aircraft Guidance in Winds. AIAA Guidance, Navigation and Control Conference and Exhibit, 18-21 August, Honolulu, Hawaii, 2008. <https://www.researchgate.net/profile/MatthewJardin/publication/>(дата обращения 10.10.2018).
8. Карнаухов В.А. Теория графов и сетей при моделировании процессов УВД. Ульяновск: УВАУ ГА (И), 2009. - 63 с.
9. Скрыпник О.Н., Арефьев Р.О., Астраханцева Н.Г. Методика построения и анализ полей точности ГЛОНАСС в заданной зоне воздушного пространства// Научный вестник МГТУ ГА. - М.: МГТУ ГА, 2015, №221(11), с.115-122.
10. Skrypnik O.N., Arefeva N.G. Construction of an optimal flight trajectory in the GLONASS accuracy field. В сборнике: 24th Saint Petersburg International Conference on Integrated Navigation Systems, ICINS 2017 2017. С. 129-131.

Минимизация методической и шумовой составляющих погрешности при оценке частоты отрезка гармонического сигнала

¹Давыдочкина С.В., ²Езерский В.В.

¹ Академия ФСИН России

ул. Сенная, д.1, г. Рязань, 390000, РФ

dav-sv@yandex.ru

²Рязанский государственный радиотехнический университет

ул. Гагарина, д 59/1, г. Рязань, 390005 РФ,

ezerski@yandex.ru

Аннотация: Получены аналитические выражения для варьируемых параметров адаптируемых весовых функций, позволяющие одновременно минимизировать методическую и шумовую составляющие погрешности оценки частоты. Приведены количественные результаты.

1. Введение

Во многих задачах в радиотехнических системах необходимо оценивать частоту отрезка гармонического сигнала длительностью T , принимаемого на фоне шума и помех. Для этого часто используется преобразование Фурье (ПФ). За оценку частоты f_0 сигнала с неизвестной начальной фазой принимается частота, соответствующая максимуму спектральной плотности амплитуды (СПА) [1]. При этом обычно используют сглаживающие весовые функции (ВФ) [2]. Осуществляя адаптивное управление формой ВФ [3] можно существенно снизить методическую погрешность. Однако известно [2], что обработка данных с помощью ВФ ухудшает спектральное разрешение и увеличивает влияние шума. В данной работе для решения задачи одновременного снижения методической и шумовой составляющих погрешности предложено применить ВФ, позволяющие эффективно управлять их формой.

2. Весовые функции для адаптивного спектрального анализа

В работах [3, 4] предложены адаптируемые ВФ (АВФ), форму которых можно задавать варьируемыми частотами нулей $b_i, i = 1, 2, \dots, N$ спектральной плотности амплитуды (СПА) таким образом, чтобы на оцениваемой частоте сигнала спектры мешающих слагаемых и их производные были равны нулю и тем самими обеспечить нулевую погрешность оценки. Пример такой ВФ:

$$w_s(m) = 1 + \sum_{n=1}^N C_{sn}(b_i) \cos[2n(m + 0,5)M], \quad (2)$$

где $m = 1, 2, \dots, M_0$; $M = \pi/M_0$; M_0 – число отсчётов сигнала и ВФ;

$$C_{sn}(b_i, M_0) = \frac{(-1)^{n+1}}{\cos(nM)} \prod_{i=1}^N \left[\frac{\cos(2nM) - \cos(2b_i M)}{2 \sin^2(b_i M)} \right] \cdot \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq n}}^N \frac{[1 - \cos(2kM)]}{\cos(2nM) - \cos(2kM)};$$

b_i – нормированная частота, на которой задаётся равенство нулю СПА, позволяя исключить влияние мешающего слагаемого спектра.

Наличие шума вызывает дополнительную шумовую составляющую погрешности. На величину дисперсии оценки частоты влияет эквивалентная шумовая полоса (ЭШП) $F_{шS}$ [2]. Для АВФ (2) можно получить выражение для шумовой полосы

$$F_{шS} = 1 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N [C_{sn}(b_i)]^2. \quad (3)$$

Целесообразно одновременно минимизировать помеховую и шумовую составляющие погрешности оценки частоты сигнала. При использования одного дополнительного варьируемого параметра можно найти выражение для $b_{шmin}$, минимизирующего ЭШП:

$$b_{\text{шSmin}}^2 = \frac{\sum_{n=1}^N A_{sn}^2 n^4 (b_2^2 - n^2)^2 \dots (b_N^2 - n^2)^2}{\sum_{n=1}^N A_{sn}^2 n^2 (b_2^2 - n^2)^2 \dots (b_N^2 - n^2)^2}, \quad (4)$$

где $A_{sn} = (-1)^{n+1} \cdot \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq n}}^N \frac{k^2}{k^2 - n^2}$.

3. Алгоритм оценки частоты

Этот алгоритм итерационный и включает выполнение следующих шагов:

Шаг 1. Выбирают значение N , превышающее удвоенное количество ожидаемых помех. Значения $b_i, i = 2, \dots, N$ приравнивают ожидаемым нормированным частотам этих помех $\hat{x}_i = fT$. Находится положение максимума модуля спектра и нулевое приближение для нормированной частоты $\hat{x}_1^{(0)}$.

Шаг 2. Суммарная кратность варьируемых нулей СПА АВФ, выбирается $N+1$. Принимается $b_2^{(0)} = b_3^{(0)} = \dots = b_{N+1}^{(0)} = 2\hat{x}_1^{(0)}$. Рассчитывается значение варьируемого нуля СПА $b_1 = b_{\text{шmin}}$ в соответствии с выражением (4). Вычисляется следующее и n -е приближение $\hat{x}_1^{(n)}$ при уточнённых значениях параметров ВФ.

Шаг 3. Шаг 2 повторяется до выполнения условия

$$|\hat{x}_1^{(n)} - \hat{x}_1^{(n-1)}| \leq \Delta_{\text{зад}},$$

где $\Delta_{\text{зад}}$ – заранее заданная погрешность вычислений.

4. Результаты моделирования

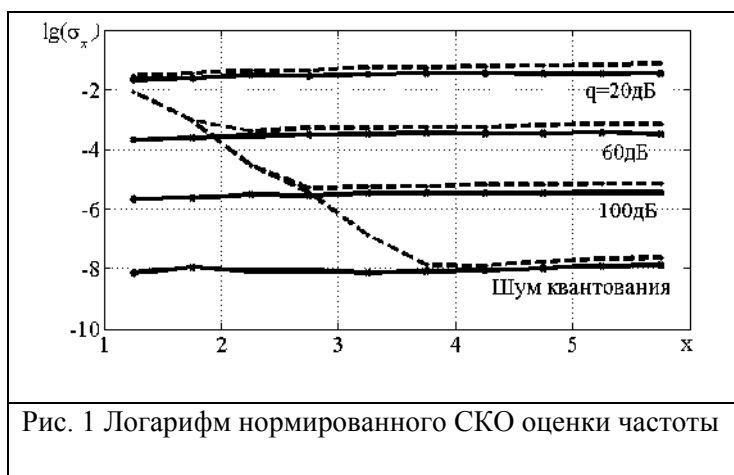


Рис. 1 Логарифм нормированного СКО оценки частоты

На рис. 1 сплошными линиями показаны результаты расчёта среднеквадратического отклонения (СКО) σ_x оценки частоты, с использованием АВФ (2) с тремя варьируемыми нулями $N+1=3$, при разных значениях отношения сигнал-шум q . Пунктирными линиями показаны результаты оценки частоты с использованием ВФ Дольфа-Чебышева, позволяющей оптимизировать параметр формы для минимизации оценки [3].

Видно, что при использовании АВФ и алгоритма с минимизацией

ЭШП методическая составляющая погрешности оценки частоты практически отсутствует, а шумовая составляющая до двух раз меньше, чем при использовании ВФ Дольфа-Чебышева, которая обеспечивает наилучшие результаты из всех известных ВФ.

Список литературы

1. Тихонов В.И. Оптимальный приём сигналов. М.: Радио и связь. 1983. 320 с.
2. Хэррис Ф. Дж. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье // ТИИР. 1978. Т. 66. № 1. С. 60-96.
3. Атаянц Б.А., Давыдошкин В.М., Езерский В.В., Паришин В.С., Смольский С.М. Прецизионные системы ближней частотной радиолокации промышленного применения. М.: Радиотехника. 2012. 512 с.
4. Давыдошкин В.М., Давыдошкина С.В. Весовые функции для цифрового адаптивного гармонического анализа сигналов // Радиотехника. 2009. № 9. Выпуск 144. С. 11-20.

Апертурный контроль параметров курсового радиомаяка системы посадки самолетов

¹Фомин Д.Г., ²Войтович Н.И.

¹АО «Челябинский радиозавод «Полет»
г. Челябинск, 454080, Российская Федерация,
fomin95@ya.ru

²Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет)» Россия, 454080, Челябинск, пр. Ленина, 76.
voytovichni@mail.ru

Аннотация: В докладе представлен метод оперативной диагностики и контроля амплитудно-фазового распределения токов в антенной решетке курсового радиомаяка системы посадки самолетов. Курсовой радиомаяк является одним из основных технических средств обеспечения захода самолетов на посадку. Требования к точности выставления линии курса для систем посадки 1, 2, 3 категорий определяются нормами международной организации гражданской авиации ИКАО. В работе обсуждаются допустимые отклонения в амплитудно-фазовом распределении токов в излучающих элементах антенной решетки курсового радиомаяка 1, 2, 3 категорий. На основании значений допустимых отклонений, определены требования к точности измерений при контроле и диагностике антенной решетки курсового радиомаяка. Представлены основные систематические и случайные погрешности измерений. На основании результатов о максимальной погрешности измерений, а также требований к точности измерений сделано заключение о границах применимости описанного метода апертурного контроля. Приведены результаты экспериментов.

1. Введение

Основным техническим средством обеспечения инструментального захода самолетов гражданской авиации на посадку являются радиомаячные системы посадки метрового диапазона длин волн формата ILS. Одним из основных компонентов ILS является курсовой радиомаяк (КРМ), который обеспечивает пилота информацией о смещении самолета в горизонтальной плоскости относительно оси взлетно-посадочной полосы (ВПП). Согласно пункту 3.1.3.6. Приложения 10 к Конвенции о международной гражданской авиации, системы посадки формата ILS, в зависимости от своей точности и дальности действия, КРМ делятся на 3 категории. При этом категорией системы посадки определяются требования к точности положения линии курса относительно оси ВПП.

В идеальном случае линия курса лежит в вертикальной плоскости, проходящей через ось ВПП. В плоскости курса разность глубин модуляции (РГМ) высокочастотного сигнала двумя тоновыми сигналами равна нулю. Реальное положение линии курса определяется диаграммами направленности (ДН) узкого и широкого каналов КРМ.

Диаграммы направленности узкого и широкого каналов определяются амплитудно-фазовыми распределениями (АФР) токов вдоль антенной решетки КРМ. Таким образом, при вводе системы посадки в эксплуатацию, при диагностике антенно-фидерного тракта, при поиске неисправностей, контроль АФР токов в излучающих элементах антенной решетки КРМ представляет собой важную задачу [1].

В настоящей работе рассматриваются допустимые отклонения в амплитудно-фазовом распределении токов в излучающих элементах антенной решетки курсового радиомаяка 1, 2, 3 категорий.

На основании значений допустимых отклонений, определены требования к точности измерений при контроле и диагностике антенной решетки курсового радиомаяка. Представлены основные систематические и случайные погрешности измерений. На основании данных о максимальной погрешности измерений, требований к точности измерений, а также по экспериментальным данным сделано заключение о границах применимости описанного метода апертурного контроля.



Рис.1. Реализация голографического метода измерения АФР антенны КРМ

Список литературы

1. Войтович, Н.И. Моделирование работы двухчастотной системы посадки самолётов / Н.И. Войтович, Б.В. Жданов, А.В. Зотов // Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». – 2013. – Т. 13, № 4. – С. 55–69.
2. Методы измерений параметров излучающих систем в ближней зоне / Л.Д. Бахрах, С.Д. Кременецкий, А.Н. Курочкин, В.А. Усин, Я.С. Шифрин. – Л.: Наука, 1985. 272 с.
3. Фомин Д.Г., Войтович Н.И. Магнитный датчик контроля АФР антенны // Сборник 28-ой Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2018) Материалы конференции. – 2018. – С.519-525.
4. Приложение 10 к Конвенции о международной гражданской авиации. Авиационная электросвязь. Том 1. Радионавигационные средства. ИКАО, Монреаль (Канада), 2006. – 616 с.
5. Войтович, Н.И. Влияние ошибок в амплитудно-фазовом распределении сигналов разностного канала в антенне курсового радиомаяка системы посадки самолетов на положение линии курса / Н.И. Войтович, Б.В. Жданов, О. Ю. Кораблев.
6. Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн. М.: Советское радио. 1970, 384 с.

Комбинированная система точного позиционирования беспилотного летательного аппарата вертолетного типа в зоне посадки

¹ Антонов А.С., ² Зубюк А.В., ¹ Кузнецов М.И., ¹ Обухов И.А., ² Смирнова Е.А., ² Фадеев Е.П.,
³ Челышев Л.С., ³ Чикало О.В.

¹ НПО «Синергетика»,
Роцинский 2-й проезд, д.8, Москва, 115419, Российская Федерация
i_obukhov@nposinergy.ru

² МГУ им. М.В. Ломоносова, физический факультет,
ул. Ленинские Горы, 1, стр. 2, Москва, 119991, Российская Федерация
smirnova.elizaveta@physics.msu.ru

³ АО «НПП «Радиотехника»
г. Москва, 127083, ул. 8 Марта, д. 10, стр. 1
leonid.chelyshev@live.ru

Аннотация: Разработаны и испытаны бортовая и наземная аппаратура и специальное программное обеспечение, позволяющие с высокой точностью определять относительные координаты беспилотного летательного аппарата вертолетного типа относительно взлетно-посадочной площадки быстрого развертывания в условиях отсутствия сигналов глобальных навигационных систем.

1. Введение

Беспилотные летательные аппараты (БПЛА) далеко не всегда находятся в зоне надежного приема сигналов глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС). В связи с этим имеется потребность точного определения координат БПЛА относительно взлетно-посадочной площадки (ВПП) с использованием автономных средств.

БПЛА могут использоваться в трудно доступных районах и опасных для людей условиях. Роль ВПП может играть любая минимально пригодная для взлета и посадки территория, не оснащенная стационарным навигационным оборудованием. Описанная здесь система укомплектована мобильными наземными средствами быстрого развертывания.

Предлагаемое решение предназначено для точного позиционирования БПЛА вертолетного типа (БПЛА-ВТ). Ограничения связаны со способами посадки и скоростью аппаратов.

2. Состав системы и назначение компонентов

Система состоит из радиотехнических и оптических подсистем позиционирования, которые при необходимости дополняют или заменяют друг друга.

Радиотехническая подсистема позволяет БПЛА-ВТ обнаружить ВПП на расстоянии до 20 км и определить курсовой угол. На расстояниях до ВПП менее 2 км она определяет расстояние по горизонтали до точки посадки и высоту над точкой посадки, относительную ориентацию БПЛА-ВТ и ВПП, а также истинную высоту БПЛА-ВТ.

Оптическая подсистема позволяет обнаружить ВПП на расстоянии 1 км и определить курсовой угол. При приближении к ВПП на расстояние ближе 100 м эта подсистема определяет относительные координаты и ориентацию БПЛА-ВТ и ВПП.

Питание бортовой аппаратуры осуществляется от бортовой сети 27 В. Вес не превышает 2,5 кг. Вес наземной аппаратуры не превышает 25 кг и может транспортироваться вручную.

В состав бортовой аппаратуры входят модуль приема радиосигналов на основе ячейки приемной фазированной антенной решетки, модуль приема оптической информации на основе фотодиодов и видеокамер, модуль предварительной обработки входных сигналов, вычислительный модуль и модуль обмена информацией с бортовой системой управления (БСУ).

В состав наземной аппаратуры входят оптический маяк ИК диапазона; совмещенные оптико-радиотехнические маркеры, размещаемые на ВПП; вычислительный модуль.

Система укомплектована полностью оригинальным специальным программным обеспечением (СПО), включая СПО контролеров. СПО функционирует под управление операционной системы семейства Linux, в качестве системы управления базами данных используется PostgreSQL.



Рис. 1. Действующий макет бортовой аппаратуры.

При необходимости аппаратная часть системы может быть полностью реализована на российской компонентной базе.

3. Испытания системы

Экспериментальный образец и компоненты системы прошли лабораторные, полевые и летные испытания. В докладе будут представлены их результаты.

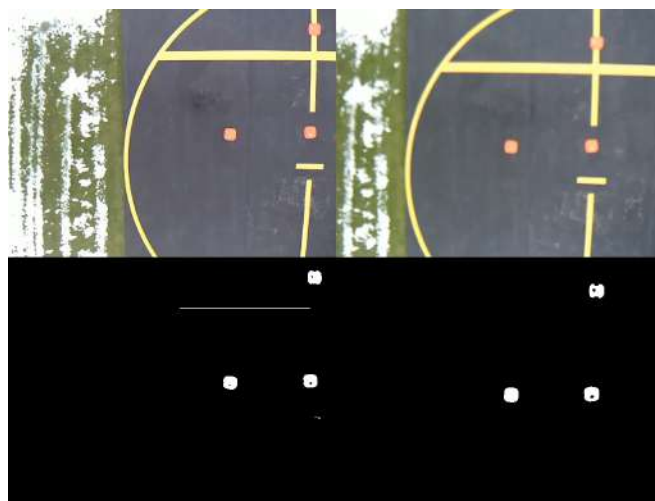


Рис. 2. Посадочные маркеры

4. Заключение

Разработанная автономная комбинированная система точного позиционирования БПЛА-ВТ на основе радиотехнических и оптических компонентов обеспечивает БСУ всей необходимой информацией для привода аппарата в зону посадки с расстояния от 20 км и посадки на ВПП быстрого развращения.

Список литературы

1. Г.А. Кветкин, Разработка технологии автоматизации посадки летательных аппаратов. Вопросы оборонной техники, 2012. – Сер. 9 №1 (253). – С. 36-42.
2. В.А. Тупиков, В.А. Павлова, Г.Э. Каплинский, С.Н. Крюков Алгоритм автоматической посадки беспилотного летательного аппарата вертолетного типа с использованием бортовой оптико-электронной системы. Известия Тульского государственного университета. Технические науки, 2016. . – №11 (3). – С. 86–95.
3. Theodore C., Tischler M. Precision Autonomous Landing Adaptive Control Experiment (PALACE). In Proceedings of the 25th Army Science Conference Orlando, FL USA, 27-30 Nov 2006
4. Hintze, J., Christian, D., Theodore, C., Tischler, M., McLain, T., and Montgomery, J. Simulated Autonomous Landing of a Rotorcraft Unmanned Aerial Vehicle in a Non-cooperative Environment. In Proceedings of the American Helicopter Society 60th Annual Forum, Baltimore, MD, June 2004.

Инерциальная система позиционирования на отечественной компонентной базе

Челышев Л.С.

ЗАО «НПП «Радиотехника»

г. Москва, 127083, ул. 8 Марта, д. 10, стр. 1

Аннотация: Представлены результаты разработки программно-аппаратного комплекса инерциальной системы позиционирования, выполненной на отечественной элементной базе. Разработана структурная схема проекта. Создана микроплата на аналогах отечественной комплектующей базы

1. Введение

Современные системы передвижения не обходятся без навигации. Почти в любом устройстве, способном к передвижению есть электрическая сеть. Это дает широкий выбор систем, передающих информацию о местоположении. Однако, в связи с тем, что возможны перебои с работой ГЛОНАСС или GPS, отсутствие к ним доступа или поломки соответствующих модулей, обычно, такие системы позиционирования дублируются локальными инерциальными системами. Существует большое количество иностранных решений, однако, со стороны отечественного покупателя очень сложно найти именно российские варианты решений. Создание системы, которая состоит из отечественной компонентной базы и является целью данной работы.

2. Подбор компонентов и составление структурной и монтажной схемы

Основой управления является микроконтроллер. Для итоговой работы был выбран контроллер производства ОАО «НИИЭТ» 1921BK01T 32-битный микроконтроллер, на основе ядра Cortex-M4F (АДКБ.431290.273ТУ). Инерциальная система же состоит из аналогового акселерометра АПЛУ25 (ПИЖМ.402139.001ТУ), 3-х 1-осевых магнитометров ПМП-АМР-НХ В2.1 (ГАВЛ.411511.015ТУ). Для контроля состояния температуры системы используется аналоговый датчик температуры ДТ 20 (СДАИ.405219.003 ТУ). Регулировка же температуры схемы происходит с помощью элементов Пельтье, управляемых полевыми транзисторами.

Прототип же системы был выполнен на аналогичных вышеперечисленным элементам, в связи с их большей доступностью и быстрой доставкой.

Микроконтроллер – 32-битный STM32F103C8T6, с ядром Cortex – М3. Аналоговый акселерометр ADXL326, 3 штуки 1-осевых магнитометра НМС1001, аналоговый датчик температуры МАХ6607. Данная схема предоставлена на рис.1

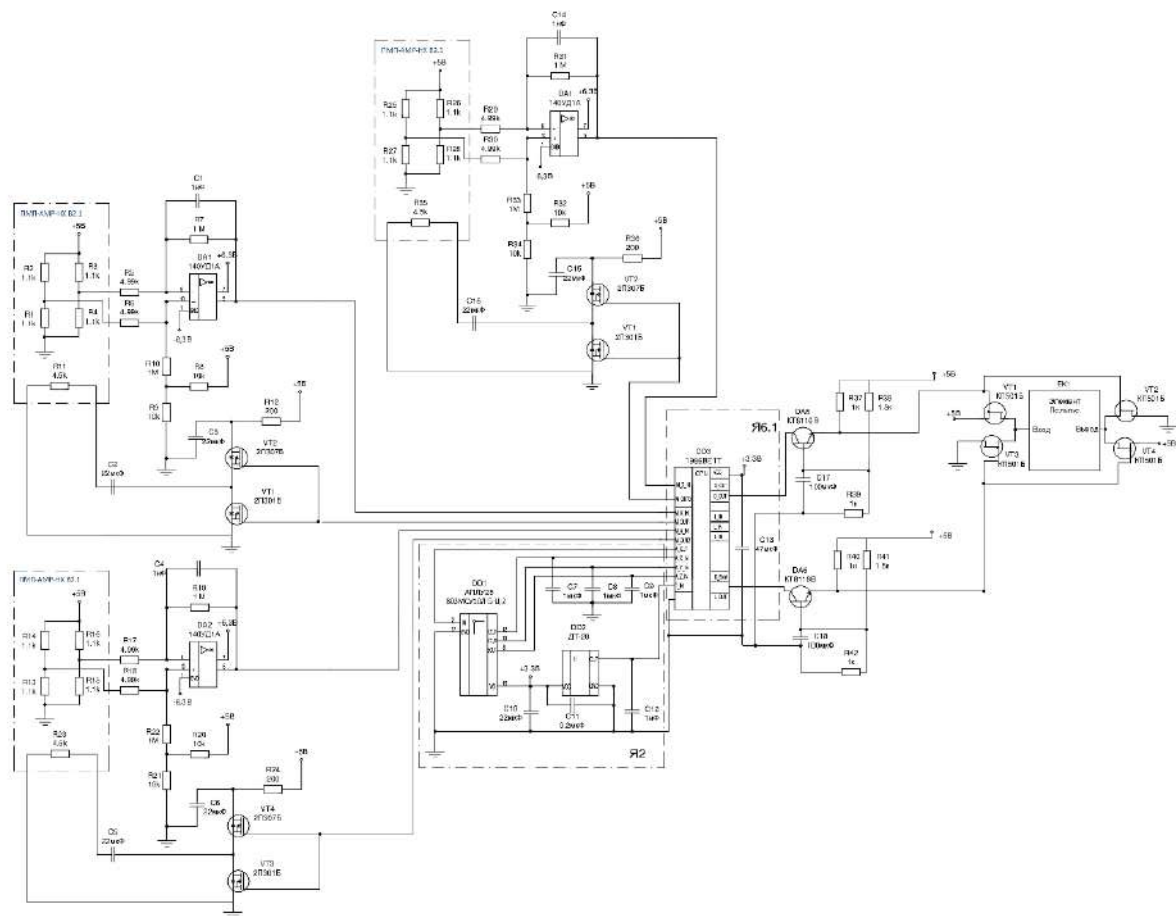


Рис.1 Структурная схема инерциальной системы позиционирования

Данная инерциальная система нашла свое применение в системе САВиП, где необходима для понимания локального позиционирования. В связи с данной спецификой применения в ней не предусмотрено сохранение местоположения и анализ передвижений объекта. Однако, в связи с необходимостью данных свойств было принято решение о добавлении в схему системы хранения данных ППЗУ 1636PP4Y.

4. Заключение

В связи с относительно малой известностью отечественных компонентов более молодые специалисты теряют навыки работы с ними. Поэтому существует необходимость в понимании специалистами отечественной комплектующей базы. Проект является частным решением данной проблемы. Итогом стало создание структурной, монтажной схем прототипа, программы для работы микроконтроллера, монтажная схема и программа для схемы, выполненной полностью на российских компонентах.

Прямой цифровой синтез ЛЧМ-сигнала X-диапазона на основе ФАПЧ с дробным коэффициентом деления

¹ Царьков А. В., ¹ Нечаев В. И.

¹ ООО «Базовые технологии»

3-я улица Ямского поля, д.2, корп.7, Москва, 125040, Россия
general@bitlabs.ru

Аннотация: В данной работе представлены результаты разработки цифрового программируемого генератора частот на основе ФАПЧ для формирования сигналов с линейной частотной модуляцией. Описана реализация формирователя частот на основе микросхемы ФАПЧ со встроенным ГУН НМС769LP6СЕ, управляемой с помощью ПЛИС. Измерены характеристики полученного сигнала с помощью анализатора спектра.

1. Введение

Формирователи частот X-диапазона сегодня широко применяются в системах связи и радиолокаторах различного назначения. Радиолокаторы на основе обработки частотно-модулированных сигналов хорошо подходят для обнаружения препятствий на малых расстояниях, и в настоящее время широко применяются в качестве автомобильных радаров, радаров для измерения высоты полёта или для обнаружения препятствий в морской навигации.

На сегодняшний день распространены две схемы построения формирователей частот: на основе ФАПЧ [1] или на основе цифрового вычислительного синтезатора с последующим переносом частоты [2]. Цифровые вычислительные синтезаторы (ЦВС) позволяют генерировать ЛЧМ-сигнал на частотах до нескольких сотен мегагерц. Но использование ЦВС в X-диапазоне частот требуется перенести сигнал в высокий диапазон с помощью смесителя с последующей фильтрацией, что усложняет и удорожает систему. Использование современных микросхем ФАПЧ с интегрированным ГУН позволяет напрямую генерировать ЛЧМ-сигнал в X-диапазоне, что уменьшает сложность системы, её размер и стоимость.

2. Объект исследования

Разработанный цифровой генератор ЛЧМ-сигнала основан на применении микросхемы ФАПЧ НМС769LP6СЕ, которая имеет восемь режимов работы, среди которых есть целочисленный режим, режим дробного частотного синтеза, режим частотной модуляции и режим фазовой модуляции. Управление регистрами микросхемы и режимами работы осуществляется с помощью ПЛИС семейства Artix.

Проведены измерения сформированного ЛЧМ-сигнала для четырёх значений ширины полосы сигнала от 6 МГц до 65 МГц. При измерении спектральной чистоты сигнала, формируемого цифровым генератором на частоте 9,3 ГГц отмечено, что наибольшая гармоника с уровнем 60 дБн возникает при отстройке 400 МГц от несущей.

3. Заключение

В работе рассмотрен способ прямого цифрового синтеза частотно-модулированных сигналов в X-диапазоне частот на основе микросхемы ФАПЧ со встроенным ГУН НМС769LP6СЕ. Представленный подход к проектированию формирователей модулированного сигнала позволяет уменьшить количество применяемых блоков и компонентов, при этом неравномерность мощности формируемого сигнала не превышает 3 дБ.

Список литературы

1. Indrawijaya R. et al. Fractional-N PLL synthesizer for linear FMCW radar signal generator //Telecommunication Systems Services and Applications (TSSA), 2016 10th International Conference on. – IEEE, 2016. – С. 1-6.
2. Shao Z., Zhang X., Li Y. Analysis and Validation of Super-Resolution Micro-Deformation Monitoring Radar //Progress In Electromagnetics Research. – 2017. – Т. 62. – С. 41-50.

Повышение эффективности радиолокационного обнаружения воздушных целей на основе применения кодовых последовательностей двузначного характера симметрической группы

¹Сныткин И.И., ²Балюк А.А.

¹Краснодарское высшее военное авиационное училище летчиков имени А.К. Серова
ул. Дзержинского 135, Краснодар, 350090

²Краснодарское высшее военное училище имени генерала армии С.М.Штеменко
ул. Красина, 4, Краснодар, 350063

***Аннотация:** Представлены результаты исследований по разработке и применению кодовых последовательностей двузначного характера симметрической группы в интересах повышения эффективности радиолокационного обнаружения воздушных целей.*

1. Введение

Повышенное внимание к разработкам в СВЧ-диапазоне связано с внедрением миллиметрового диапазона в коммерческие системы связи и разработке новых технологий ведущими фирмами производителями и производстве компонентов на серийных заводах. Разработанные новые технологии производства твердотельных усилительных приборов, мощных электровакуумных приборов, антенно-фидерных устройств позволяют перейти от экспериментальных образцов радиолокаторов СВЧ-диапазона к их серийному производству. Успехи, достигнутые в разработке когерентных гетеродинных приборов и антенно-фидерных устройств, дают основание ставить вопрос о создании автоматизированных РЛС обнаружения объектов [1].

Приоритетными направлениями совершенствования принципов и методов радиолокационного обнаружения воздушных целей при наличии помех, являются следующие:

использование в радиолокационных системах активной локации широкополосных и сверхширокополосных зондирующих сигналов большой мощности;

повышение помехоустойчивости и скрытности работы радиолокационных систем за счет применения шумоподобных зондирующих сигналов [2].

2. Объект и предмет исследований

В работе [3] для обеспечения высокой скрытности работы РЛС и повышения эффективности радиолокационного обнаружения предложено использовать квазинепрерывный режим излучения и приема зондирующего сигнала. В качестве функций, описывающих закон модуляции рассмотрены меандр и М-последовательность. Однако необходимо иметь ввиду что от выбора кодовой последовательности напрямую зависят параметры скрытности и имитостойкости данных сигналов. В частности, описывающие закон модуляции последовательности должны удовлетворять следующим требованиям [4]:

- 1) обеспечивать возможность формирования сигналов с базами самого широкого диапазона;
- 2) обладать хорошими (близкими к оптимальным) корреляционными свойствами и статистическими характеристиками;
- 3) иметь возможность изменяться в заданных пределах периода;
- 4) иметь достаточно большой объем возможных рабочих параметров и кодовых форм при фиксированном значении длины;
- 5) обладать такой внутренней структурой, которая, во-первых, исключала бы возможность несанкционированного раскрытия их структуры (высокая структурная скрытность), и во-вторых, позволяла уменьшать время синхронизации и использовать эффективные методы и способы поиска и синхронизации сигналов.

Ввиду этого использование М-последовательностей является нецелесообразным, ввиду того, что последние имеют ряд существенных недостатков, а именно:

1. Существуют для весьма ограниченного числа длин L .
2. Имеют небольшую мощность кодирования, что не позволяет создавать системы большого объема.
3. Обладают низкой стойкостью к раскрытию структуры.

В настоящее время альтернативу М-последовательностям представляют кодовые последовательности, в основе формирования которых лежит какая-либо нелинейная функция. При этом она должна обеспечивать формирование кодовых последовательностей, удовлетворяющих указанным выше требованиям.

К числу таких кодовых последовательностей можно отнести последовательности, формируемые на основе понятия двузначного характера симметрической группы, представляющего из себя гомоморфизм симметрической группы в поле комплексных чисел, по модулю равных 1.

Данные последовательности обладают рядом преимуществ по отношению к М-последовательностям, а именно:

- существуют для большего числа длин с шагом в 1;
- мощность кодирования у них намного больше, чем у М-последовательностей.

В докладе рассматриваются результаты исследований по построению и функционированию скрытных радиолокационных систем на основе разработки теории и практики применения данных кодовых последовательностей.

Список литературы

1. Нефедов С.И., Нониашвили М.И., Лаговьер А.А., Голубцов М.Е. Перспективы применения миллиметровой радиолокации для обнаружения и распознавания неподвижных и движущихся объектов на фоне подстилающей поверхности / НИИ РЭТ МГТУ им. Н.Э. Баумана IV Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь» – ИРЭ РАН, 29 ноября - 3 декабря 2010 г., С. 237-242.
2. Вопросы перспективной радиолокации. Коллективная монография / Под ред. А.В.Соколова. – М.: Радиотехника, 2003. – 512 с.
3. Быстров Р.П., Кузьмичев В.Е., Хачевский В.А., Романовский А.С. Обеспечение развязки приемного и передающего каналов в шумовых РЛС / Труды VIII Всероссийской школы-семинара «Волновые явления в неоднородных средах» ИРЭ РАН, 28 июня 2001 г., г. Москва.
4. Сныткин И.И., Балюк А.А., Сныткин Т.И. Структурная скрытность нелинейных рекуррентных последовательностей, существующих в простых полях Галуа $GF(p)$ / Нелинейный мир, № 4 – М.: Радиотехника, 2017. С. 25-33.

Использование сигналов навигационных систем ГЛОНАСС/GPS для коррекции показаний цифрового магнитного компаса

¹Хау Ву Суан, ¹Иванов В. Э., Нгуен Динь Тхач².

¹Уральский Федеральный Университет им. первого Президента России Б.Т. Ельцина
ул. Мира, 19, Екатеринбург, 620078, Россия
haixuanhd@gmail.com; v.e.ivanov@urfu.ru

²Вьетнамский морской университет
ул. Лакчаи, 484, Хайфон, Вьетнам
nguyenthachdvt@gmail.com

Аннотация: В статье описываются результаты, полученные при исследовании, изготовлении и улучшении качества недорогого цифрового магнитного компаса. Алгоритм фильтра Калмана использовался для обработки шумной информации для устройства цифрового магнитного компаса внутри системы. Показано, что в условиях неопределённости вероятностных характеристик шумовой компоненты в измерении сигнала, алгоритм фильтра Калмана обеспечивает существенно лучшую точность фильтрации. Учитывая, что приемные устройства сигналов глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) не являются дорогими, для повышения точности и надежности работы компаса предложено ввести в его структуру процессор обрабатывающий сигналы ГНСС и корректирующий показания магнитного компаса.

Ключевые слова—глобальная навигационная спутниковая система (ГНСС), приемники навигационных сигналов, цифровой магнитный компас, цифровое устройство отображения, вращающаяся платформа с разметкой, буферное устройство и усилитель сигнала, магнитный курс, зашумленная информация, фильтрация, выходная информация, оценки точности.

1. Введение

Система магнитного компаса на корабле очень важна для надежного ориентирования [1,2,4]. Во время плавания, благодаря компасу, оператор знает направление, и обеспечивает устойчивое движение по оптимальной траектории, по кратчайшему расстоянию [1,2,4]. На больших кораблях используются сложные и весьма дорогие системы электронных компасов, эксплуатация и ремонт которых очень сложен. Поэтому предлагается недорогая резервная система цифрового магнитного компаса, отличающаяся высокими характеристиками полностью соответствующими стандартам Международной морской организации (ИМО) [1,2], что имеет большое значение.

В Разделе I представлена общая блок-схема всей системы. В разделе II дается описание телекоммуникационно аппаратуры модернизированного компаса. В Разделе III описываются результаты, полученные при проектировании и изготовлении каждого устройства в системе. Результаты обработки реальной зашумленной информации и результаты после проектирования и производства приведены в Разделе IV. Дается Заключение по работе и приводится список цитированных источников.

ОПИСАНИЕ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ МОДЕРНИЗИРОВАННОГО ЦИФРОВОГО МАГНИТНОГО КОМПАСА

В соответствии со стандартами системы цифрового магнитного компаса, предоставленной ИМО [1,2], система цифрового магнитного компаса имеет устройства, показанные на рисунке 1. Система включает:

A. Приемное устройство сигналов ГНСС

Это устройство используется для приема и передачи сигналов из ГНСС в виде пакетов NMEA0183.

B. Цифровой магнитный компас:

В системе компаса он имеет эквивалентную функцию как электронный компас. Это устройство собирает магнитные поля земли, а затем микроконтроллер внутри устройства использует алгоритм фильтра Калмана для обработки и получения наиболее точного направленного сигнала. Это значение направленного угла инкапсулируется как сигнал NMEA0183 и передается на внешние периферийные устройства [9].

C. Цифровое устройство отображения

Это устройство имеет функцию отображения направления и скорости вращения корабля, а параметры отображаются на 4 светодиодах. Угол направления данных корабль поступает от цифрового магнитного компаса в виде пакетов NMEA0183 [9]. Преимущества этого устройства - удобный просмотр, простая установка и использование.

D. Репитер гироскопа

Это устройство используется для отображения направления судна в форме вращающихся игл. Входной сигнал NMEA0183 берется из цифрового магнитного компаса. Преимущества этого устройства прочные, с высокой эстетикой, могут выдерживать суровые внешние условия. Недостатком этого устройства является то, что он сделан полностью из металла, что делает его сложным и дорогостоящим.

E. Буферное устройство и усилитель сигнала NMEA0183

Это устройство используется для приема сигнала NMEA0183 от магнитного компаса, затем усиливает и передает этот сигнал NMEA0183 на различные устройства отображения. Это устройство имеет один вход и несколько терминалов для сопряжения морского оборудования вместе.

F. Питание 24 В постоянного тока

Источник питания 24 В постоянного тока, используемый для питания всей системы. Для обеспечения хорошей работы системы ток питания больше 2А.

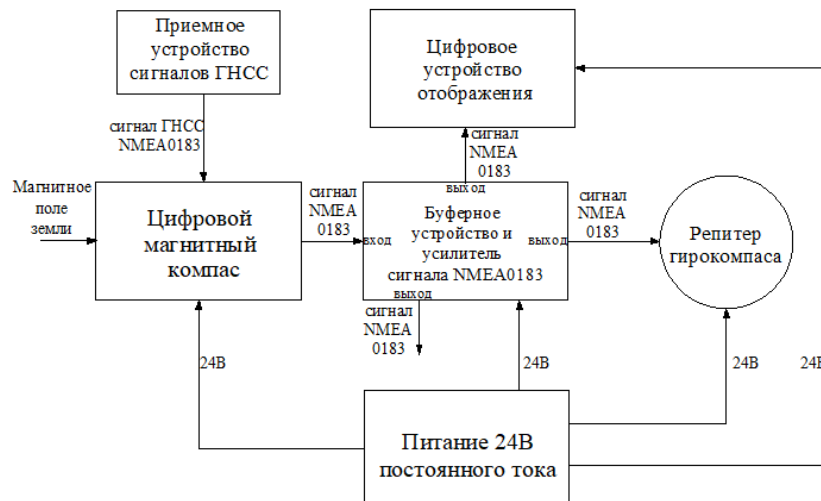


Рис.1. Структурная схема системы цифрового магнитного компаса с системой приема сигналов ГНСС

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Performance Standards For Gyro-compasses. Resolution A.424 (XI), IMO, 1979.
2. Magnetic Compasses Carriage and Performance Standards, IMO. 1977.
3. M. Sipos, J. Rohac, P. Novacek, Improvement of electronic compass accuracy based on magnetometer and accelerometer calibration, Acta Phys. Polonica A 121 (2012) 945–949
4. M.J. Caruso, Applications of magnetoresistive sensors in navigation systems, SAE Trans. 106 (1997) 1092–1098.
5. МИ 2083-93. Рекомендации. Государственная Система Обеспечения Единства Измерений. Определение результатов измерений и оценка их погрешностей. –Москва, Госстандарт. Издание официальное.
6. Kumkov S.I. An Estimation Problem of Chemical Process with Confluent Parameters: An Interval Approach // Reliable Computing. (2016), 22: pp. 15–25. http://interval.louisiana.edu/reliable-computing-journal/tables-of-contents.html#Volume_22.
7. Kumkov S.I., Yu.V. Mikushina. Interval Approach to Identification of Catalytic Process Parameters // Reliable Computing. 2014, 19, issue~2, pp.197–214.
8. Wego Wang (2013), “Mechatronics and automatic control system” Vol1,2: ICMS 2013.
9. Хау Бу Суан, Таблицы измерений системы цифрового магнитного компаса на кораблях во Вьетнаме, Хайфонг, Вьетнам, сентябрь 2017 года.
10. Хау Бу Суан, Кумков С.И. Фильтрация зашумленной информации корабельного цифрового магнитного компаса. Интервальный и регрессионный подход // Конференции// Современные проблемы математики. 2018.
11. <http://www.microchip.com/>.

Особенности обработки координатной информации навигационного радиозонда для получения поля ветра с высоким разрешением

Плохих О.В.

ФГАОУ ВО «Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б.Н.Ельцина» (УрФУ)
ул. Мира, 19, г. Екатеринбург, 620002, Россия
o.v.plohih@urfu.ru

***Аннотация:** В докладе рассматриваются вопросы обработки данных навигационного аэрологического радиозонда. Для анализа радиозондового измерения ветра используется математическая модель системы подъема шара-оболочки с подвешенным зондом. Эта же модель используется для уточнения ошибки фильтрации. Описывается способ обработки координатных данных для обнаружения турбулентных областей.*

1. Введение

Системы радиозондирования атмосферы (СР), построенные на принципе слежения за аэрологическими радиозондами (АРЗ), запускаемыми с помощью шаров-зондов в свободную атмосферу, являются основным средством получения аэрологической информации в нашей стране и за рубежом для обеспечения краткосрочных и долгосрочных прогнозов погоды, предупреждения природных и техногенных катастроф и др. [1]. В 90-х годах появились СР, разработанные зарубежными фирмами Air, Vaisala, Graw на основе глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС) GPS [2]. Эти станции имеют принципиальные преимущества по экономичности, габаритам, мобильности, использованию на подвижных объектах и точности измерения координат и скорости движения радиозонда. Применение глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) в радиозондировании открывает новые перспективы в области измерения тонкой структуры поля ветра и обнаружения турбулентных слоев атмосферы. Навигационный радиозонд выдает более детальную и качественную информацию, обработка которой имеет свою специфику в сравнении с радиолокационными СР. В 2010-2012 годах при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ УрФУ и АО «Радий» была разработана навигационная СР «Полюс» на базе СРНС ГЛОНАСС/GPS [3]. Опыт эксплуатации СР «Полюс» и анализ полученных за последующие годы экспериментальных данных зондирования позволил предложить новые подходы к обработке координатно-телеметрической информации радиозонда. Для анализа экспериментальных данных и оценки динамической ошибки измерения ветра использовалась математическая модель движения радионда.

2. Постановка задачи и моделирование

Радиозонд запускается на газонаполненной оболочке. В радиозондировании датчиком ветра является оболочка. СР должна определить основные параметры движения оболочки: горизонтальную скорость и направление, высоту. Дополнительно может интересоваться вертикальная скорость подъема и пространственные координаты шара, средняя скорость и направление движения в слое. Чтобы исключить влияние оболочки на датчики температуры и влажности, радиозонд подвешивают к ней шнуром длиной от 10 до 30 метров. Трение оболочки о воздух при подъеме приводит к возникновению турбулентных завихрений в кильватере шара и флуктуациям точки привязки радиозонда. Эти флуктуации и неравномерность скорости движения оболочки приводят к раскачиванию радиозонда на шнуре. Динамика этих колебаний зависит от длины шнура.

Колебания радиозонда на шнуре с одной стороны улучшают обдув датчиков радиозонда, а с другой затрудняют оценку тонкой структуры поля ветра, так как в действительности выполняется измерение координат радиозонда, а не шара. Точность навигационных СР даже в обычном режиме измерений по сигналам ГНСС стандартной точности выше, чем у радиолокационных. Например, аэрологический радиолокационный вычислительный комплекс (АРВК) «Вектор-М» различает колебания радиозонда на шнуре длиной 10 м на дальности не более 1-2 км. По мере удаления радиозонда от радиолокатора ошибка измерения координат увеличивается. Поэтому радиолокационные СР усредняют ветер по сравнительно большим слоям атмосферы. Навигационный приемник радиозонда

каждую секунду может выдавать оценку текущей скорости и координат. В итоге мы получаем условно мгновенную скорость, а также можем рассчитать среднюю скорость в некотором слое по координатам. Но данные навигационного приемника содержат флуктуации обусловленные раскачиванием радиозонда. Эти флуктуации, очевидно, являются помехой и должны быть отфильтрованы. В существующих СР сглаживание координатных данных выполняют с помощью кусочно-линейной аппроксимации, сплайнов и линейного фильтра нижних частот (ФНЧ). Это приводит к увеличению толщины слоя усреднения и появлению динамической ошибки в зонах турбулентности и быстрого изменения скорости или направления ветра.

Упрощенно систему шар-зонд можно представить в виде математического маятника с подвижной точкой подвеса (см. рис. 1). Зонд представляем в виде материальной точки A , имеющую массу m , вынужденную двигаться по окружности (в данной плоскости) радиуса l (длина шнура) с центром в точке O . Уравнение для данной системы можно записать в виде [4]:

$$\ddot{\theta} + \frac{g}{l} \left(1 + \frac{\ddot{y}(t)}{g} \right) \sin \theta + \frac{\ddot{x}(t)}{l} \cos \theta = 0 \quad (1)$$

где g – ускорение свободного падения, $x(t)$, $y(t)$ – функции, определяющие движение точки подвеса по горизонтали и вертикали, θ – угол отклонения шнура от вертикали. Решение этого уравнения при заданной функции $x(t)$ позволяет смоделировать движение радиозонда на подвесе, оценить ошибку фильтрации координатных данных навигационного приемника зонда, сравнивая заданную функцию $x(t)$ или $\dot{x}(t)$ с её оценкой на выходе фильтра, и настроить параметры фильтра. Для снижения динамической ошибки можно применить адаптивную фильтрацию.

По результатам анализа данных зондирования СР «Полус» и моделирования был предложен новый способ поиска зон с резким изменением скорости и направления ветра, характерных для турбулентных участков, завихрений и границ слоев среды с отличающимися динамическими характеристиками. Колебательные свойства системы шар-зонд можно использовать для обнаружения турбулентных участков. Для этого необходимо отслеживать амплитуду и фазу колебаний (скорости или координат) радиозонда на подвесе. Флуктуации точки привязки радиозонда из-за трения оболочки о воздух приводят к небольшим скачкам фазы без изменения скорости движения шара. Когда шар-оболочка попадает в слой воздуха, скорость и направление которого движения существенно отличаются от предыдущего, фаза колебания зонда должна скачкообразно измениться. В зонах турбулентности кроме увеличения $|\dot{x}(t)|$ обычно наблюдается вертикальный поток воздуха, т.е. изменение скорости подъема шара $\dot{y}(t)$.

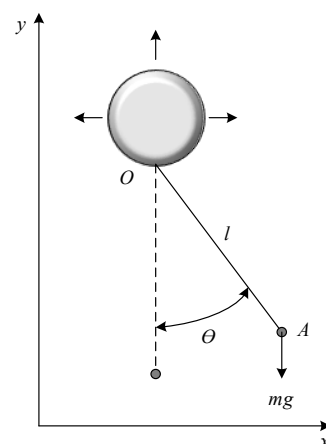


Рис. 1. Упрощенная схема системы шар-зонд в вертикальной плоскости

3. Заключение

Выделение фазовой и амплитудной информации о раскачивании АРЗ из последовательности координат и скорости дает возможность определять высоты, на которых произошло быстрое изменение скорости движения оболочки. Параллельно можно решать две смежные задачи:

- формировать новый индикатор для поиска зон турбулентности,
- адаптивно изменять параметры фильтрации координат и скорости АРЗ.

Успешное решение последней приводит к снижению динамической ошибки измерения ветра и усиливает возможности оценки тонкой структуры поля ветра.

Список литературы

1. Иванов В.Э. Радиозондирование атмосферы. Технические и метрологические аспекты разработки и применения радиозондовых измерительных средств / В.Э. Иванов, М.Б. Фридзон, С.П. Ессяк; под ред. В.Э. Иванова. – Екатеринбург: УрО РАН, 2004. – 596 с.
2. A comparison of radiosonde windfinding methods OMEGA, LORAN-C, and GPS / Hovius W., Monna W. A., Rothe R. A - Instruments and observing methods, report №70, WMO/TD- №877, 1998.
3. Современное состояние и перспективы развития систем радиозондирования атмосферы в России / В.Э. Иванов, А.В. Гусев, К.А. Игнатков, С.И. Кудинов, И.В. Малыгин, В.Я. Носков, О.В. Плохих, В.В. Рысев, О.А. Черных // Успехи современной радиоэлектроники. – 2015. – № 9. – С. 3–49.
4. Ворович И.И. Лекции по динамике Ньютона. Современный взгляд на механику Ньютона и ее развитие. Часть 2. – М.: Физматлит, 2010. 610 с.

Методы оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов на основе нелинейной цифровой фильтрации

Ершов Р.А., Морозов О.А.

Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского
пр. Гагарина, 23, Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
romanershov@nifti.unn.ru

Аннотация: Предложены методы оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов, распространяющихся в спутниковых системах связи по разным каналам в сложной шумовой обстановке при наличии существенного влияния эффекта Доплера, приводящего к сдвигу и масштабированию спектров. Предложенные методы основаны на разбиении принимаемых широкополосных сигналов на узкополосные каналы, применении алгоритмов нелинейной цифровой фильтрации в каждом канале и последующем корреляционном анализе. Проведено исследование точности предложенных методов и влияние аддитивных шумов на устойчивость определения временных задержек.

1. Введение

В современных спутниковых системах связи одной из наиболее актуальных проблем является решение задачи определения местоположения источника радиоизлучения методами пассивной пеленгации. Данная задача актуальна, к примеру, для осуществления коммутации и установления сеанса связи космическими аппаратами спутниковых систем связи. При этом для установления сеанса связи необходимо сформировать диаграмму направленности при помощи находящейся на борту космического аппарата фазированной антенной решётки, а для задания направления луча необходимо знать местоположение объекта, и определять его в реальном масштабе времени. Другим примером применения методов пассивной пеленгации является задача проектирования спутниковых поисково-спасательных систем. Одним из наиболее распространенных методов определения местоположения объекта является разностно-дальномерный метод, при реализации которого возникает задача оценки взаимных временных задержек между искаженными копиями излученного сигнала, распространяющимися по разным каналам в условиях низкого отношения сигнал/шум (ОСШ).

Широкое распространение в современных спутниковых системах связи получили широкополосные сигналы, в частности, сигналы с технологией ортогонального частотного мультиплексирования большого количества частотных составляющих (OFDM-модуляция) и сигналы с псевдослучайной скачкообразной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ). Главное преимущество таких сигналов заключается в их помехоустойчивости и возможности противостоять сложным условиям распространения сигнала.

2. Методы оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов

Классический метод оценки временной задержки широкополосных сигналов, основанный на максимизации функционала правдоподобия и сводящийся к вычислению взаимной функции неопределённости сигналов [1], в условиях существенного влияния масштабирования спектра вследствие эффекта Доплера, не дает состоятельных оценок.

Для определения взаимной временной задержки широкополосных сигналов предлагается метод, основанный на разбиении широкополосных сигналов на M частотных каналов с помощью набора полосовых фильтров с последующим применением цифровой нелинейной фильтрации к сигналам в этих каналах [2, 3]. Общая схема алгоритма представлена на рис. 1. $s(t)$ и $\tilde{s}(t)$ – входные сигналы, между которыми необходимо определить задержку, H_i – линейный полосовой фильтр, G_i – нелинейный фильтр, R_i – взаимная корреляционная функция одной пары выходов нелинейного фильтра, R – результирующая взаимная корреляционная функция, получающаяся в результате сложения функций R_i , $0 < i < M$, M – количество выделенных каналов.

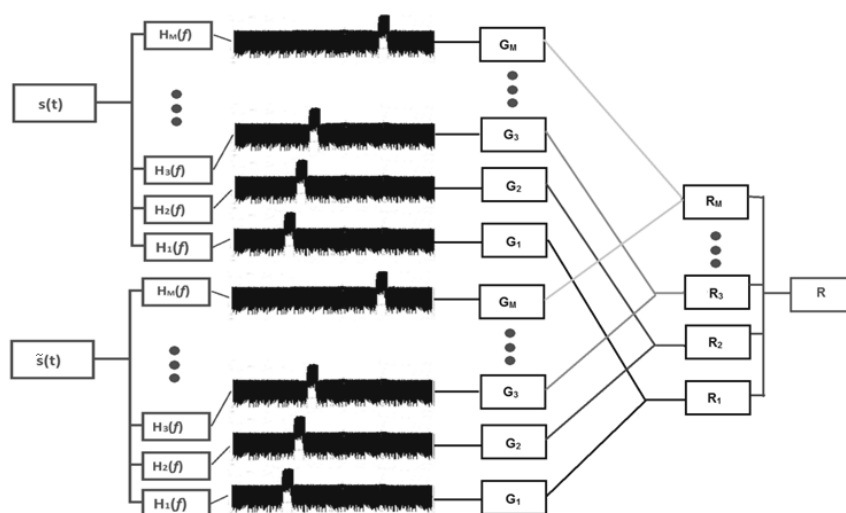


Рис. 1. Блок-схема алгоритма оценки взаимной временной задержки OFDM-сигналов

Ширина и центральная частота каждого канала задаются на начальном этапе работы алгоритма и являются параметрами полосовых фильтров. Увеличение вычислительной эффективности метода и экономия требуемой памяти может достигаться за счет выбора оптимального количества M выделяемых каналов.

Для двух наборов из M узкополосных сигналов, полученных от опорного и исследуемого сигналов, предлагается применить алгоритм нелинейной фильтрации. В качестве фильтра может быть использован цифровой адаптивный фильтр на основе гармонического разложения Писаренко [4]. Данный метод сводится к обработке исходных сигналов адаптивным цифровым фильтром (исходным сигналом для адаптивного цифрового фильтра является выход полосового фильтра, обозначенного на рис. 1 как H_i), который заменяет отсчеты сигнала отсчетами другой функции («функция текущей частоты»). Для формирования данной функции используется «скользящее» вычисление отсчетов автокорреляционной функции сигнала и метод гармонического разложения Писаренко [4] для определения отсчетов функции текущей частоты.

Другим методом может служить квадратичный фильтр, основанный на обобщении линейного фильтра минимальной дисперсии Кейпона [5, 6]. Использование квадратичного фильтра позволяет повысить спектральное разрешение и снизить уровень боковых лепестков отклика фильтра по сравнению с линейным фильтром минимальной дисперсии. Предлагаемый нелинейный фильтр практически не вносит искажений в информационную составляющую сигналов с фазовой модуляцией [6].

4. Заключение

Предложены методы оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов на основе выделения набора узкополосных каналов и последующей нелинейной цифровой фильтрации. Использование нелинейных фильтров позволяет повысить вычислительную эффективность реализации методов оценки временной задержки за счёт сокращения числа выделяемых узкополосных каналов. Предложенные методы устойчивы к шумам вплоть до ОСШ, равного -13 дБ. Предложенные методы могут быть положены в основу алгоритма определения местоположения источника радиоизлучения разностно-дальномерным методом.

Список литературы

1. Радиотехнические системы: Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника» // Под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Высш.шк., 1990. – 496 с.
2. Морозов О.А., Солдатов Е.А., Фидельман В.Р. Определение временной задержки сигналов методом адаптивной цифровой фильтрации. // Автометрия, №2, 1995. – с. 108-113.
3. Ершов Р.А., Морозов О.А., Фидельман В.Р. Оценка взаимной временной задержки сигналов с псевдослучайной скачкообразной перестройкой частоты // Известия вузов. Радиофизика. -2015. – Т.58, № 2, С.157.
4. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / С.Л. Марпл-мл. —Москва, Мир, 1990. — 584 стр.
5. Виноградов А.А., Гринь И.В., Ершов Р.А., Морозов О.А. Метод оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов с OFDM-модуляцией на основе квадратичной фильтрации // 19-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение DSPA-2017», доклады, Т.1, Москва, 2017. – с. 341-345.
6. Логинов А.А., Морозов О.А., Хмелев С.Л. Алгоритм цифровой предварительной обработки сигналов с квадратурной фазовой модуляцией в задаче определения взаимной временной задержки // Известия вузов. Радиофизика. -2009. – Т.52, № 5-6, С.503-510.

Прием сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов в условиях межимпульсной интерференции

¹Л.В.Кузьмин, ²А.В. Гриневич

¹Институт радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН,
125009, г. Москва, Россия, ул. Моховая 11/7.

lvkuzmin@gmail.com

²Московский государственный технический университет им. Н.Э.Баумана

Аннотация: Решается задача приема сверхширокополосных (СШП) хаотических радиоимпульсов сверхвысокочастотного (СВЧ) диапазона, прошедших через канал с многолучевым распространением. На основе результатов измерений распространения СШП хаотических радиоимпульсов в реальном беспроводном канале предлагается метод их приема, не подверженный влиянию межимпульсной интерференции.

1. Введение

Предлагается метод энергетического приема СШП хаотических радиоимпульсов СВЧ диапазона, нивелирующий влияние межимпульсной интерференции, возникающей из-за многолучевого распространения СШП сигнала [1], которое имеет место в системах беспроводной передачи информации СВЧ диапазона малого радиуса действия: в жилых и промышленных помещениях, в условиях загородной застройки, где нашли применение СШП хаотические сигналы [2].

Проблемы с когерентным и некогерентным приемом СШП сигналов появляются как при использовании СШП хаотических радиоимпульсов [3, 4], так и при использовании СШП ультракоротких импульсов [5], когда задержки в приходе отраженных лучей непредсказуемо выходят за пределы межимпульсных защитных интервалов, что типично, например, для мобильных беспроводных систем. Для решения этой проблемы предложены и исследованы: энергетические методы обнаружения при помощи априорного статистического оценивания параметров многолучевого СШП канала [3, 5], слепые энергетические [6] и Rake методы ([7, 8] и ссылки в них) для ультракоротких импульсов. В случае СШП Rake приемников рассматривались способы выбора лучей на базе PRake (partial Rake), SRake (selective Rake) схем [7] и их модификации [8]. Было установлено, что теоретические характеристики таких Rake приемников, как минимум, не превосходят по вероятности ошибок обнаружения характеристик энергетических приемников, но уступают им по простоте реализации. Связано это с большим числом лучей в СШП канале, которые могут иметь приблизительно одну и ту же мощность и прием СШП сигналов необходимо осуществлять по всем таким лучам.

2. Метод приема

Предлагаемый метод опирается на естественное свойство СШП хаотического сигнала – некогерентное сложение в точке приема всех лучей, попадающих в приемник, что снимает проблему выделения наиболее мощных лучей, характерную для Rake приемника. В работе на базе экспериментальных данных по распространению СШП хаотических радиоимпульсов анализируются условия, которые необходимо соблюсти для осуществления их приема на фоне межимпульсной интерференции.

В эксперименте при использовании хаотических радиоимпульсов длительностью $T_p = 83$ ns с периодом следования $T = 166$ ns (импульсы разделены паузами $T - T_p = 83$ ns) наблюдались два луча (рис. 1а): прямой и отраженный, которые создавали межимпульсную интерференцию на выходе энергетического приемника Rx. Она проявляется (рис. 1б) наложением на позицию огибающей текущего импульса (кривая 1), подлежащего обнаружению, сигнала-огибающей от предшествующего импульса (кривая 2). В этой ситуации, когда в приемник поступает сигнал «импульс – пауза – отсутствие импульса», имеется ненулевая вероятность принять отсутствие импульса после паузы за приход импульса, если правило принятия решения выбирать так, как это делается в канале с одним лучом.

Для предотвращения ошибочных обнаружений предлагается использовать знание о закономерности затухания мощности переотраженных сигналов, которые перед попаданием в приемник проходят путь r_R больший, чем прямой луч r_D , поэтому его мощность заведомо меньше, чем мощность прямого луча. Для этой мощности можно получить оценку сверху, зная периодичность

следования импульсов T , показатели затухания прямого n_1 и отраженного лучей n_2 в канале, и исходя из некогерентного сложения лучей в приемнике.

В беспроводном канале мощность P_R сигнала в точке приема пропорциональна $\sim P_T/r^n$ [1], где $n = n_0 = 2$ для свободного пространства, $n = n_1 < 2$ в многолучевом канале, когда имеется прямой луч. В отсутствии прямого луча можно ожидать, что $n = n_2 > 2$, более того $n = n_2 \geq 2n_1$, так как речь идет о переотраженном сигнале. В проведенном в этой работе эксперименте было показано, что показатель затухания отраженного оказался равен $n_2 = 3.3$, что согласуется с соотношением $n_2 \geq 2n_1$, $n_1 \approx 1.5$.

Так как мощность прямого луча в приемнике составляет $P_D = P_T(c/(4\pi fr_D))^{n_1}$, а отраженного – $P_{RT} = \gamma P_T(c/(4\pi f(r_D + cT)))^{n_2}$, где γ – отраженная доля мощности, f – средняя частота сигнала, c – скорость света, r_D – длина пути прямого луча, cT – набег лучей, которые попадут на текущую позицию хаотического радиоимпульса через время T после предшествующего, то из отношения P_{RT}/P_D можно получить предельное значение мощности P_{RT} , которые будут иметь отраженные лучи, попавшие в приемник по прошествии времени T после прихода прямого луча.

Для $n_2 = 2n_1$ имеем $P_{RT} = \gamma P_D(c/(4\pi fr_D))^{n_1} / (1 + cT/r_D)^{2n_1}$.

Полученное предельное значение мощности P_{RT} для переотраженных лучей позволяет сформулировать правило принятия решения о приходе импульсов по прямому лучу, т.е. задать порог обнаружения прямого луча на фоне отраженного как $H > P_{RT}$. С учетом ограниченности разброса мощности хаотических радиоимпульсов ΔP_{RT} , обнаружение прямого луча на фоне отраженного можно осуществлять с пороговым значением мощности $H > P_{RT} + \Delta P_{RT}$.

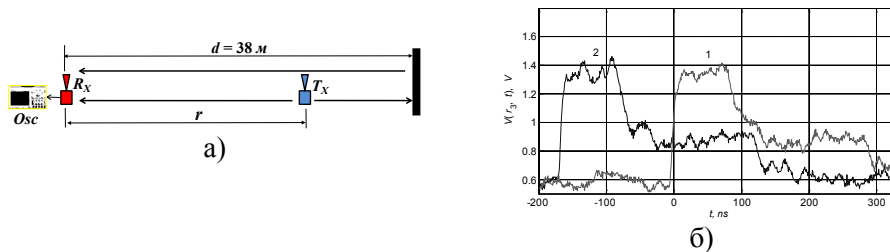


Рис. 1. Схема эксперимента (а) и межимпульсная интерференция (б), наблюдаемая в приемнике: Tx – передатчик, Rx – приемник, Osc – запоминающий осциллограф, кривая 1 – огибающая импульса, подлежащего приему, 2 – огибающая предшествующего импульса.

3. Заключение

Показана физическая возможность реализации приема СШП хаотических радиоимпульсов на фоне межимпульсной интерференции и достижения характеристик приема, близких по вероятности ошибки к каналу с одним прямым лучом без реализации процедуры выделения отдельных лучей, осуществляемую в Rake приемнике, и без реализации процедур предварительной оценки характеристик многолучевого канала (слепой метод приема).

Список литературы

1. Molisch A.F. Ultra-Wide-Band Propagation Channels // Proc. of the IEEE. 2009. V. 97. N. 2. P. 353–371.
2. Дмитриев А.С., Рыжов А.И., Попов М.Г. Прямохаотические средства связи и активные радиометки для интернета вещей и интернета робототехники // Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. (РЭНСИТ). 2018. Т. 10. N 2. С. 313-322.
3. Кузьмин Л.В., Морозов В.А. Статистические характеристики ансамбля сверхширокополосных линий связи в условиях многолучевого распространения внутри помещений // Радиотехника и электроника. 2009. Т. 54. Т. 3. С. 329–338.
4. Кузьмин Л.В., Гриневич А.В., Ушаков М.Д. Экспериментальное исследование многолучевого распространения хаотических радиоимпульсов в беспроводном канале // Письма в ЖТФ. 2018. Т. 44, Вып. 16. С. 48-56.
5. Witrals K., Leus G., Janssen G.J.M., Pausini M., Troesch F., Zasowski T., Romme J. Noncoherent ultra-wideband systems // IEEE Signal Processing Magazine. 2009. V. 26. N. 4. PP. 48-66.
6. Shen B., Yang R., Cui T., Kwak K. "Blind Non-Coherent Receiver Schemes for IR-UWB PPM Signals with Different Channel Impairments" // IEEE Int. Conf. on Ultra-Wideband. Nanjing. 2010. PP. 1-4.
7. Cassioli D., Win M. Z., Vatalaro F., Molisch A. F. "Low Complexity Rake Receivers in Ultra-Wideband Channels" // IEEE Trans. on Wireless Communications. 2007. V. 6. № 4. PP. 1265–1275.
8. Benotmane N. B., Elahmar S. A., Dayoub I., Hamouda W. Improved Eigenfilter Design Method for Channel Shortening Equalizer in TH-UWB // IEEE Trans. on Vehicular Technology. 2018. V. 67. № 8. PP. 7749-7753.

Формирование сигналов с импульсной модуляцией в линии передачи данных метка-считыватель с использованием эффекта модуляции обратного рассеяния

Смирнов О.В., Богатырев Е.А., Смольский С.М.

Национальный исследовательский университет «МЭИ»

ул. Красноказарменная, 14, Москва, 111250, Россия

oleg210591@mail.ru, osmirnov@aorti.ru

Аннотация: Приводятся результаты моделирования прохождения сигналов через эквивалентные цепи с меняющимися параметрами, соответствующие значению коэффициента отражения для модуляционных состояний сигналов с импульсной модуляцией в линии передачи данных метка-считыватель с использованием эффекта модуляции обратного рассеяния. Основной целью проведенного исследования является разработка инструмента для обобщенного описания способов формирования сигналов с импульсной модуляцией в линии метка-считыватель с использованием эффекта модуляции обратного рассеяния.

1. Введение

Долгое время единственной технологией, в которой применялась модуляция обратного рассеяния (MOR), была радиочастотная идентификация (от англ. RFID). Однако в последние годы наметился рост интереса к данному способу модуляции, который проявился в попытках интегрировать MOR в современные системы передачи данных, такие как [1], Wi-Fi [2], LoRA [3], WLAN, Bluetooth, GSM. Развитие RFID систем также не стоит на месте, помимо этого MOR находит больше применений в концепции интернета вещей (IoT) и беспроводных сенсорных сетей (WSN). Использование MOR в СПД отличных от RFID подразумевает применение более сложных сигналов, отличных от PSK-2 и ASK2-2, которые характерны для RFID систем. Это условие определяет необходимость разработки теории формирования сигналов, которая развита недостаточно для однозначного описания промодулированного сигнала в линии метка-считыватель.

Не смотря на то, что существует достаточно большое число работ, посвященных применению MOR для современных СПД, вопрос формирования сигналов в них освещается не полностью, авторы этих работ обычно ограничиваются выбором закона изменения коэффициента отражения, определяющего вид отражаемого сигнала. При этом условия физической реализуемости чаще всего не рассматриваются, а если и рассматриваются, то только для конкретных частных случаев. Данные обстоятельства не позволяют говорить о том, что существует какой-то универсальный способ, описывающий формирование сигналов в линии метка считыватель, который бы позволил установить связь формы таких сигналов с параметрами метки.

2. Объект исследований

В качестве объекта исследований выступает инструмент для обобщенного описания способов формирования сигналов с импульсной модуляцией в линии метка-считыватель с использованием эффекта модуляции обратного рассеяния.

В процессе исследования проводилось моделирование прохождения сигналов через эквивалентные цепи с меняющимися параметрами, соответствующие значению коэффициента отражения для модуляционных состояний сигналов ASK-2, PSK-2, PSK-4, DPSK-4, QAM-4, QAM-8, QAM-16. Моделирование проводилось в программном пакете Matlab. В качестве основного выражения устанавливающего связь между коэффициентом отражения и параметрами использовалось выражение [4]:

$$v_{\text{mod}}(t) = \int_0^t (1 + \Gamma^*(\tau)) V_g(t - \tau) d\tau. \quad (1)$$

где τ - независимая переменная, V_g - напряжение, генерируемое на стороне считывателя, а комплексно-сопряженный коэффициент отражения определяется как:

$$\Gamma^* = \frac{Z_a^* - Z^L}{Z_a^* + Z^L}. \quad (2)$$

Здесь Z_a – импеданс антенны, а Z^L – импеданс нагрузки антенны радиометки.

3. Расчетно-экспериментальные методы определения (прогнозирования) радиационной стойкости КМОП БИС

Выражение (1) позволяет установить связь между параметрами радиометки и формой сигнала, принимаемого на стороне считывателя. На основе данного выражения выводятся ограничения физической реализуемости требуемых значений коэффициента отражения радиометки. Для (1) определяются частотные характеристики цепей, для модуляционных состояний сигналов ASK-2, PSK-2, PSK-4, DPSK-4, QAM-4, QAM-8, QAM-16. Для данных цепей проводится моделирование прохождения сигналов через них и определяются временные реализации и спектры промодулированных сигналов (рис. 1). возможность разработки методики создания модуляторов различных сигналов с импульсной манипуляцией на базе современных варикапов с использованием принципа обратного рассеяния.

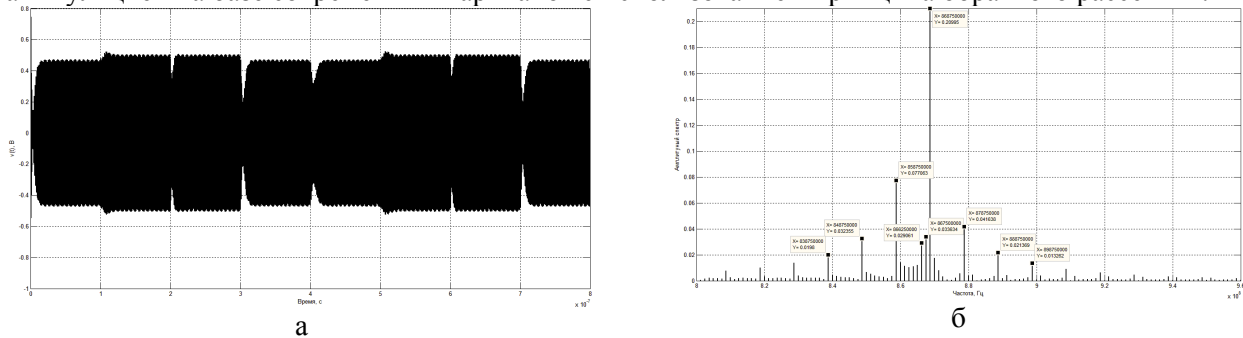


Рис. 1. Пример реализации сигнала КАМ-4 (а) временная реализация, (б) амплитудный спектр

4. Заключение

В докладе сообщается о следующих достижениях, позволяющих унифицировать описание сигналов с МОР:

- Предложена математическая модель, связывающая закон изменения параметров радиометки с видами модуляции, в основе которых заложен скачкообразный закон изменения амплитуды и/или фазы, который может быть записан как в частотной, так и во временной области.
- Для предложенной математической модели установлена связь между передаваемыми символами с коэффициентом отражения и параметрами модулятора для сигналов типа ASK-2, PSK-2, PSK-4, DPSK-4, QAM-4, QAM-8, QAM-16.
- Приведены временные реализации и спектры сигналов типа ASK-2, PSK-2, PSK-4, DPSK-4, QAM-4, QAM-8, QAM-16, реализованные по принципу модуляции обратного рассеяния на основании предлагаемой математической модели. Временные реализации и спектры были построены с помощью программного пакета Matlab.
- Сформулированы ограничения физической реализуемости требуемых значений коэффициента отражения радиометки.
- Показана возможность разработки методики создания модуляторов различных сигналов с импульсной манипуляцией на базе современных варикапов с использованием принципа обратного рассеяния.

Список литературы

1. F. Ensworth. (2015). Every smart phone is a backscatter reader: Modulated backscatter compatibility with Bluetooth 4.0 Low Energy (BLE) devices. 2015 IEEE International Conference on RFID, RFID 2015. 78-85.
2. Dinesh Bharadia. 2015. BackFi: High Throughput WiFi Backscatter. SIGCOMM Comput. Commun. Rev. 45, 4, 283-296.
3. Yao Peng. 2018. PLoRa: a passive long-range data network from ambient LoRa transmissions. In Proceedings of the 2018 Conference of the ACM Special Interest Group on Data Communication (SIGCOMM '18). ACM, New York, NY, 147-160.
4. Smirnov O.V., Bogatyrev E.A., Smolskiy S.M., "Time-domain representation of a signal backscattered from a passive RFID tag", 27th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology", Sevastopol, Crimea, 2017.

ФОРМИРОВАНИЕ РАДИОСИГНАЛА СИСТЕМЫ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Ю.А. Гелож, П.П. Клименко, А.В. Максимов

Южный федеральный университет, г. Ростов-на-Дону, Россия

Работа посвящена цифровым системам передачи информации, использующим пространственно-временную обработку сигналов [1].

Рассматривается формирование радиосигналов, параметры которых определяются частотно-временными матрицами [1]. Формирователь сигналов построен на основе системы ФАПЧ с программируемым цифровым делителем частоты [2]. Анализируются процессы в фазовой автоматической системе при больших изменениях температуры окружающей среды и при реализации программы переключения частот формируемых колебаний.

Обоснован алгоритм управления процессами в контуре ФАПЧ, обеспечивающий установление требуемых частот сигналов с вероятностью, равной единице.

Дифференциальное уравнение системы ФАПЧ с периодической характеристикой ИФД и однозвенным РС-ФНЧ (в работе рассматриваются ФНЧ высоких порядков 3-7) имеет вид [2]

$$\frac{d^2\varphi}{dt^2} + \frac{1}{T_F} \frac{d\varphi}{dt} + \frac{\Omega_h}{T_F} F(\varphi) = \frac{1}{T_F} \Omega_S, \quad (1)$$

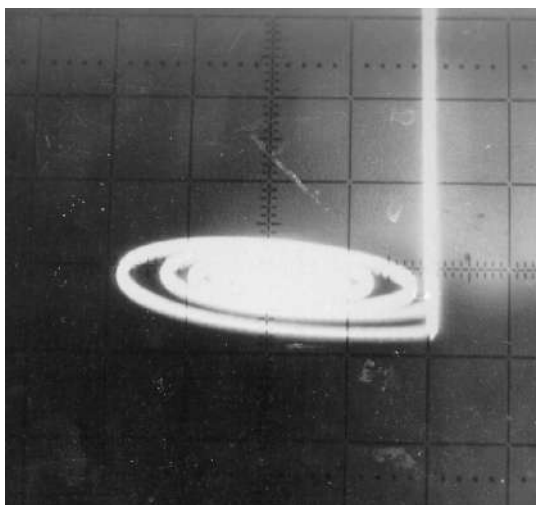
где φ – разность фаз сигналов, приведенных к входу ИФД, T_F – постоянная времени РС-ФНЧ, Ω_h – полоса удержания системы, Ω_S – начальная расстройка, $F(\varphi)$ – нормированная «пилообразная» характеристика ИФД.

В работе теоретически и экспериментально показано, что в рассматриваемых сложных условиях у системы ФАПЧ существует опасный аттрактор, представляющий собой устойчивый предельный цикл.

Поставлена и решена задача синтеза алгоритма управления процессами в нелинейной системе ФАПЧ. Этот алгоритм обеспечивает движение

изображающих точек в пространстве состояния системы во внутреннюю область инвариантного многообразия, содержащего целевой аттрактор.

Проведены экспериментальные исследования усовершенствованных систем ФАПЧ [3,4] с ФНЧ 1-7 порядков, показавшие эффективность предлагаемого алгоритма управления процессами. Например, на рисунке приведена одна из фотографий фазового портрета процессов в системе при расстройке по частоте, близкой к 0,9 от полосы удержания, и ФНЧ 3 порядка, полученная в результате эксперимента.



Из рисунка видно, что все фазовые траектории направлены к целевому аттрактору. Следовательно, в системе устанавливается требуемый режим покоя.

Библиографический список

1. R.Klemm, Principles of Spase - Time Adaptive Processing, 3rd ed. The Institution of Engineering and Technology, London, 2006.
2. V.Manasewitsch, Frequency synthesizers, New York etc., 1979.
3. Ю.А.Гелож, “Синтезатор частоты”, Патент России 479215, 1975.
4. Ю.А.Гелож, “Система импульсно-фазовой автоподстройки частоты”, Патент России 484617, 1975.

Методы повышения эффективности оценки взаимных временных задержек широкополосных сигналов

Гринь И. В., Морозов О.А.

¹ Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского
пр. Гагарина, 23, Нижний Новгород, 603950, Россия
grin.ilya@nifti.unn.ru

Аннотация: Рассмотрены методы оценки взаимной временной задержки широкополосных сигналов, регистрируемых многопозиционными системами определения местоположения источника излучения с использованием космического сегмента, на основе модифицированного алгоритма вычисления функции неопределенности. Представленный алгоритм основан на выделении узкополосных каналов из исследуемых сигналов и их дальнейшей оптимальной обработке. Проведено исследование критерия достоверности оценки взаимной временной задержки представленными методами. На основе результатов исследования и с учетом анализа вычислительной эффективности сделан вывод о целесообразности применения рассмотренных методов.

1. Введение

В настоящее время существенно расширяются возможности применения систем космического базирования для решения широкого круга научно-технических и прикладных задач в различных сферах деятельности. При построении современных систем радиосвязи и навигации, особенно с использованием космического сегмента, важной задачей является разработка и исследования методов цифровой обработки сигналов, эффективно функционирующих в условиях априорной неопределенности относительно параметров сигналов и низкого отношения сигнал/шум каналов связи. Для повышения устойчивости передачи данных к шумам, а также повышения надежности каналов передачи информации в сложных условиях распространения сигналов в настоящее время широко используются методы расширения спектра и, соответственно, широкополосные сигналы [1].

Многопозиционные спутниковые системы позволяют, эффективно решать задачи определения местоположения источника излучения методами пассивной пеленгации в реальном масштабе времени. Одним из распространенных методов пассивной пеленгации источника излучения является разностно-дальномерный метод [2]. Его использование требует предварительного решения задачи оценки взаимных временных задержек распространения искаженных копий излученного сигнала

$$s_1(t) = x(t) + \xi(t), s_2(t) = \tilde{x}((1 - \alpha)t - \Delta t) + \eta(t),$$

распространяющихся по разным каналам [2,3].

2. Оценка взаимных временных задержек

Оптимальной в смысле максимального правдоподобия оценкой взаимной временной задержки сигналов, в условиях низкого отношения сигнал/шум и значительного доплеровского сдвига спектра, является оценка, рассчитанная на основе положения максимума взаимной функции неопределенности принимаемых сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$ [2,3]:

$$A(\tau, \Delta f) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_1(t) \cdot s_2^*(t + \tau) \exp(-j2\pi\Delta f t) dt. \quad (1)$$

Критерием достоверности оценки взаимной временной задержки может служить отношение величины главного максимума результирующего распределения к среднеквадратичному значению отклонения от среднего, что также характеризует степень выраженности главного максимума в данном распределении:

$$C = \frac{\max(Q_i) - \langle Q \rangle}{\sqrt{\frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} (Q_i - \langle Q \rangle)^2}}, \quad (2)$$

где L – количество отсчетов в распределении Q .

В случае, если исследуемые сигналы являются широкополосными, побочные максимумы взаимной функции неопределенности, получаемой при оптимальной обработке принимаемых сигналов, становятся сравнимыми по величине с главным максимумом, что не позволяет достоверно оценить взаимную временную задержку сигналов

Для повышения вероятности достоверной оценки взаимных временных задержек широкополосных сигналов может быть предложена общая модифицированная схема расчета, основанная на алгоритме, предложенном в [3]. Модифицированная схема предполагает предварительное выделение M узкополосных каналов с центральной частотой f_k и шириной спектральной полосы B_k , расчет распределений на основе (1) для оценки взаимной временной задержки в каждом узкополосном канале и последующее когерентное или некогерентное усреднение полученных распределений. Ширину спектральной полосы узкополосных каналов B_k целесообразно выбирать так, чтобы доплеровское расширение данной спектральной полосы было пренебрежимо мало для эффективного применения алгоритмов оценки взаимной временной задержки узкополосных сигналов ($B_k \ll f_0$).

3. Результаты моделирования

Для предложенного алгоритма когерентного и некогерентного усреднения проведено исследование величины критерия выраженности (2) главных максимумов результирующих распределений в зависимости от количества узкополосных каналов M . Исследование проводилось для OFDM-сигналов с шириной спектра – 420 МГц, включающих 512 поднесущих. Отношение сигнал/шум ОСШ = -5 дБ. На рисунке 1 приведены графики зависимостей критерия $C(2)$ результирующих распределений от количества выделяемых узкополосных каналов M . На рисунке зависимость 1 соответствует когерентному накоплению, зависимость 2 – некогерентному накоплению.

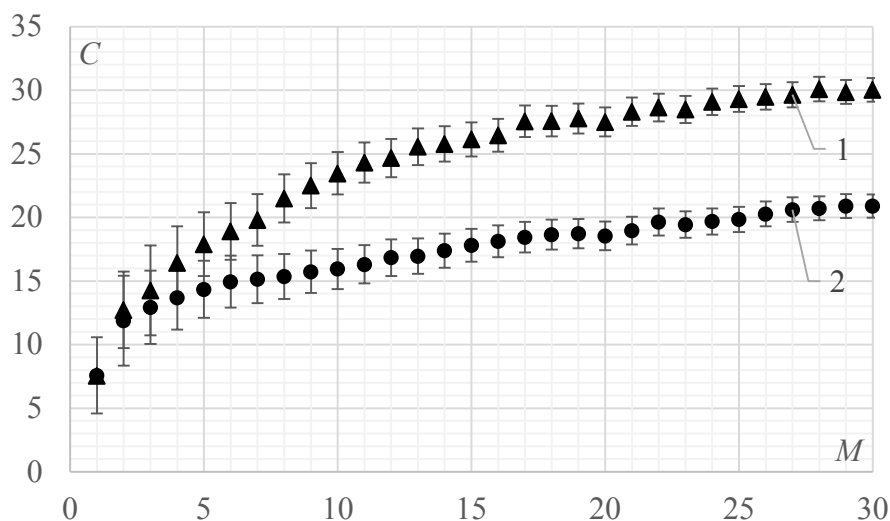


Рис 1. Зависимости критерия $C(2)$ результирующего распределения от количества узкополосных каналов M

4. Заключение

Рассмотрены методы повышения эффективности оценки взаимных временных задержек широкополосных сигналов, основанные алгоритме вычисления взаимной функции неопределённости. С целью сравнительного анализа эффективности когерентного и некогерентного методов накопления данных цифровой обработки выделенных узкополосных каналов проведено компьютерное моделирование алгоритмов построения взаимной функции неопределенности сигналов широкополосных систем связи.

Проведенное исследование позволяет сделать вывод о целесообразности применения алгоритма усреднения сечений в случае анализа множества взаимных корреляционных функций или взаимных функций неопределенности с максимумами недостаточной выраженности.

Список литературы

1. Ипатов В.П. Широкополосные системы и кодовое разделение каналов. М.: Техносфера, 2007. 488 с.
2. Гришин Ю.П., Казаринов Ю.М., Ипатов П.В. Радиотехнические системы. М.: Высш. шк., 1990. 496 с.
3. Гринь И.В., Ершов Р.А., Морозов О.А. Определение местоположения источника излучения сверхширокополосных систем связи // Системы управления и информационные технологии, №3(1), 2015. С. 18-22.

Разработка поведенческой модели системы восстановления тактового сигнала и данных для высокоскоростных приемопередатчиков последовательных каналов связи

¹ Доможаков Д. А., ¹ Дубинский А. В., ¹ Раннев Н. Ю.

¹ Научно-производственный центр «Электронные вычислительно-информационные системы»
124498, г. Москва, Зеленоград, проезд №4922, дом 4, стр. 2
nrannev@elvees.com

Аннотация: Разработана параметризуемая поведенческая модель системы восстановления тактового сигнала и данных (ВТСД) на основе контура фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) для блока приемника в составе высокоскоростного последовательного интерфейса. Проведен анализ погрешности параметров поведенческой модели и их зависимостей. С учетом полученных данных, выбрана структура модели, отвечающая требованиям точности и скорости расчета характеристик системы ФАПЧ-ВТСД для блока приемника с битовыми скоростями передачи данных от 3,125 Гбит/с.

1. Введение

Система восстановления тактового сигнала и данных (ВТСД, англ. Clock and Data Recovery, CDR) является неотъемлемой частью высокоскоростных приемопередатчиков последовательных интерфейсов. Распространенный тип архитектуры систем ВТСД – структура на основе контура ФАПЧ (ФАПЧ-ВТСД) [1] с фазовым детектором (ФД) бинарного типа [2].

Высокоуровневые поведенческие модели получили широкое распространение на этапе характеристики системы ФАПЧ-ВТСД. Параметры отдельных подсистем транзисторной модели используются в поведенческой модели, что позволяет добиться высокой точности расчета на этапе поведенческого моделирования системы. Использование поведенческих моделей на этапе схемотехнического проектирования обладает следующими преимуществами:

- в отличие от аналитических методов [3–5], моделирование позволяет описать не только установившийся режим работы системы, но и начальный переходный процесс;
- моделирование поведенческой модели осуществляется в разы быстрее, чем моделирование электрических схем, компоненты которых представлены физическими моделями типа BSIMv4 (эталонная модель).

Однако для поведенческих моделей требуется оценка погрешности расчета характеристик. Требование к погрешности определяется соотношением между детерминированным джиттером J_D тактового сигнала приемника и величиной битового интервала UI . Поскольку обычно $J_D \ll UI$, то относительная погрешность расчета детерминированного джиттера (по отношению к эталонной модели) $\delta J_D < 50\%$ является допустимой для данной задачи.

В работе выполнена оценка погрешности расчета характеристик поведенческой модели ФАПЧ-ВТСД и вклад в погрешность параметров и характеристик подсистем. Для проверки результатов разработана поведенческая модель системы ФАПЧ-ВТСД для приемника с битовой скоростью 3,125 Гбит/с с помощью языка описания цифро-аналоговой аппаратуры Verilog-AMS и проведено сравнение с эталонной моделью.

2. Основные параметры системы

Переходный процесс частоты $F_{RX}(t)$ и фазы $\varphi_{RX}(t)$ восстанавливаемого тактового сигнала приемника описывается следующими параметрами:

- время выхода в режим подстройки τ ;
- максимально допустимая относительная начальная разность частот:

$$\delta F_{max}(0) = \frac{F_{BIT}(0) - N \cdot F_{RX}(0)}{F_{RX}(0)} \cdot 100[\%],$$

где F_{BIT} – битовая частота входных данных, а N – коэффициент понижения битовой частоты первичной ступени (зависит от архитектуры приемника);

– детерминированный джиттер:

$$J_{DT} = \frac{\Phi_{RX}^{max}}{2\pi \cdot F_{RX} \cdot UI} [UI],$$

где $UI = 1/(2 \cdot \overline{F_{BIT}})$, $\overline{F_{RX}}$ и $\overline{F_{BIT}}$ – средние значения соответствующих величин, а Φ_{RX}^{max} – амплитуда колебаний $\phi_{RX}(t)$, измеренные в режиме подстройки.

3. Оценка погрешности поведенческой модели

Порядок оценки погрешности по каждому из параметров подблоков, представленных в таблице 1 следующий:

1. Подсхема эталонной модели заменяется своей поведенческой моделью с минимально необходимым набором параметров.
2. Последовательно вводятся дополнительные параметры поведенческой модели подблока.
3. Выполняется расчет параметров модели для каждой итерации моделирования, а также сравнение с параметрами эталонной модели.

Таблица 1. Параметры подблоков системы ФАПЧ-ВТСД

№ п/п	Подблок	Состав поведенческой модели подблока	Величина параметра
1	Фазовый детектор (ФД)	Функциональные модели триггеров и логических элементов	–
2		+ учет времен установки T_S и удержания T_H триггеров	$T_S = 45$ [пс] $T_H = -10$ [пс]
3	Зарядно-разрядный блок (ЗРБ)	Коммутируемые источники тока I_p, I_n	$I_p = I_n = 3$ [мкА]
4		+ учет разбаланса токов ΔI	$\Delta I = 1$ [мкА]
5		+учет зависимости ΔI от выходного напряжения U_{reg}	Таблица значений
6	Фильтр нижних частот (ФНЧ)	Идеальные резисторы и конденсаторы	–
7	Генератор, управляемый напряжением (ГУН)	Идеальный ГУН с постоянной крутизной характеристики $K_{ГУН}$	6,35 [ГГц/В]
8		+ учет зависимости $K_{ГУН}$ от U_{reg}	Таблица значений
9	–	Эквивалентная задержка распространения сигнала обратной связи τ_{OC}	330 [пс]

4. Заключение

Исследованы варианты поведенческих моделей подблоков ФАПЧ-ВТСД. Выполнен анализ погрешностей поведенческих моделей подблоков в сравнении с эталонной моделью в зависимости от параметров подсхем.

С помощью языка описания цифро-аналоговой аппаратуры Verilog-AMS разработана параметризуемая поведенческая модель системы ФАПЧ-ВТСД, удовлетворяющая требованию к величине погрешности. Величина детерминированного джиттера J_D , полученного с помощью поведенческой модели составляет 6 пс, а полученного с помощью эталонной – 8 пс. Таким образом относительная погрешность расчета детерминированного джиттера δJ_D составила 25%. Разработанная модель позволяет рассчитать характеристики переходного процесса системы ФАПЧ-ВТСД в ~20 раз быстрее, чем эталонная и, пользуясь методикой [6], выполнить расчет BER. Разработанная модель применима для расчета характеристик ФАПЧ-ВТСД с произвольной битовой частотой.

Список литературы

1. Hsieh M.T., Sobelman G.E. Architectures for multi-gigabit wire-linked clock and data recovery // IEEE Circuits and Systems Magazine. 2008. Т. 8. № 4. С. 45-57.
2. Alexander J.D.H. Clock recovery from random binary signals // Electronics Letters. 1975. Т. 11. № 22. С. 541.
3. Park M.J., Kim J. Pseudo-linear analysis of bang-bang controlled timing circuits // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. 2013. Т. 60. № 6. С. 1381-1394.
4. Ihm J.Y. Stability analysis of bang-bang phase-locked loops for clock and data recovery systems // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. 2013. Т. 60. № 1. С. 1-5.
5. He C., Kwasniewski T. Bang-Bang CDR's acquisition, locking, and jitter tolerance // 2012 25th IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering: Vision for a Greener Future, CCECE 2012. IEEE, 2012. С. 1-4.
6. Доможаков Д.А., Дубинский А.В., Раннев Н.Ю. Методика расчёта вероятности возникновения ошибок в высокоскоростных каналах связи // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). 2016. № 2. С. 164-169.

Оценка применимости известных принципов реализации наземных радиотехнических систем для решения задач управления и идентификации космических аппаратов

¹Поляков А. Л., ¹Афонин И. Л., ²Поляков Д. А.

¹Институт радиоэлектроники и информационной безопасности Севастопольского государственного университета

ул. Университетская, 33, Севастополь, Россия, 299053

E-mail: AL_Polykov@inbox.ru, igor_afonin@inbox.ru

²Войсковая часть 17204, ул. Городок, Коломна-1, Московская обл., 140401, РФ
dima-polyakov@inbox.ru

Аннотация — создание отдельных радиотехнических систем для решения задачи идентификации космических аппаратов (КА) по неконтролируемому излучению бортовой аппаратуры требует значительных затрат, что делает целесообразным создание аппаратных средств идентификации в составе привлекаемых для задач обеспечения управления КА уже существующих наземных радиотехнических систем.

1. Введение

Идентификация активных КА, т.е. КА с работающими передающими устройствами во время пролета в зоне видимости радиотехнических систем (РТС), не является сложной задачей. Однако для большинства космических систем оборонного назначения одной из характеристик их функционирования является скрытность, что, прежде всего, предполагает отключение бортовых передающих устройств КА вне зоны видимости РТС. Это обстоятельство значительно затрудняет идентификацию этих КА.

2. Основная часть

Для решения поставленной задачи возникает необходимость оценки возможности приема и обработки сигналов паразитного излучения. Из уравнения радиолокации известно [4]

$$P_c = \frac{P_n G_n}{4\pi H^2} A = \frac{Q_n A}{4\pi H^2}, \quad (1)$$

где P_c - мощность принимаемого радиосигнала, Вт;

A - эффективная площадь антенны наземной системы;

P_n - мощность излучаемого радиосигнала, Вт;

G_n - коэффициент усиления бортовой аппаратуры;

H - высота орбиты КА, км;

$Q_n = P_n \times G_n$ - коэффициент космического аппарата.

Основная группировка КА размещена на высотах от 200 до 40000 км [5]. При этом значение мощности паразитного излучения БА составляет величину порядка $1,2 \cdot 10^{-5}$ Вт, а коэффициент усиления бортовой антенны 1000 [5,6]. Учитывая вышеизложенное, из выражения (1) получим значения высоты орбиты идентифицируемого КА для наземных систем с различной эффективной площадью антенных устройств (см. рис. 1).

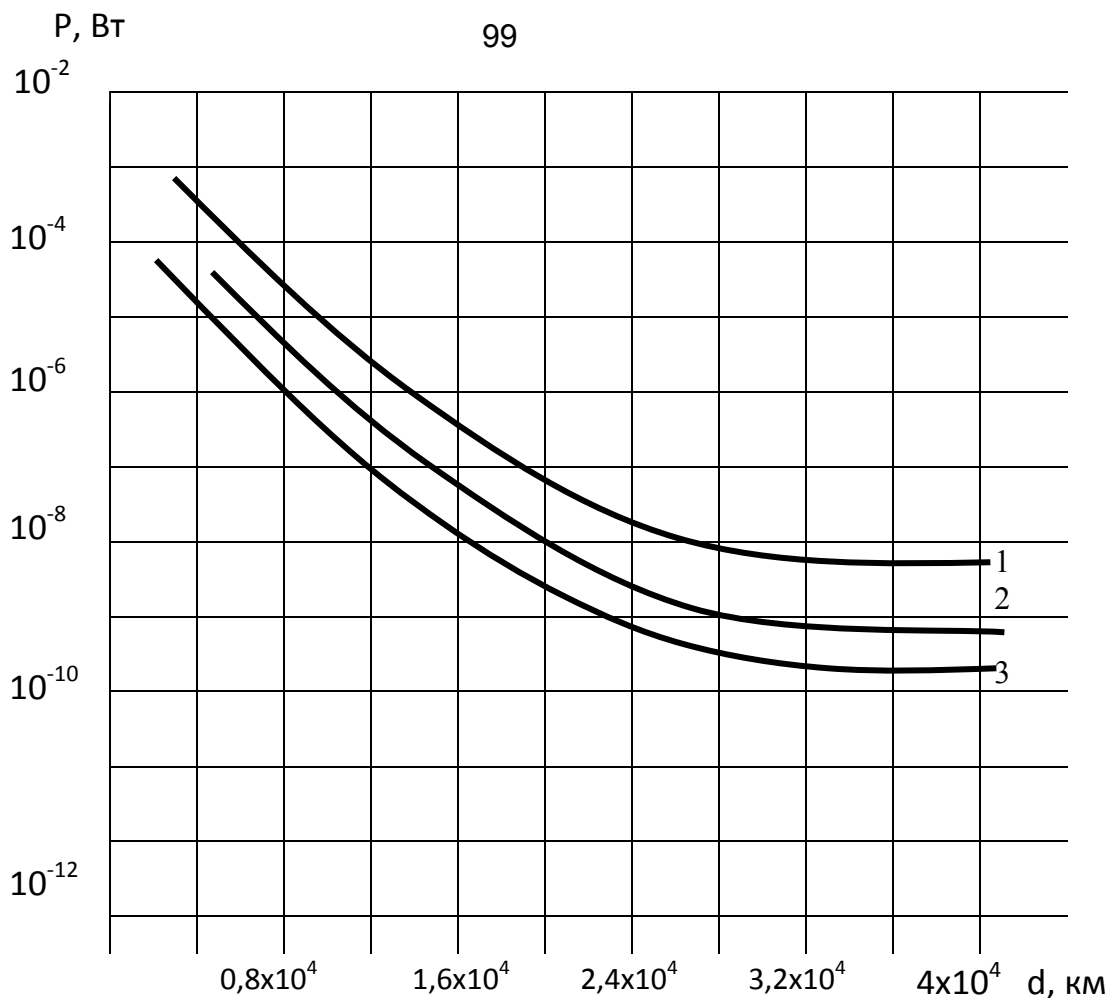


Рис. 1. — Зависимость высоты орбит идентифицируемых КА для наземных антенных систем с различной эффективной площадью, где 1 – антенный комплекс с $A_3=2500 \text{ м}^2$; 2 – антенный комплекс с $A_3=1000 \text{ м}^2$; 3 – антенный комплекс с $A_3=400 \text{ м}^2$.

3. Заключение

Идентификация КА, как составная часть системы контроля и анализа космической обстановки может проводиться радиотехническим комплексом, имеющим полноповоротную антенну со сравнительно большой эффективной площадью и высокой чувствительностью приемного тракта порядка 10^{-7} Вт.

Список литературы

- [1] Козелков С.В. Разработка научно-технических предложений по повышению помехоустойчивости антенн-приемных устройств ракетно-космических комплексов: Дис. канд. техн. наук: 20.02.14.- Харьков, 1991.- 187с.
- [2] Козелков С.В., Стадченко В.Г., Ньюкин Н.В., Шурыгин С.В. К вопросу о создании комплекса идентификации космических аппаратов // Сб. научн. тр. "Информационные системы". Вып.3(11).- Харьков: НАНУ, ПАНИ, ХВУ, 1998.- С.103-106.
- [3] Радиосистемы межпланетных космических аппаратов / Р.В.Бакитько, М.Б.Васильев, А.С.Виницкий и др. / Под ред.А.С.Виницкого.- М.: Радио и связь, 1993.- 328с.
- [4] Гусев Л.И., Молотов Е.П. Наземная сеть слежения за космическими аппаратами дальнего космоса и высокоапогейными искусственными спутниками Земли. // Космический бюллетень.-1995.-Т.2.-№1.- С.11-13.
- [5] Козелков С.В.Применение планетного радиолокатора для задач навигации космических аппаратов // Системи обробки інформації: Зб.наук. пр. Вип.1(5).- Харків: НАНУ, ПАНМ, ХВУ, 1999.- С.139-142.

Корреляционный анализ речевых сообщений радиообмена в воздушном пространстве, используемых в соответствии с Федеральными авиационными правилами

^{1,2} Андриянов Н. А., ¹ Булдаковский А. И., ¹ Рисухин К. В.

¹ Ульяновский институт гражданской авиации имени Главного маршала авиации Б.П. Бугаева
ул. Можайского, 8/8, Ульяновск, 432071, Россия

² Ульяновский государственный технический университет
ул. Северный Венец, 32, Ульяновск, 432027, Россия
nikita-and-nov@mail.ru

Аннотация: Исследуются спектральные характеристики аудиозаписей типовых фраз радиообмена диспетчеров органов УВД и пилотов гражданской авиации. На основе полученных спектральных характеристик строятся экспериментальные ковариационные функции, показывающие статистические связи внутри одного речевого сообщения во временной области. Основное внимание уделяется возможности описания речевых сообщений с помощью математических моделей случайных последовательностей.

1. Введение

Бурное развитие транспортных систем, в том числе воздушных, наземных и водных в настоящее время сопровождается активным применением автоматизированных или автоматических систем различного рода. Однако такие системы в большей степени направлены на развитие автономных транспортных средств. Сегодня такие аппараты используются лишь для решения узкоспециализированных задач и, как правило, выполняются полностью в автономном режиме, т.е. при отсутствии человека внутри. В связи с этим к таким транспортным средствам априори предъявляются меньшие требования по безопасности.

Совсем иная ситуация складывается в сфере перевозки пассажиров. Важным элементом обеспечивающим безопасность полетов и сегодня остается радиообмен. В соответствии с Федеральными авиационными правилами [1] на территории Российской Федерации допускается использование русского языка. Это, с одной стороны, облегчает взаимопонимание между пилотами и диспетчерами, но с другой стороны, требует от тех и других навыков быстрого переключения с одного языка на другой. В условиях шумов, точность распознавания речевых сообщений может быть повышена за счет специальных цифровых систем обработки сигналов. В данной работе предлагаются методы описания речевых сообщений некоторых типовых фраз с помощью математических моделей случайных процессов [2-4], что может быть использовано, в том числе, при реализации алгоритмов фильтрации.

2. Спектральные характеристики типовых сообщений

В аудиоредакторе Audacity была произведена запись 20 типовых фраз радиообмена на русском языке. В табл. 1 представлены первые три фразы и распределение количества записей, принадлежащих различным дикторам-мужчинам.

На рис. 1 представлены спектры фразы "Предполетная проверка связи", которые также были сформированы в Audacity. По оси Y откладывается уровень сигнала в [дБ], а по оси X представлена частота в [Гц].

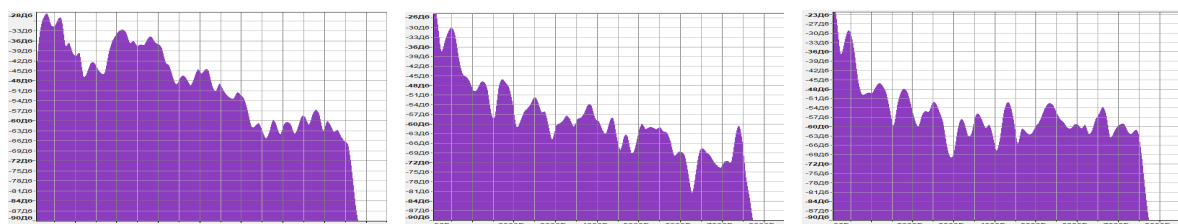


Рис. 1. Спектральные характеристики для фразы "Предполетная проверка связи", записанной разными дикторами.

Табл. 1. Исследуемые типовые фразы

№ п/п	ФРАЗА	Диктор 1	Диктор 2	Диктор 3
1	Предполетная проверка связи	4	3	3
2	Принимаю вас на 5	3	4	3
3	Информация «Элфа» на борту	3	3	4

Анализ рис. 1 показывает, что одна и та же фраза, записанная разными дикторами, в общем случае имеет разные характеристики речевых сообщений в частотной области. Однако представленные зависимости имеют и ярко выраженные сходства, связанные с наличием гармонических колебаний по числу слов и общим затуханием спектральных составляющих при увеличении частоты, а также близким расположением пиков и впадин спектра.

3. Корреляционное представление типовых фраз

Однако все рассматриваемые ранее значения характеризуют уровень сигнала в [дБ], а само изменение сигнала во времени удобнее рассматривать в амплитудных значениях, например, [В]. Учитывая уровень эталонного напряжения $U_0=1\text{ мВ}$, воспользуемся выражением

$$S[\partial B] = 10 \log(U/U_0), \quad (1)$$

где S - спектр в [дБ], U - спектр в [В], U_0 - эталонное напряжение.

Из формулы (1) можно выразить искомый уровень сигнала в [В]

$$U[B] = 10^{S/10-3}. \quad (2)$$

Далее воспользуемся следующей связью амплитудного спектра сигнала с его энергетическим спектром (спектральной плотностью мощности)

$$G(F) = |S(F)|^2, \quad (3)$$

где $G(F)$ - энергетический спектр сигнала, $|\cdot|$ - операция вычисления модуля, $S(F)$ - спектр сигнала.

Наконец, можно воспользоваться обратным преобразованием Фурье для нахождения ковариационной функции в соответствии с выражением

$$R(t) = \frac{\int_{-F_{\max}}^{F_{\max}} G(F) e^{j2\pi Ft} dF}{\sigma^2}, \quad (4)$$

где σ^2 - максимальное значение преобразования.

На рис. 2 представлена попытка идентификации параметров авторегрессионными моделями разных порядков по аппроксимации ковариационной функции.

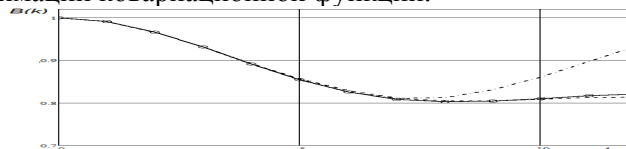


Рис. 2. Аппроксимация корреляционных связей для фразы "Предполетная проверка связи".

4. Заключение

Выполнен статистический анализ типовых фраз речевых сообщений радиобмена. Предложено использование авторегрессионных моделей случайных процессов для описания таких сообщений и установлены возможности имитации сигналов с близкими корреляционными свойствами.

Список литературы

1. Порядок осуществления радиосвязи в воздушном пространстве Российской Федерации : Федеральные авиационные правила : утв. приказом Минтранса РФ от 26.09.2012 №362. - 66 с.
2. Крашенинников В.Р., Лебедева Е.Ю., Капырин В.К. Вариация границ речевых команд для улучшения распознавания речевых команд по их кросскорреляционным портретам // Известия Самарского научного центра Российской академии наук, т. 15, №4(4), 2013. - с. 928-930
3. Васильев К.К., Дементьев В.Е., Андриянов Н.А. Сравнительный анализ точечного прогнозирования дважды стохастической и авторегрессионных моделей // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2016. Т. 6. № 2. с. 290-294.
4. Андриянов Н. А., Булдаковский А.И., Рисухин К.В. Исследование вероятностных характеристик типовых сообщений радиобмена гражданской авиации // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. - 2019, т. 1, с. 192-197

Применение показателя Херста для оценки испытаний компонентов системы сбора информации

¹ Клевцов С.И.

¹ Институт радиотехнических систем и управления Южного федерального университета
ул. Энгельса, 1, Таганрог, 347928, Российская Федерация
sergkmps@mail.ru

Аннотация: Предложен способ оценки качества характеристики преобразования микропроцессорного датчика медленно меняющихся физических величин, который базируется на основе использования метода нормированного размаха. На основе результатов нескольких циклов испытаний, полученных при фиксированной температуре окружающей среды, формируется ряд, подобный временному ряду. После дополнительной обработки для полученного ряда определяется показатель Херста. Значение показателя Херста определяет качество результатов испытаний.

1. Введение

Одними из важнейших компонентов распределенной микрокомпьютерной системы сбора информации о параметрах технического объекта являются микропроцессорные датчики физических величин. Высокая точность измерений, проводимых с помощью микропроцессорного датчика, в значительной степени зависит от качества его характеристики преобразования. Эта характеристика формируется на основе результатов градуировочных испытаний. Испытания проводятся по специальной программе и методике испытаний. Любые, даже незначительные отклонения от методики могут привести к снижению качества градуировочной характеристики. При этом ухудшаются метрологические характеристики датчика, в частности, увеличивается погрешность измерений. Основная опасность заключается в том, что эти изменения трудно зафиксировать.

2. Постановка задачи

Для микропроцессорных датчиков актуально построение пространственных характеристик преобразования, в которых наряду с измеряемым фактором важное значение играет основной дестабилизирующий фактор. Для датчиков часто этим фактором является температура. Характеристика преобразования в этом случае представляет собой функцию, определяющую давление в зависимости от значений электрических сигналов, поступающих с канала температуры и канала измеряемой физической величины, например, давления [1,2]. Для оценки качества результатов испытаний необходимо определить, влияют или нет результаты предыдущих испытаний на последующие результаты, а также насколько велико это влияние и можно ли этим влиянием пренебречь.

3. Использование показателя Херста

Для решения этой проблемы будем использовать метод нормированного размаха или R/S анализ [3, 4]. Вычисление показателя Херста H позволяет провести классификацию временного ряда, который формируется из результатов испытаний.

Можно определить ряд как персистентный, антиперсистентный или случайный [3,4,5]. Если $H > 0,6$, то анализируемый временной ряд является персистентным и обладает долговременной памятью. Чем ближе показатель Херста к 1, тем больше эффект памяти и, следовательно, последующие значения ряда в значительной степени определяются предыдущими «историческими» значениями. Если $H \sim 0,5 \pm 0,1$, то ряд представляет собой белый шум. При $H \sim 0,3 \pm 0,1$ ряд является антиперсистентным и обладает выраженными фрактальными свойствами.

Для оценки качества испытаний предварительно была определена минимальная выборка временного ряда, достаточная для проведения устойчивого анализа.

Для рядов результатов испытаний, полученных при различных температурах окружающей среды был рассчитан показатель Херста. Вычисления проводились с учетом оценки величины выборки ряда. На рис. 1 представлены результаты.

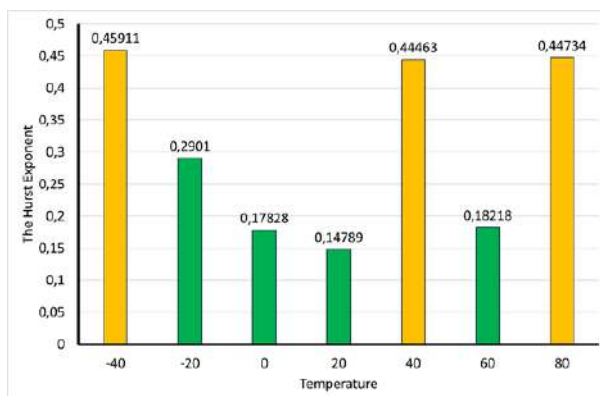


Рис.1. Значения показателя Херста для рядов результатов испытаний, полученных при различных температурах

В данном случае показатель Херста для температур (в градусах Цельсия) $T = -20$, $T = 0$, $T = +20$, $T = +60$ имеют показатель Херста меньше 0,3. Это означает, что ряд обладает высокой повторяемостью формы, что характерно для качественно выполненных градуировочных испытаний.

При температурах $T = -40$, $T = +40$ и $T = +80$ значения показателя находятся фактически на границе области фрактальности.

Для оценки чувствительности способа к нарушениям при проведении испытаний, градуировочные испытания датчика при $T = -20$ были проведены так, чтобы наблюдалась зависимость последующих результатов от предыдущих. Показатель Херста этого ряда выше 0,6 (рис. 2), что характеризует ряд как персистентный, обладающий «исторической памятью». Результаты испытаний в данном случае являются некачественными, что подтверждает эффективность предложенного способа оценки.

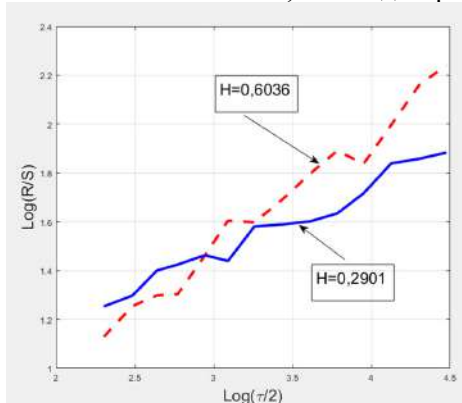


Рис.2. Значения показателя Херста в случае нарушения условий испытаний

4. Заключение

Представлен способ оценки качества результатов градуировочных испытаний датчика медленно меняющихся величин. В результате оценки можно определить, влияют или нет результаты предыдущих испытаний на последующие результаты. Если такая зависимость существует, то циклы испытаний не являются независимыми, а градуировочная характеристика будет отличаться от реальной.

Список литературы

1. Bluemm, C., R., Weiss, R., Weigel and D. Brenk, Correcting nonlinearity and temperature influence of sensors through B-spline modeling. 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics Proceedings. Bari, Italy. 2010. <https://ieeexplore.ieee.org/document/5637991>. Pp: 3356 – 3361.
2. S.I. Klevtsov, Y.V. Udod Model of the Spatial Conversion Characteristics for Graduation of the Microprocessor-Based Sensor's with Indemnification of Influence Destabilizing Factors. 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings. Russia, Omsk. 2015. <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=7147097>.
3. F. Cervantes-De la Torre, J.I. González-Trejo, C.A. Real-Ramírez, L.F. Hoyos-Reyes. Fractal dimension algorithms and their application to time series associated with natural phenomena. // Journal of Physics: Conference Series, Num. 475, 2013, P.1-10
4. Федер Е. Фракталы: Пер. с англ. – М.: Мир, 1991. – 254с.
5. Roel F. Ceballos, Fe F. LargoOn. The Estimation of the Hurst Exponent Using Adjusted Rescaled Range Analysis, Detrended Fluctuation Analysis and Variance Time Plot: A Case of Exponential Distribution. // Imperial Journal of Interdisciplinary Research (IJIR). – 2017 – Vol 3, Issue 8, P. 424-434

Анализ влияния параметров приемных трактов на характеристики ЦФАР с помощью САПР SystemVue

¹ Бурыкин А.И., ² Куприц В.Ю.

¹ Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники.

пр. Ленина 40, г. Томск. Россия

¹ andrei.burykin@main.tusur.ru

² tomskvlad@mail.ru

Аннотация: Рассматриваются характеристики ЦФАР, исследуются влияние неравномерности амплитудно-частотной и фазочастотной характеристики приемных трактов ЦФАР на коррелированность сигналов в трактах.

1. Введение

В настоящее время широко используются цифровые фазированные антенные решетки (ЦФАР), которые обладает рядом преимуществ по сравнению с антенными системами без цифровой обработки сигналов, например, осуществлять быстрый обзор пространства путем формирования заданного количества лучей за счет цифрового диаграммообразования [1,2].

Для достижения высокой эффективности работы адаптивных алгоритмов нужно обеспечить коррелированность сигналов в различных каналах ЦФАР. Неравномерности амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик приемных трактов ЦФАР являются декоррелирующим фактором, который ухудшает эффективность работы ЦФАР.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Элементы приемных трактов ЦФАР не являются абсолютно идентичными. Они имеют отклонения параметров от номинального значения, вызванные погрешностями при изготовлении, температурными воздействиями, старением и т.д. В результате амплитуды и фазы сигналов на выходах разных каналов многоканальной системы будут отличаться от расчетных значений, это вызывает ошибки в амплитудно-фазовом распределении вдоль апертуры АФАР относительно расчетных величин и, в конечном счете, вызывает ухудшение характеристик направленности. Кроме того, эффективность работы адаптивных алгоритмов ЦФАР во многом определяется коррелированностью сигналов в приемных трактах.

3. Расчетно-экспериментальные методы оценки влияния неравномерности АЧХ и ФЧХ на коэффициент корреляции сигналов.

Для анализа влияния АЧХ и ФЧХ приемных трактов на коэффициент корреляции сигналов была построена модель приемных трактов в САПР SystemVue. Модель представлена на рисунке 3.1:

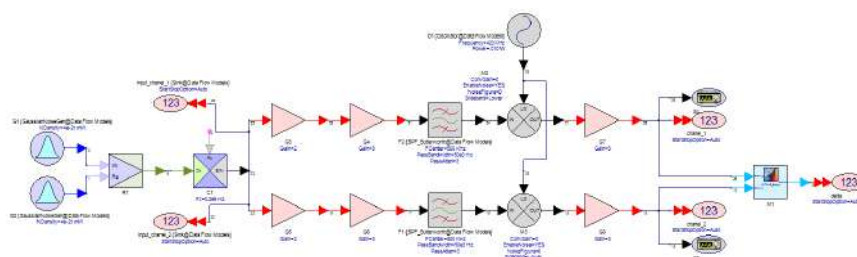


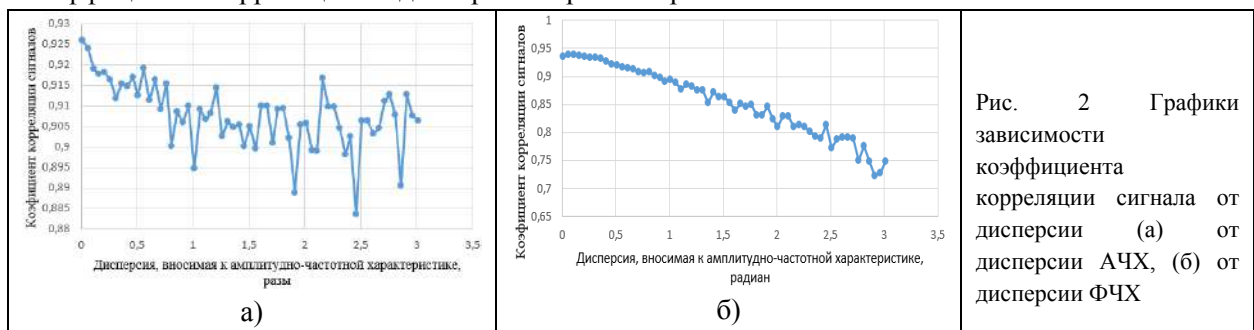
Рисунок 1 – Модель приемных каналов ЦФАР в SystemVue.

В данной модели вводят некоторые ограничения. Во-первых, для того чтобы исследовать влияние только неравномерности полосы пропускания, все усилители заменены на коэффициенты усиления, для исключения нелинейности элементов. Фильтр до преобразования на ПЧ – полосовой фильтр Баттерворта, имеющий плоскую АЧХ и плавно изменяющиеся ФЧХ в полосе пропускания, а также работа системы моделировалась в полосе частот от 0 до 1 МГц.

Методика анализа влияния АЧХ и ФЧХ приемных трактов на характеристики ЦФАР заключается в следующем: на входы приемных трактов ЦФАР подается случайный процесс, отфильтрованный сигнал переносится на промежуточную частоту. Далее отсчеты сигналов в двух каналах приема записываются в массив данных. Данный массив в дальнейшем будет обрабатываться в среде программирования MatLab.

Для создания неравномерности в полосе пропускания был рассчитан коэффициент передачи фильтра нижних частот. Далее с помощью среды программирования MatLab к рассчитанным отсчетам АЧХ и ФЧХ фильтра добавлялась случайная неравномерность с заданной дисперсией.

Для анализа создается математическая модель двух фильтров: в одном АЧХ и ФЧХ фильтров не имеют неравномерности, в другом добавляется случайная неравномерность. Как в следствии, данные сигналы отличаются друг от друга. Мерой различия данных сигналов может выступать коэффициент корреляции. Изменяя дисперсию случайно неравномерности АЧХ и ФЧХ в полосе пропускания и вычисляя коэффициент корреляции можно построить зависимость коэффициента корреляции от дисперсии неравномерности.



4. Заключение

Как видно из графиков, наибольшее влияние оказывает фазочастотная характеристика. По данным зависимостям можно сделать вывод, что для достижения коэффициента корреляции равным 0,9 дисперсия неравномерности не должно превышать 0,8 радиан для фазочастотной характеристики и 0,8 для амплитудно-частотной характеристики относительно эталонных характеристик. По полученным данным можно выдвинуть требования к проверке и тестированию приемных трактов ЦФАР, а также к разработчикам аналоговых фильтров.

Список литературы

1. Бортовые цифровые антенные решетки [Электронный ресурс]. – Режим доступа <https://www.twirpx.com/file/1941504/> (Дата обращения: 19.12.2018).
2. Пушкарев В.П. Устройства приема и обработки сигнала: Уч. пособие. – Томск. 2005. С.68 (Дата обращения 19.12.2018).
3. Унру Н.Э. Основы построения устройств частотной селекции ВЧ и СВЧ радиосигналов: Уч. пособие – Новосибирск. 2002. С. 117 (Дата обращения 19.12.2018).
4. Полоса пропускания [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://mediaknowledge.ru/55abc51b19dd2276.html> (Дата обращения 19.12.2018).

Оптимальное обнаружение детерминированных аномалий на фоне квазиоднородных изображений

^{1,2} Андриянов Н. А., ² Гаврилина Ю. Н.

¹ Ульяновский институт гражданской авиации имени Главного маршала авиации Б.П. Бугаева
ул. Можайского, 8/8, Ульяновск, 432071, Россия

² Ульяновский государственный технический университет
ул. Северный Венец, 32, Ульяновск, 432027, Россия
nikita-and-nov@mail.ru

Аннотация: В работе рассматривается модель случайных полей, позволяющая формировать изображения с изменяющимися свойствами. На базе такой модели разработан алгоритм обнаружения детерминированных аномалий. Исследуется эффективность обнаружения при различных отношениях сигнал/шум. Кроме того, получены характеристики обнаружения на последовательности изображений.

1. Введение

В последнее время особую актуальность приобретают системы мультиспектральной и гиперспектральной съемки земной поверхности. Результатом их работы являются многомерные массивы данных, обработка которых представляет значительный интерес [1-5]. Среди самых актуальных прикладных задач можно выделить задачи мониторинга за территориями, предотвращения лесных пожаров, обнаружения утечек нефти в океанах и т.п.

При этом для отработки различных алгоритмов обработки изображений можно использовать различные математические модели, в том числе и с обобщением из одномерного случая [6,7]. Однако существующие модели не позволяют адекватно описывать сложный неоднородный реальный материал. Одной из ключевых особенностей реальных спутниковых изображений является их выраженная пространственная неоднородность. Она связана с многообразием форм и текстур разных объектов, наблюдаемых из космоса. Действительно, любой спутниковый снимок поверхности Земли содержит изображения разных объектов, например, реки, леса, городских построек, сельскохозяйственных угодий и т.д. Визуальные характеристики этих объектов существенно отличаются. Тем не менее, для описания неоднородных в пространстве изображений хорошо подходит дважды стохастическая модель, параметры которой не являются постоянными величинами, а изменяются во времени [8,9]. В статье рассмотрим такую модель подробнее, а также характеристики обнаружения аномалий на фоне изображений, порождаемых дважды стохастической моделью.

2. Дважды стохастическая модель

Рассмотрим дважды стохастическую модель общего вида, которая описывается следующими выражениями

$$x_i = \alpha_i + \sum_{j \in D_i} \rho_{i,j} x_{i-j} + \beta_i \xi_i, \quad i, j \in \Omega, \quad \rho_{i,j} = \sum_{l \in D_{ij}} r_{i,j,l} \rho_{i-l,j} + \gamma_{i,j} \zeta_{i,j}, \quad \alpha_i = \sum_{l \in D_{\alpha i}} r_{\alpha i,l} \alpha_{i-l} + \gamma_{\alpha i} \zeta_{\alpha i}, \quad \beta_i = \sum_{l \in D_{\beta i}} r_{\beta i,l} \beta_{i-l} + \gamma_{\beta i} \zeta_{\beta i}. \quad (1)$$

Однако вместо выражения (1) при описании двумерных изображений можно использовать более простое уравнение

$$\begin{aligned} x_{ij} &= \rho_{xij} x_{i-1,j} + \rho_{yij} x_{i,j-1} - \rho_{xij} \rho_{yij} x_{i-1,j-1} + \sigma_x \sqrt{(1-\rho_{xij}^2)(1-\rho_{yij}^2)} \xi_{ij}, \\ \tilde{\rho}_{xij} &= r_{1x} \tilde{\rho}_{x(i-1)j} + r_{2x} \tilde{\rho}_{xi(j-1)} - r_{1x} r_{2x} \tilde{\rho}_{x(i-1)(j-1)} + \sigma_{\rho_x} \sqrt{(1-r_{1x}^2)(1-r_{2x}^2)} \zeta_{\rho_{xij}}, \\ \tilde{\rho}_{yij} &= r_{1y} \tilde{\rho}_{y(i-1)j} + r_{2y} \tilde{\rho}_{yi(j-1)} - r_{1y} r_{2y} \tilde{\rho}_{y(i-1)(j-1)} + \sigma_{\rho_y} \sqrt{(1-r_{1y}^2)(1-r_{2y}^2)} \zeta_{\rho_{yij}}. \end{aligned} \quad (2)$$

При этом следует отметить, что в модели (2) необходимо применить дополнительное преобразование математического ожидания вида

$$\begin{aligned} \rho_{xij} &= \tilde{\rho}_{xij} + m_{\rho_x}, \\ \rho_{yij} &= \tilde{\rho}_{yij} + m_{\rho_y}. \end{aligned} \quad (3)$$

Для имитации последовательности изображений также можно использовать дважды стохастическую модель при описании корреляционных связей.

3. Характеристики обнаружения

Если справедлива модель аддитивной смеси сигнала (аномалии) и коррелированного фона (имитации дважды стохастической модели), а условные распределения наблюдений при наличии или отсутствии полезного сигнала можно аппроксимировать гауссовыми, то решающее правило оптимального обнаружителя на фоне многомерного случайного поля принимает вид

$$L = \sum_{i \in G_1} s_i \Delta_i \begin{cases} > L_0, \text{то} & \text{сигнал есть,} \\ \leq L_0, \text{то} & \text{сигнала нет,} \end{cases} \quad (4)$$

где s_i - отсчет полезного сигнала в точке; $\Delta_i = \sum_{j \in G_1} V_{\hat{\theta}j}^{-1} (z_j - \hat{x}_j)$ - погрешность фильтрации в точке, нормированная по дисперсии шума; G_1 - область для которой проверяется гипотеза о наличии сигнала.

На рис. 1 представлены зависимости вероятности правильного обнаружения P_d от интервала корреляции случайного поля $k = 1/(1 - \rho)$ с использованием прогноза поля на основе одного предшествующего кадра изображения (сплошная линия) и прогноз на основе двух предшествующих кадров (пунктирная линия). Вероятность ложной тревоги $P_f = 0.001$.

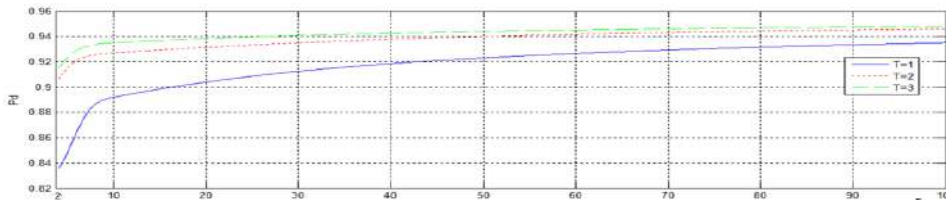


Рис. 1. Зависимость вероятности правильного обнаружения от среднего радиуса внутрикадровой корреляции и количества кадров в последовательности

4. Заключение

Исследована возможность описания данных дистанционного зондирования Земли с помощью дважды стохастических моделей. Показана возможность получения существенных выигрышей при обнаружении на нем протяженных объектов за счет адаптивной структуры моделей.

Работа выполнена при поддержке Гранта РФФИ №18-31-00056 мол_a

Список литературы

1. Васильев К.К., Дементьев В.Е., Представление и обработка спутниковых многозональных изображений // Ульяновск, 2017, 247 с.
2. Денисова А. Ю., Сергеев В. В. Идентификация линейной модели наблюдения изображений, получаемых при дистанционном зондировании Земли, с использованием геоинформационных данных // Компьютерная оптика. – 2015. – т. 39, № 4. – с. 557–563
3. Ташлинский А. Г. Оценивание параметров пространственных деформаций последовательностей изображений / Ульяновский государственный технический университет. – Ульяновск: УлГТУ, 2000. – 132 с.
4. Васильев К.К., Дементьев В.Е., Андриянов Н.А. Анализ эффективности нелинейной фильтрации многозональных спутниковых изображений и их последовательностей // Интеллектуализация обработки информации Тезисы докладов 12-й Международной конференции. 2018. С. 136-137.
5. Андриянов Н.А. Программный комплекс обнаружения детерминированных сигналов на имитированных изображениях // Актуальные проблемы физической и функциональной электроники Материалы 21-й Всероссийской молодежной научной школы-семинара. 2018. С. 100-102.
6. Андриянов Н.А., Гаврилина Ю.Н. Численный метод оценки вероятностных параметров сигнала, имитируемого дважды стохастической моделью // Актуальные проблемы физической и функциональной электроники Материалы 21-й Всероссийской молодежной научной школы-семинара. 2018. С. 103-105.
7. Андриянов Н.А., Гаврилина Ю.Н. Псевдоградиентный поиск разрывов в сигнале и адаптивная фильтрация такого сигнала // Радиоэлектронная техника. 2018. № 1 (11). С. 136-138.
8. Андриянов Н.А., Кутузов В.И. Применение алгоритма обнаружения одномерных протяженных аномалий к смешанным моделям случайных полей // Современные проблемы проектирования, производства и эксплуатации радиотехнических систем. 2016. № 1 (10). С. 123-127.
9. Васильев К.К., Дементьев В.Е., Андриянов Н.А. Исследование точности обнаружения и распознавания сигналов простейших геометрических форм на фоне дважды стохастической модели // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2015. № 6 (23). С. 67-71.

Анализ факторов влияющих на работу системы связи с неортогональным множественным доступом

¹ Рогожников Е. В., ¹ Крюков Я. В., ¹ Покаместов Д. А., ¹ Дмитриев Э. М., ¹ Абенов Р. Р.

¹ Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники»
634050, г. Томск, пр. Ленина, 40
office@tusur.ru

Аннотация: Произведен обзор и анализ методов, влияющих на работу системы связи с неортогональным множественным доступом и разделением каналов по мощности. Произведено математическое моделирование, исследовано влияние ошибок оценки передаточной функции и ошибок синхронизации на работу системы связи с неортогональным множественным доступом и разделением каналов по мощности.

1. Введение

NOMA – группа методов неортогонального множественного доступа [1]. В данной статье речь пойдет о методе Power Domain (Division) NOMA – метод неортогонального множественного доступа с разделением каналов по мощности [2]. При уплотнении NOMA используется управляемая межканальная интерференция, которая устраняется в приемном устройстве при разделении каналов с помощью специальных алгоритмов. PD-NOMA может быть использована совместно с различными видами модуляции, включая OFDM. Преимущество технологии PD-NOMA заключается в том, что она позволяет увеличить гибкость при распределении ресурса связи за счет учета дополнительного домена (мощности) для распределения каналов. Это повышает спектральную эффективность многоканальной системы связи по сравнению с ортогональными методами. PD-NOMA также позволяет увеличить количество пользовательских каналов на единицу частотно-временного ресурса.

В данной статье рассмотрено влияние таких факторов как ошибка оценка канала распространения радиоволн, ошибки синхронизации на вероятность битовой ошибки при демодуляции сигнала PD-NOMA.

2. Обработка сигнала PD-NOMA в приемном устройстве

В приемном устройстве принимается и оцифровывается сигнал, представляющий из себя сумму сигналов двух пользователей. Для демодуляции более слабого сигнала необходимо первоначально произвести демодуляцию и регенерацию более мощного сигнала. Для этого производится стандартная обработка, включающая процедуру кадровой, символьной и частотной синхронизации, эквалайзирование и демодуляцию. Далее производится регенерация сигнала и вычитание регенерированного сигнала из принятого (алгоритм SIC - successive interference cancellation). После этого может быть произведена демодуляция сигнала меньшей мощности. Функциональная схема алгоритма обработки сигнала приведена на рис. 1.



Рис. 1. Функциональная схема обработки сигнала PD-NOMA

Основными факторами, которые могут оказать влияние на демодуляцию являются:

- Ошибка символьной синхронизации,
- Ошибка частотной синхронизации,
- Ошибка оценки передаточной функции канала связи.

3. Моделирование факторов, влияющих на вероятность битовой ошибки метода PD-NOMA

Для оценки влияния перечисленных факторов на работу системы связи, с использованием технологии NOMA произведено математическое моделирование в среде Matlab. При моделировании рассматривался следующий сценарий работы системы.

Базовая станция формирует сигналы двух пользователей с перекрытием в частотно-временном домене. Отношение сигнал/шум в приемнике первого пользователя 20 дБ, в приемнике второго пользователя 30 дБ. Модуляция для первого пользователя QPSK, модуляция второго пользователя QAM 16. Первый пользователь принимает и демодулирует свой сигнал на фоне системной помехи. Второй пользователь производит прием и демодуляцию сигнала первого пользователя, после чего регенерирует его и вычитает из принятого сигнала после чего производит демодуляцию собственного сигнала.

В разработанной модели исследуется влияние ошибки оценки передаточной функции канала распространения радиоволн и ошибки оценки частотного сдвига на вероятность битовой ошибки при демодуляции сигнала.

На рис. 2а приведена зависимость вероятности битовой ошибки от нормированной среднеквадратичной ошибки оценки передаточной функции.

На рис. 2б приведена зависимость вероятности битовой ошибки от отношения значения ошибки частотного сдвига к частотному интервалу между поднесущими.

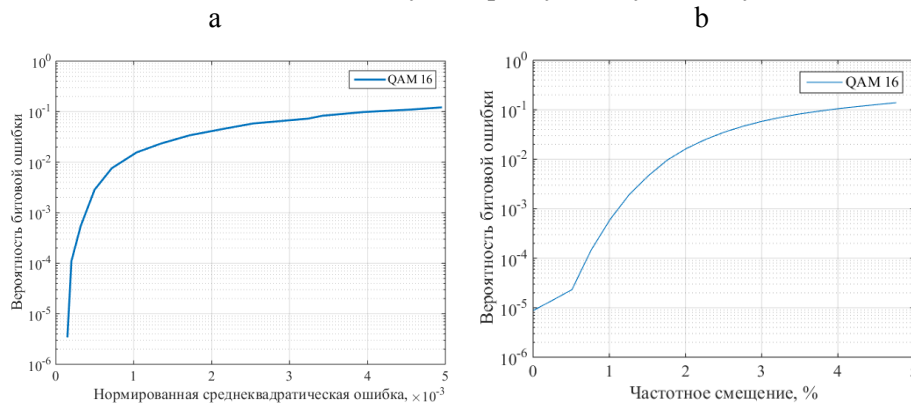


Рис. 2. Зависимость вероятности битовой ошибки от нормированной среднеквадратичной ошибки оценки передаточной функции (а) и зависимости вероятности битовой ошибки от отношения значения ошибки частотного сдвига к частотному интервалу между поднесущими (б).

Как видно из рис. 2а, ошибка оценки передаточной функции величиной $NMSE = 0.2 \cdot 10^{-3}$, в 10 приводит к значительному изменению вероятности битовой ошибки (на порядок).

Как видно из рисунка 2б, при использовании метода PD NOMA и OFDM модуляции, даже небольшое, порядка 1% от интервала между поднесущими, приводит к значительному повышению вероятности ошибки.

Также, несомненно, на работу системы PD NOMA будет оказывать влияние ошибки при демодуляции абонентов большей мощности. На каждый не верно демодулированный символ одного пользователя придется кратно большее количество неверно демодулированных символов сигналов с меньшей мощностью, в зависимости от индекса модуляции используемого в системе.

4. Заключение

В данной работе произведен обзор и анализ факторов, влияющих на работы системы связи с использованием метода PD NOMA. К основным факторам, влияющим на вероятность битовой ошибки при демодуляции сигнала относятся ошибка оценки канала, отношение сигнал/шум, ошибки синхронизации. Моделирование выполнено для системы PD NOMA с использованием OFDM модуляции, при фиксированных значениях отношения сигнал шум, но при различных значениях ошибки оценки передаточной функции и различных значениях ошибки синхронизации. Также немаловажным фактором, влияющим на вероятность ошибки при демодуляции, является правильное распределение мощности и отсутствие ошибок при демодуляции сигналов абонентов большей мощности.

Список литературы

1. Saito Y. et al. Non-orthogonal multiple access (NOMA) for cellular future radio access //2013 IEEE 77th vehicular technology conference (VTC Spring). – IEEE, 2013. – С. 1-5.
2. Крюков Я. В., Демидов А. Я., Покаместов Д. А. Метод множественного доступа с разделением каналов по мощности на ортогональных несущих //Т-Comm-Телекоммуникации и Транспорт. – 2018. – Т. 12. – №. 1.
3. Usman M. R. et al. On the performance of perfect and imperfect SIC in downlink non orthogonal multiple access (NOMA) //2016 international conference on smart green technology in electrical and information systems . – IEEE, 2016. – С. 102-106.

Имитостойкая адресация в модели IPv6 СВЧ радиосетей систем передачи данных

¹ Сныткин И.И., ² Сизов А.А., ² Енин Н.Н.

¹ Краснодарское высшее военное авиационное училище летчиков имени А.К. Серова
ул. Дзержинского 135, Краснодар, 350090

² Краснодарское высшее военное училище имени генерала армии С.М.Штеменко
ул. Красина, 4, Краснодар, 350063

Аннотация: Представлены результаты исследований по разработке и применению способа «фиксированных хекстетов» и «динамических хекстетов» для кодирования адресных полей модели IPv6 с целью повышения скрытности и имитостойкости процессов адресации открытых телекоммуникационных сетей (ТКС).

1. Введение

На сегодняшний день беспроводные сети представляют собой развивающуюся технологию, вызывающую большой интерес по многим причинам. Самой очевидной причиной является то, что такие сети обеспечивают мобильность портативных и ручных компьютерных устройств. Другая причина состоит в том, что в настоящее время беспроводные технологии стали более надежными и в некоторых ситуациях их развертывание обходится дешевле, чем создание кабельных сетей. Кроме того в некоторых случаях прокладка кабеля на большие расстояния не возможна. Для решения этой проблемы актуально использовать технологию передачи сетевых пакетов на основе радиоволн СВЧ-диапазона. Однако у данного подхода существует важнейший недостаток, а именно то, что при передаче информации с помощью микроволнового сигнала, процедура адресации остается не защищенной [1].

В данной работе приведены результаты применения способов кодирования адресного поля методами фиксированных хекстетов и динамических хекстетов, а также представлены результаты сравнения полученной в результате имитостойкости для протокола IPv4 и IPv6.

2. Объект исследований и методика кодирования адресного поля

Объектом исследований являлось адресное пространство протокола модели IPv6 при передаче информации с помощью радиосетей СВЧ диапазона.

Кодирование адресного поля протокола модели IPv6 реализуется на основе использования нелинейной рекуррентной последовательности (НЛРП) в виде кодов квадратичных вычетов (ККВ), характеристических кодов (ХК) и других кодов (Холла, Якоби, Зингера), существующих в полях Галуа $GF(p)$, $GF(p^n)$ [2].

3. Особенности процедуры адресации на основе метода фиксированных и динамических хекстетов

Процедура адресации на основе метода фиксированных хекстетов характеризуется следующими особенностями:

при записи адреса в каждом хекстете, вместо четырех шестнадцатеричных цифр, на 16-ти позициях также размещаются различные кодовые формы 16-ти элементной НЛРП, $L=16$;

«фиксированность» в этом способе означает то, что используется НЛРП длительностью $L=16$, причем основным видом НЛРП такой длительности является НЛРП в виде характеристического кода, существующего в поле $GF(17)$, т.е. такая НЛРП соответствует 16-и позициям хекстета [3].

Процедура адресации на основе метода динамических хекстетов характеризуется следующими особенностями:

эффективно используются отличительные свойства НЛРП, а именно существование НЛРП для длительностей L с $\Delta L=1$ бит и тем самым возможно реализовать требование о динамизации адресации, прежде всего, с точки зрения изменения длительности адресных КФ;

в диапазоне до $L=128$ НЛРП в виде кодов квадратичных вычетов (ККВ), характеристических кодов (ХК), кодов Якоби (КЯ), Холла (КХ) и Зингеровых кодов (ЗК) существуют для 65 различных значений длительностей, что позволяет создать различные группы сочетаний 8 хекстетов различной длины, суммарная длина которых равна 128 битам [4].

На рис. 1 показаны результаты сравнения вероятности противостояния навязыванию ложного сигнала (имитостойкости), полученной в результате применения методов ФХ и ДХ, между протоколами модели IPv6 и IPv4.

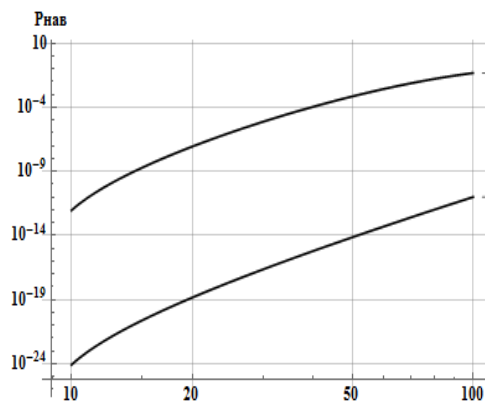


Рис. 1. график зависимости вероятности P навязывания $m=10$ ложных от количества k попыток навязывания

4. Заключение

Предложен метод кодирования адресного поля путем применение в качестве адресных идентификаторов – КФИ (кодовых форм идентификаторов), реализующих принципы неполного кодирования с изменяющейся длительностью адресной части кадрового заголовка (КЗ) пакета с шагом до одного бита, СКК НС небольшой длины L_a , изменяющейся с шагом $\Delta L_a \approx 1$ бит, обработка которых приемной стороной может осуществляться корреляционными методами в том числе (а не только дешифраторными).

Получены значения хекстетной и общей адресной скрытности. Проведен сравнительный анализ, в котром была рассмотрена вероятность навязывания ложного сигнала при одинаковых условиях для протоколов модели IPv4 и IPv6.

Список литературы

1. Технология беспроводных сетей/интернет ресурс/ <https://pandia.ru/text/77/132/345.php> (дата обращения 10.04.19)
2. Свердлик М.В. Оптимальные дискретные сигналы.-М.: Советское радио, 1975.-200 с.
3. Сныткин И.И., Енин Н.Н., Сизов А.А. Применение методов трансляционного двоичного кодирования адресных полей модели IPv6 для повышения скрытности и имитостойкости процессов адресации открытых телекоммуникационных сетей. Материалы 28-ой Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2018). Т. 2. – Севастополь: СГУ, 2018. – С. 501-504.
4. Сныткин И.И., Енин Н.Н., Сизов А.А., Ерофеев Г.А. Построение скрытных адресных процедур модели IPv6 на основе методов фиксированных и динамических хекстетов. Материалы 28-ой Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2018). Т. 2. – Севастополь: СГУ, 2018. – С. 497-500.

Программно-аппаратные средства реализации метода имитостойкого трансляционного двоичного кодирования сетевых адресов

¹Сныткин И.И., ²Сизов А.А., ²Енин Н.Н.

¹Краснодарское высшее военное авиационное училище летчиков имени А.К. Серова
ул. Дзержинского 135, Краснодар, 350090

²Краснодарское высшее военное училище имени генерала армии С.М.Штеменко
ул. Красина, 4, Краснодар, 350063

Аннотация: Разработана структурно-функциональная модель технической реализации предлагаемого способа кодирования адресных полей модели IPv6 на основе применения устройств осуществления асимметричного шифрования с использованием нелинейных рекуррентных последовательностей.

1. Введение

На сегодняшний день протокол модели IPv6, обладающий встроенными средствами обеспечения безопасности IPSec, не позволяет решить вопрос защиты процесса адресации. Поэтому для решения этой проблемы предложены методы повышения защищенности адресации для протокола модели IPv6, основанные на аналогичных методах для протокола модели IPv4.

В данной работе рассмотрены методы повышения достоверности, имитостойкости адресации, представлена структурно-функциональная модель технической реализации способа «фиксированных хекстет»

2. Методы повышения достоверности, имитостойкости, скрытности адресации протокола модели IPV6

Способ «фиксированных хекстетов» позволяет обеспечивать повышение достоверности приема за счет возможности создания и реализации второго (корреляционного) канала приема как хекстетного, так и общего адресного.

НЛРП в виде ХК $L=16$ относится к оптимальным с точки зрения корреляционных свойств [1], следовательно, применение методов корреляционной обработки снизит вероятность ошибочного приема пакета. Процесс обработки адреса в данном случае схож с процедурой разрешения сигналов радиосвязи, на приеме необходимость разделить сигнальные копии и нейтрализовать их взаимное вредное взаимодействие с учетом их корреляционных свойств. Значение корреляционного интеграла находится с помощью корреляционного приемника, на вход которого поступает НЛРП в виде ХК, а опорная последовательность формируется после обмена ключевыми данными.

3. Структурно – функциональная модель технической реализации

Структурно-функциональная модель технической реализации способа «фиксированных хекстетов» изображена на рисунке 1. Прежде чем передать данные по каналу связи, происходит его защита. А именно, с использованием незащищенного канала передающей стороной происходит передача первообразного элемента и переменной, означающей количество циклических сдвигов, приемной стороне, в зашифрованном по асимметричному алгоритму виде (к примеру, по алгоритму Диффи-Хеллмана). Далее принимаемой стороной на основе полученных данных происходит формирование своего адреса. После этого происходит передача пакета по каналу связи с использованием в адресе КФ НЛРП, $l=16$. Данную модель можно реализовать на основе изобретений, описанных в работах [2,3], усовершенствовав модель изобретения.

На передающей стороне, подобно тому как это реализовано по отношению к модели IPv4, располагаются блоки «управления выбором КФ» и «формирования КФ НЛРП при $L=16$ » (см. рисунок 1 а).

На приемной стороне, подобно тому как это сделано для протокола модели IPv4 [2], имеется устройство формирования кодовых словарей НЛРП длины $L=16$, управление выбором кодовых форм осуществлено по принципу Диффи-Хеллмана. (см. рисунок 1 б).

Формирование КФ НЛРП $L=16$ технически реализуемо на основе применения устройства [4], обеспечивающего возможность формирования множества НЛРП разных длин и кодовых форм, а именно ХК и кодов квадратичных вычетов различных длин из набора значений $L=8, 10, 11, 12, 13, 16$, за счет интеграции в одном устройстве нескольких генераторов и обеспечения возможности программного управления процессом смены длин и кодовых форм.

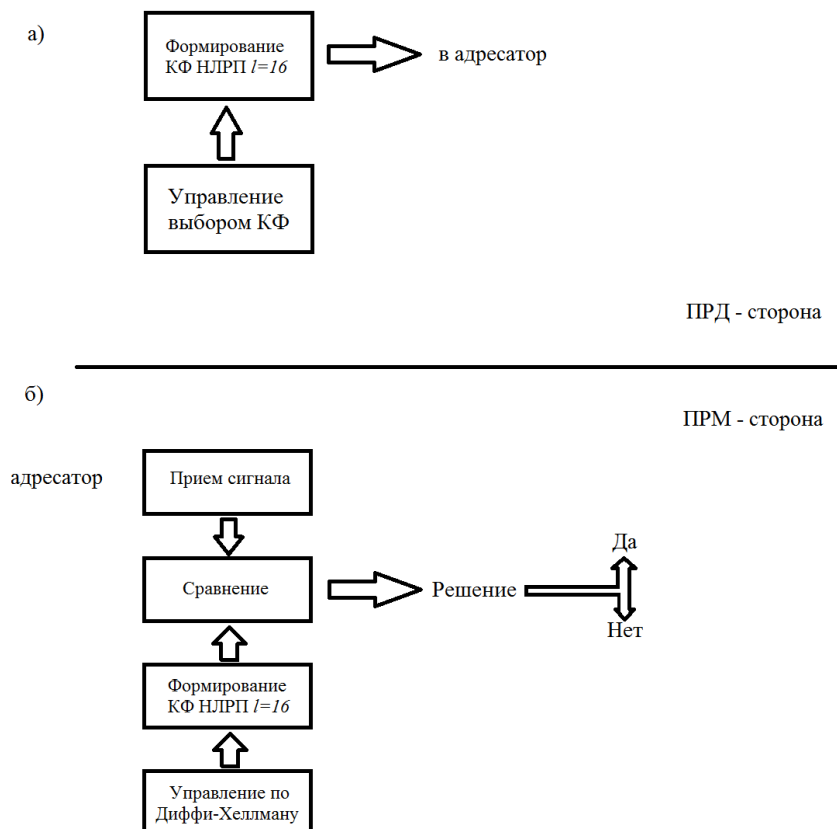


Рис. 1. Структурно-функциональная модель технической реализации способа ФХ

4. Заключение

Применение способов «фиксированных хекстетов» и «динамических хекстетов» для кодирования адресных полей модели IPv6 на основе использования НЛРП позволяет повысить достоверность приема за счет увеличения скрытности и имитостойкости процессов адресации, т.е. способности противостоять преднамеренным воздействиям противника на адресную структуру сети в условиях информационного противоборства.

Список литературы

1. Сныткин И.И., Енин Н.Н., Сизов А.А., Ерофеев Г.А. Построение скрытных адресных процедур модели IPv6 на основе методов фиксированных и динамических хекстетов. Материалы 28-ой Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2018). Т. 2. – Севастополь: СГУ, 2018. – С. 497-500.
2. Сныткин И.И., Енин Н.Н. Проблемы и направления обеспечения скрытности, имитостойкости, криптоустойчивости процессов адресации сетевого уровня модели OSI/ISO открытых телекоммуникационных сетей СПД. 26-я Международная Крымская Конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные С255 технологии» (КрыМиКо'2016). Севастополь. Материалы конференции/СГУ, 2016.
3. Сныткин И.И., Енин Н.Н. Новый метод эффективной скрытной имитостойкой криптоустойчивой адресации и формирования адресного поля для третьего (сетевого) уровня модели OSI/ISO телекоммуникационных сетей СПД. 26-я Международная Крымская Конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные С255 технологии» (КрыМиКо'2016). Севастополь. Материалы конференции/СГУ, 2016.
4. Сныткин И.И., Сныткин Т.И., Федосеев В.Е. Устройство формирования кодовых словарей нелинейных рекуррентных последовательностей. Патент RU 2439657 от 10.01.2012.

Требования к дикторам и аудиторам при оценке защищенности речевой информации

¹ Сейткулов Е. Н., ¹ С.Н. Боранбаев С. Н., ² Давыдов Г. В., ² Потапович А. В.

¹ НИИ информационной безопасности и криптологии, ЕНУ им. Л.Н.Гумилева
ул. Сатпаева, 2, Астана, 010000, Казахстан
erj@mail.ru

² Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь
nil53@bsuir.edu.by

Аннотация: Эта статья посвящена разработке требований к дикторам и аудиторам при оценке защищенности речевой информации. Рассматриваются особенности отбора дикторов методика их подготовки к чтению текста. Предлагается методика отбора аудиторов по слуховой чувствительности и их обучения восприятию речи в условиях сильных шумов.

1. Введение

Защищенность речевой информации от утечки по акустическим каналам определяется разборчивостью речи после прохождения ею через ограждающие конструкции помещений. Под разборчивость речи понимается отношение количества правильно принятых элементов речи (слов или слогов) к общему числу произнесенных [1]. Оценка разборчивости речи проводится методом артикуляционных измерений группой дикторов и аудиторов. Трудоемкость этого метода весьма велика, так как необходима достаточно большая выборка, как по текстовому материалу, так и по количеству дикторов и аудиторов. При этом остается не решенным вопрос правила отбора и подготовки дикторов и аудиторов для оценки разборчивости речи в условиях сильных шумов. Для исключения субъективно-психологических факторов на результаты испытаний и сокращения времени оценки степени защищенности речевой информации, были разработаны инструментально-расчетные методы оценки разборчивости речи [2-3].

Однако, эти методы ориентированы на аудиторов со средней слуховой чувствительностью. Для решения задач оценки защищенности речевой информации по показателям разборчивости речи с использованием расчетных и расчетно-инструментальных методов ориентация на среднюю слуховую чувствительность аудиторов недопустима. Необходимо изменить подход к отбору дикторов и аудиторов и дополнить методики экспериментальных исследований конкретными практическими материалами по обучению аудиторов воспринимать речевые сигналы на фоне маскирующих акустических шумов.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Объектами исследований являются дикторы и аудиторы.

Дикторы должны быть отобраны из людей в возрасте от 18 до 30 лет с хорошей артикуляцией. Количество дикторов должно быть не менее 10 человек, 5 мужского пола и 5 женского. Предварительный отбор дикторов может включать и большее количество, потому что после записи фонограмм и их обработке некоторые записи будут отбракованы по отношению максимальных уровней звукового давления речи к среднеквадратичному значению, которое должно быть не менее 18 дБ.

Запись фонограмм текста необходимо выполнять в акустически заглушенной камере или на студии звукозаписи. Микрофон должен обладать равномерной амплитудно-частотной характеристикой в диапазоне частот от 50 до 10000 Гц с неравномерностью не более 8 дБ. Собственные шумы микрофона не должны превышать 20 дБ со шкалой А, а чувствительность должна быть выше 18 мВ/Па. Оцифровку фонограмм необходимо выполнять с частотой дискретизации не менее 22 кГц.

Прежде чем накладывать шумы на фонограммы необходимо найти спектр речи для каждой их фонограмм в 1/3 октавных и октавных полосах частот. Для 1/3 октавных полос диапазон частот должен составлять от полосы со среднегеометрической частотой 63 Гц до полосы со среднегеометрической частотой 10000 Гц. Для октавных полос частот диапазон должен составлять от полосы со среднегеометрической частотой 63 Гц до полосы со среднегеометрической частотой 8000 Гц. Кроме того, дол-

жен быть рассчитан среднеквадратичный уровень звукового давления для каждой из фонограмм. Все эти данные заносятся в паспорт фонограммы. На фонограммы необходимо наложить «белый» шум с равномерной спектральной плотностью мощности в диапазоне частот от 80 до 10000 Гц и затуханием вне указанной полосы 30 дБ на октаву. Соотношение между среднеквадратичным значением сигнала и среднеквадратичным значением шума должно составлять -12 дБ, - 14 дБ, - 16 дБ, - 18 дБ, - 20 дБ, - 22 дБ, - 24 дБ, - 26 дБ, - 28 дБ и -30 дБ. Для каждой из фонограмм необходимо определить отношение сигнал шум в 1/3 октавных и октавных полосах частот и занести в паспорт фонограммы.

Отбор auditors необходимо выполнять с учетом требований изложенных выше. Auditors должны быть отобраны из людей в возрасте от 18 до 30 лет с хорошей слуховой чувствительностью. Количество auditors должно быть не менее 20 человек, 10 мужского пола и 10 женского. Предварительный отбор auditors может включать и большее количество.

Все отобранные auditors должны обладать следующими характеристиками слуховой чувствительности:

а) слуховая чувствительность должна быть с порогом восприятия чистых тонов не более 0 – 5 дБ в диапазоне частот от 500 до 2000 Гц;

б) дифференциальная слуховая чувствительность по уровню звука не более от 0,5 до 0,9 дБ при средней интенсивности звука 70 дБ на частотах 500, 1000, 2000, 4000 Гц;

в) дифференциальная чувствительность слуха к изменению частоты звука должна быть не более 5 Гц от центральной частоты тона в 1000 Гц и уровнем звукового давления 70 дБ;

г) контрастная чувствительность к звуку на частоте 1000 Гц относительно звука с частотой 400 Гц должна быть не более от 45 до 50 дБ, при звуковом давлении на частоте 1000 Гц в 70 дБ;

д) бинауральный слух должен характеризоваться углом не более от 3 до 10 градусов на частоте 1000 Гц при звуковом давлении в 70 дБ;

е) способность к запоминанию и воспроизведению ритмического рисунка с количеством знаков не менее чем 15 – 20.

Особое внимание должно быть уделено такой характеристике как контрастная чувствительность слуха.

3. Исследование разборчивости аудиторами зашумленных фонограмм

Исследование разборчивости зашумленных фонограмм начинается с упражнений по адаптации auditors к маскирующим шумам путем прослушивания их на головные телефоны в течении от 3 до 5 минут. Далее начинается прослушивание зашумленных фонограмм, начиная с фонограммы с наибольшим соотношением сигнал шум это – 30 дБ. Auditor записывает число распознанных слов. При этом возможно многократное прослушивание этой фонограммы до тех пор, пока auditor не убедится, что число распознанных слов не может быть больше. Рекомендуемое число прослушиваний зашумленной фонограммы не более 10 раз, однако, auditor сам определяет необходимое число прослушиваний. Далее auditor переходит к определению разборчивости следующей зашумленной фонограммы с соотношением сигнал – шум на 2 дБ больше это – 28 дБ. Эксперименты продолжаются далее с увеличением соотношения сигнал – шум до тех пор, пока auditor не сможет распознать 30% процентов слов из фонограммы – это 60 слов при среднем числе слов в фонограмме около 200 слов.

4. Заключение

Данная методика была апробирована на 5 текстах из работы [1] приложение Д таблицы 50, 70, 76, 94, 100, аудио записи которых маскировались «белым» шумом с соотношениями сигнал – шум -12 дБ, - 14 дБ, - 16 дБ, - 18 дБ, - 20 дБ, - 22 дБ, - 24 дБ, - 26 дБ, - 28 дБ и -30 дБ. Количество отобранных дикторов было 28 человек: 20 мужчин и 8 женщин. Число auditors составляло 24 человека: 16 мужчин и 8 женщин. Все дикторы и auditors были в возрасте от 18 до 30 лет. Методика подтвердила, что на разборчивость речи при ее маскировании шумами влияют факторы, связанные с отбором дикторов и auditors.

Список литературы

1. СТБ ГОСТ Р 50840-2000. Передача речи по трактам связи. Методы оценки качества, разборчивости и узнаваемости. Минск, 2000. 366 с.
2. Покровский Н. Б. Расчет и измерение разборчивости речи. М.: Связьиздат, 1962. 392 с.
3. John S. Bradley, Louise M. Legault, Scott Norcross Masking Speech in Open-Plan Offices with Simulated Ventilation Noise: Noise Level and Spectral Composition Effects on Acoustic Satisfaction. Svec Internal Report No. IRC-IR-846 Date of issue: April 2002.

Реализация алгоритма облета препятствий для квадрокоптера ARDrone 2

¹ Тумко В. В., ¹ Начаров Д. В.

¹ Инжиниринговый центр изделий микро и наноэлектроники
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Россия
vladislavlumko@yandex.ru

Аннотация: Представлен результат разработки алгоритма облета препятствий для квадрокоптера ARDrone2. Приведены результаты тестирования автономной работы дрона в полевых условиях.

1. Введение

За последние годы квадрокоптеры приобрели небывалую популярность среди любителей робототехники. Также, они, несомненно, полезны во многих областях деятельности человека, зачастую заменяя его [1]. Квадрокоптеры могут использоваться для следующих задач, которые ранее требовали большего времени и больших человеческих ресурсов:

- поисковые работы;
- доставка грузов;
- выполнение военных задач;
- и др.

Однако, зачастую для корректной работы дрона требуются постоянный его контроль со стороны оператора, вплоть до его прямого управления. Целью данной работы является автоматизация наиболее важного этапа перемещения квадрокоптера ARDrone 2 (рис. 1а) в пространстве — облёта препятствий на пути к цели [2]. В работе представлен алгоритм, позволяющий вывести дрон на поисковые или иные операции без прямого управления со стороны оператора. Также представлены сопутствующие алгоритмы движения квадрокоптера к цели с поиском необходимого объекта (например, человека).

2. Особенности разработки

Для управления квадрокоптером ARDrone 2 доступно специальное приложение. Однако, оно подразумевает полностью ручное управление летательным аппаратом, что не является удовлетворительным для решения сложных задач, где недоступен полный контроль со стороны оператора. Поэтому было решено загружать сценарии движения дрона без дополнительных пользовательских приложений. Данный способ предполагает полную автономность квадрокоптера с момента загрузки сценариев. Для написания сценариев использовался язык JavaScript.

3. Принцип работы алгоритма

Предлагаемый алгоритм облета препятствий (рис. 2b) основан на анализе изображений, поступающих на микроконтроллер квадрокоптера со встроенной фронтальной камеры [3]. Анализ изображений происходит в реальном времени, что позволяет быстро принимать решения о последующих действиях, необходимых для преодоления препятствий. На вход алгоритма поступает изображение, после чего производится распознавание объектов сцены с помощью библиотеки OpenCV. Далее производится выделение объекта, которые препятствуют пролёту дрона к цели. Осуществляется определение границ препятствия с помощью фильтра Собеля, далее производится расчет расстояний от текущей точки нахождения дрона до каждой из граней и определяется наименьший угол поворота, т.е. путь облёта препятствия. Далее производится корректировка направления и скорости вращения винтов для изменения траектории движения дрона. В случае, если объект слишком велик и невозможно определить его края, то производится движение в обратном направлении для поиска краёв

объекта или же рыскание дрона в одном из заданных сценарием направлений. Это необходимо для поиска дальних объектов, чтобы осуществить расчет траекторий облета.

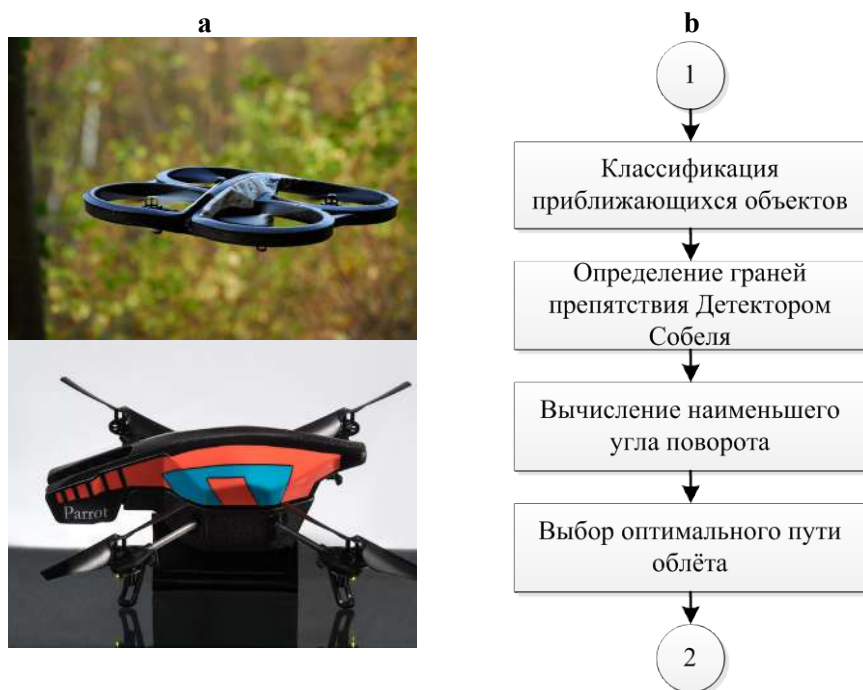


Рис. 1. Квадрокоптер ARDrone 2 (а) и фрагмент алгоритма облёта препятствий (b).

В докладе показаны также результаты разработки алгоритмов движения и поиска объектов с использованием библиотеки машинного зрения OpenCV.

4. Заключение

Предложен алгоритм облета препятствий для дрона ARDrone 2 с использованием библиотеки OpenCV и алгоритмов машинного обучения. Предлагаемый алгоритм позволит производить обследование местности максимально быстро и с минимальным участием оператора. Это является необходимым в критических ситуациях, когда отсутствует связь с оператором и требуется максимально быстро произвести облёт местности с целью поиска объектов (людей, техники и т.д.).

Целью дальнейших исследований является разработка алгоритма автономной работы группы квадрокоптеров.

Список литературы

1. Gong X., Bai Y., Peng C., Zhao C., Tian Y. Trajectory tracking control of a quad-rotor UAV based on command filtered backstepping // Third International Conference on Intelligent Control and Information Processing. IEEE Publ. 2012. pp. 179-184.
2. Куликов В.Е. Система управления квадрокоптером при транспортировке груза на внешней подвеске // Труды Московского института электромеханики и автоматики. 2016. № 14. С. 2-16.
3. Белоконов С.А. Управление квадрокоптером ARDrone при движении по заданной траектории // Труды XIV Международной конференции «Проблемы управления и моделирования в сложных системах». Самара: Самарский научный центр РАН, 2013. С. 506 - 514.

Аппаратная реализация алгоритма цифровой обработки сигналов в FMCW радаре

Тумко В. В., Кузьмин А. А.

Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
vladislavtumko@yandex.ru

Аннотация: Рассмотрены особенности аппаратной реализации алгоритма цифровой обработки сигналов в FMCW радаре. Выполнена отладка представленных в работе блоков быстрого преобразования Фурье (БПФ), цифрового смесителя частоты и адаптивного алгоритма обнаружения цели в условиях шума (CA CFAR), синтезированных на базе программируемой логической интегральной схемы.

1. Введение

Для обработки данных, поступающих от аналого-цифровых преобразователей используются специализированные цифровые сигнальные процессоры (DSP). В состав которых входят блоки цифровой обработки сигналов, требующих вычисления математических функций и алгоритмов с высоким быстродействием, а также, как правило, микроконтроллерное ядро для управления глобальными процессами в устройстве [1]. К данным процессам относится передача данных внешним устройствам по цифровым системам связи (CAN - шина, I2C интерфейс), загрузка в память, управление периферийными модулями. Применительно к FMCW радару, задача данного блока реализовывать функцию БПФ, цифрового смесителя частоты и адаптивного алгоритма обнаружения цели в условиях шума CA CFAR [2, 3].

В данной работе приведены результаты моделирования и аппаратной реализации описанных ранее функций. Рассмотрены особенности их синтеза на программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС).

2. Тестирование БПФ и формирование сигнала

Для тестирования разработанного блока БПФ был сгенерирован сигнал с величиной выборки 512, частотой дискретизации 13,3 МГц. Временные диаграммы результата работы БПФ представлены на рис. 1 (спектр смещен с помощью блока сдвига частоты, описанного далее).

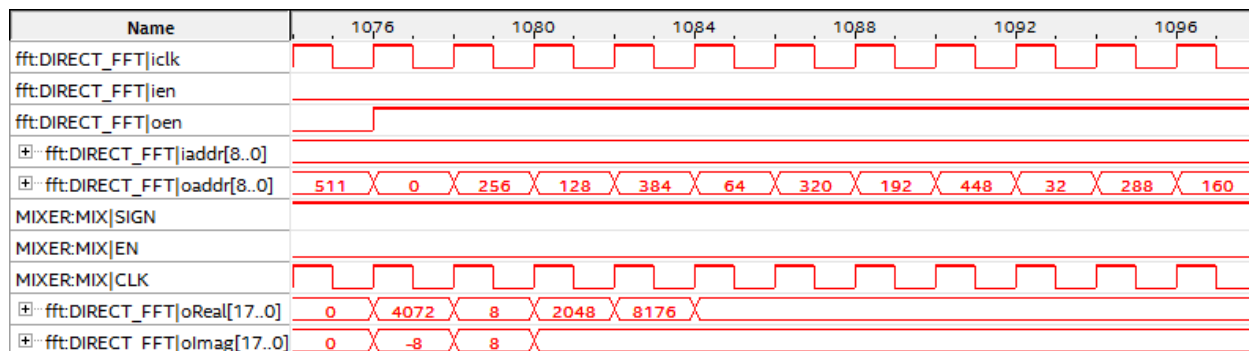


Рис. 1. Результат работы блока БПФ

Была произведена сравнительная характеристика времени работы блока БПФ на микроконтроллере CortexR4F (32 бит) и на ПЛИС CycloneV, в результате чего получены следующие временные показатели: CortexR4F — 5066,04 мкс, CycloneV — 2,76 мкс, что свидетельствует о приемлемой производительности ПЛИС для осуществления БПФ.

3. Блок сдвига частоты

Сдвиг частоты осуществляется путем умножения отсчетов входного комплексного сигнала на отсчеты сигнала с частотой вдвое меньше частоты дискретизации.

Особенностью реализации блока цифрового смесителя является то, что умножаемый сигнал кратен исходному в 2^n раз, а именно в 2^1 , что значительно упрощает его архитектуру.

В результате, для сдвига частоты сигнала потребуется умножение отсчетов реальной и мнимой составляющей на последовательность $[1; -1]$, т.е. для сдвига требуется инвертировать обе составляющие каждого четного отсчет исходного комплексного сигнала.

3. Реализация алгоритма CA CFAR

Возможно использование двух подходов к реализации CA CFAR алгоритма на Verilog. Первый подход предполагает вычисление среднего значения путем параллельного считывания всех ячеек сдвигового регистра (кроме защитных и тестируемой) и расчет суммы. Второй подход предполагает последовательное прибавление к регистру суммы нововошедшего значения из общей выборки значений и вычитание “смещенного”, т.е. того, что больше не входит в рассчитываемую область, а затем вычисление среднего значения (для последующего сравнения с пороговым значением). Второй подход вполне адаптируем к реализации на микроконтроллерном ядре, т.к. обработка происходит последовательно [4].

При операциях деления в аппаратной реализации, для минимизации вычислительных ресурсов, количество тренировочных ячеек желательно выбрать кратно 2^n , чтобы заменить операцию деления на нециклический битовый сдвиг (эквивалент деления на 2^n). При реализации на ПЛИС может использоваться стандартная операция деления с помощью DSP.

Стоит отметить, что количество тактов, затраченное на обработку алгоритмом будет превышать количество отсчетов БПФ (NFFT) на Trainingcells+Guardcells штук. Количество тактов расчета CA CFAR на ПЛИС при текущих выбранных параметрах составит 530 (2,65 мкс).

Изображение Matlab симуляции результатов работы БПФ комплексного сигнала (SNR = 30) представлено на рис. 2 (смещенный сигнал).

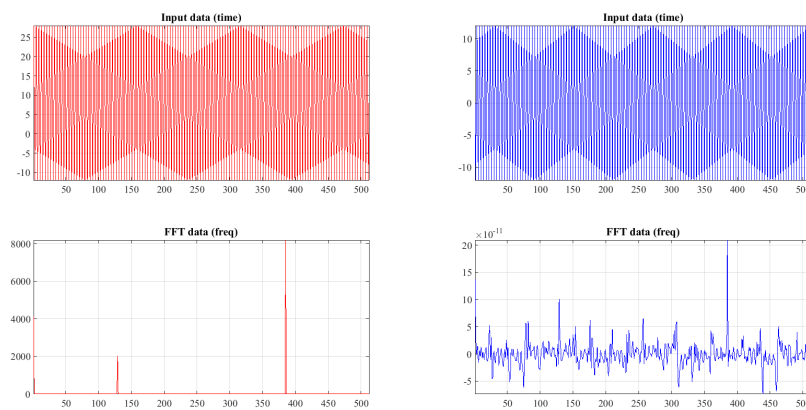


Рис. 2. Результат БПФ сигнала с SNR = 30

Результат обработки данных БПФ Verilog модулем CA CFAR представлен на рис. 3.

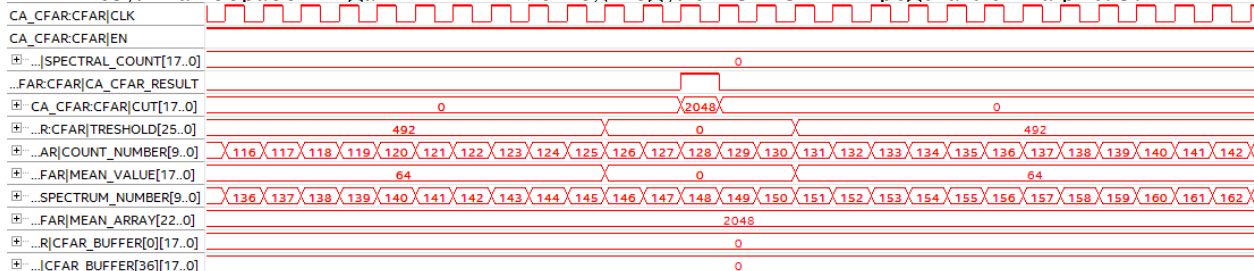


Рис. 3. Временные диаграммы работы модуля CA CFAR(SNR = 30)

Также в докладе представлены особенности оконной фильтрации и результаты моделирования с другими значениями параметров. Приведены особенности отладки представленных блоков.

4. Заключение

Представлена аппаратная реализация алгоритма цифровой обработки сигналов в FMCW радаре. Выделены особенности блоков быстрого преобразования Фурье, цифрового смесителя частоты и адаптивного алгоритма обнаружения цели в условиях шума (CA CFAR).

Выделены особенности отладки представленных в работе блоков. Произведено сравнение работы представленных блоков на микроконтроллере CortexR4F и на ПЛИС CycloneV. Приведены временные диаграммы работы блоков с разными значениями параметров SNR. Целью дальнейших исследований является создание полноценного блока цифровой обработки сигналов в FMCW радаре.

Список литературы

1. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Пер. с англ. М.: Бинум-Пресс, 2006. 656 с.
2. Сколник М. Справочник по радиолокации. М.: Техносфера, 2014. 1352 с.
3. Takeru I. Adaptive constant false alarm rate (CFAR) processor. US Patent №4513286, 23 Apr., 1985.
4. Musha T., Sekine M. CFAR Techniques in clutter. Advanced radar techniques and Systems. Peter Peregrinus Ltd, 1993. 1113 p.

Создание бесшовного изображения на основе псевдоградиентов

¹ Балабанова Т. Н., ² Девицына С. Н.

¹ ФГАОУ ВО «Белгородский государственный национальный исследовательский университет»
ул. Победы, 85, Белгород, 308015, Россия
sozonova@bsu.edu.ru

² ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Россия
sndevitsyna@sevsu.ru

***Аннотация.** Представлен алгоритм создания бесшовного изображения в псевдоградиентной области, основанный на вариационном методе оценки производных. Работоспособность данного алгоритма подтверждена вычислительными экспериментами с реальными изображениями различного типа.*

1. Введение

В настоящее время для большого спектра задач обработки цифровых изображений используется «сшивка» одного изображения из нескольких. Данная задача получила название «создание панорамных изображений» или «стекинг». Задача стекинга возникает не только при создании панорам, но и при вставке объекта в изображение, при создании текстуры и т.д.

Известны методы и алгоритмы, позволяющие получить панорамные изображения, некоторые из этих методов реализованы в фотоаппаратуре. Однако, следует заметить, что в некоторых случаях используемые методы и алгоритмы стекинга изображений не дают удовлетворительный результат. Часто этот факт обусловлен качеством входных изображений, которые могут содержать шумовую составляющую различного происхождения, изображения могут иметь различную освещенность, геометрические рассогласования и многое другое.

Целью любого алгоритма стекинга является получение результирующего изображения, которое будет обладать следующими свойствами:

- элементы результирующего изображения должны быть максимально похожими на входные изображения;
- на результирующем изображении не должен быть видим шов, по которому осуществляется сшивка.

Качество непосредственного сшивания изображения можно улучшить, если рассматривать при сшивке не само изображение, а его псевдоградиентную область.

2. Основная часть

Получение панорамного изображения состоит из нескольких этапов:

1. Нахождение особых ключевых точек на каждом из изображений.
2. Сопоставление найденных ключевых точек между отдельными изображениями.
3. Нахождение матрицы геометрического преобразования (ГП) между связанными изображениями.
4. Непосредственная «сшивка» изображений попарно в соответствии с матрицей геометрического преобразования до полного получения панорамного изображения.

Отметим, что на первом и четвертом этапах создания панорамного изображения возникает необходимость оценки производных. Проблема может возникать в том случае, если в изображении содержатся шумы различного происхождения. В этом случае при поиске ключевых точек с использованием оценок производных возникает много ложных ключевых точек. На четвертом этапе создания панорамного изображения качество расчета производных в значительной мере влияет на результат сшивки.

В данной работе предлагается для поиска ключевых точек на исходных изображениях и для непосредственной сшивки использовать вариационный метод оценки производных [1, 2].

Данный метод оценки производных любого порядка основывается на известной из математического анализа формуле, которая выражает дифференцируемую функцию через ее производную:

$$u(t) = u(t_0) + \int_{t_0}^t f(x) dx, t > t_0 \quad (1)$$

Для представления производной используется выражение

$$f(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega \in \Omega} F(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega, \quad (2)$$

где $F(\omega)$ — трансформанта Фурье.

Соотношение для интерполирующей функции на основе трансформанты Фурье производной можно получить путем подстановки представления (2) в правую часть выражения (1). Используя вариационный принцип минимизации евклидовой нормы производной, несложно получить выражение как для интерполирующей функции, так и для оценки производной.

В данной работе предлагается применить рассмотренный метод для расчета производных, используемых при сшивке изображения, поскольку он является устойчивым к шумовой составляющей изображения, что показано в работах [1, 2].

Вычислительные эксперименты с реальными изображениями различного типа показали, что использование вариационного метода оценки производных позволяют более эффективно находить и сопоставлять ключевые точки, а также непосредственно осуществлять стекинг изображения.

4. Заключение

В работе предложен алгоритм создания бесшовного (панорамного) изображения с использованием вариационного метода оценки производных, который применяется на двух стадиях сшивки изображения: первоначально для поиска ключевых точек на исходных изображениях, а затем для сшивки изображения в псевдоградиентной области.

Использование данного алгоритма целесообразно на изображениях, содержащих шумовую составляющую, поскольку предложенный метод оценки производных является устойчивым к шумам.

Список литературы

1. Жилияков, Е.Г. Вариационные методы анализа и построения функций по эмпирическим данным на основе частотных представлений: Монография / Е.Г. Жилияков. – Белгород: Изд-во БелГУ, 2007. – 159 с.
2. Балабанова Т.Н., Чижов И.И., Голошапова В.А., Стецюк Т.С. Градиентная обработка изображений на основе вариационного метода оценки производных. Научные ведомости БелГУ. Сер. История. Политология. Экономика. Информатика, № 7 (126), 22/1, 2012. С. 166 – 173.
3. Жилияков Е.Г., Созонова Т.Н., Мисливец И.Ю. Вариационный метод оценивания производных и интерполяции сигналов по эмпирическим данным. Вестник ВГУ, сер. Системный анализ и информационные технологии, №2. С. 70-73.
4. Созонова Т.Н., Титова Н.С., Щербинина Т.Н. 2008. Применение вариационных алгоритмов интерполяции и оценки первой производной для некоторых аспектов обработки изображений. Научные ведомости БелГУ, сер. История. Политология. Экономика. Информатика, № 10 (50). Вып. 8/1, 2006. С. 4-12.
5. Балабанова Т.Н., Девицына С.Н., Прохоренко Е.И., Дружников Ю.А. Поиск особых точек при создании панорамного изображения. Информационные технологии в науке, образовании и производстве (ИТНОП-2018)/ VII Международная научно-техническая конференция. Сборник трудов конференции. Изд-во: ООО ГиК (Белгород), 2018. С. 36-41.

Test data distribution system for OSS/BSS-systems testing

Steven S. Nikolaev, Igor O. Sitnikov

*Institute of Radio Electronics and Information Technology -RTF
Ural Federal University named after the first President of Russia B.N.Yeltsin,
Yekaterinburg, Russian Federation
i.o.sitnikov@urfu.ru*

Abstract: *This article describes an approach to testing organization that solves problem of tests required to cover the entire functionality of OSS/BSS-systems, based on the selection and keeping the test data up to date. The effectiveness of the proposed approach has been demonstrated experimentally.*

1. Introduction

OSS/BSS systems that being used by every telecom operator are designed to perform the same tasks and are based on generally accepted principles and standards. However, the implementation of OSS/BSS systems may vary depending on the type of services and scale of the business itself.

OSS is stands for Operational Support System. It is the class of software responsible for automating the management of network and its equipment. The entire technical aspect of the activities of telecommunications companies is concentrated here.

BSS is stands for Business Support System. BSS includes software that provides financial management, accounting, personnel, projects and fixed assets management.

Company's evolution in the field of communication is accompanied by huge losses and many unforeseen difficulties, due to the scale of this type of business. This is especially noticeable for leading telecommunications companies. As for difficulties, we can say that nowadays the telecommunications services market has reached a new stage: it is become more about keeping clients rather than obtaining new ones because cellular communications and mobile devices have become extremely accessible and used by almost every citizen of developed country. Such change of business vector can be seen in a quantity of new services and their costs, not to mention that companies are always ready to give special offers to clients that trying to change their current operator with a new one. To sustain such fast reaction to changes in business and creating new products any company must be sure in stability of their services. In other words, telecom operators have to pay attention to quality of their products and services that can be achieved only after thorough and complex testing.

2. Problems of BSS/OSS-systems testing

There are two main approaches to testing:

1. Manual testing;
2. Automated testing.

Manual testing is a type of testing in which software is examined for errors and defects directly by a person. The main idea of manual testing is that the tester is directly involved in the testing process, without using any additional software. This simulates the interaction of the end user with the current version of the product.

Automated testing is a type of testing in which software being explored for errors and defects with the partial participation of a tester. Most of the testing process is being performed by an auto-test – a special program code that interacts with the objects of testing and generates a report with test results. Automated testing requires much more resources to prepare for writing and executing tests, but vastly decrease the time necessary to fully complete testing process.

One of the typical problems of testing OSS/BSS systems is the large volume of databases. The higher the client base of a telecommunications company, the higher the amount of data to work with. It should be noted that not all records from the table could be useful for a particular test. Testers have to form relatively complex queries in the database, providing data filtering at the very start of testing process. This is necessary in order to reduce the complexity and remove redundant logic from the functions and methods that work with

the results of these queries. The huge size of the database and the complexity of the queries lead to the fact that auto-tests will spend a large amount of time on the selection of input data.

Obviously, full replication of production database is too expensive so companies will run certain procedures that will reduce the volume of test databases, but the amount of data must be enough to be used by multiple executions of auto-tests without the need of recreating test database very often. That means that the volume of databases can be still considered a problem.

In addition to the problem of the size of the databases, there is also a question about the distribution of data between tests. Let us assume a situation in which two different tests that select input data by the same criteria were run simultaneously. In this case, the result of both tests can be extremely unexpected. Therefore, it is necessary to establish a specific mechanism for delegating test data between auto tests.

3. Test data collection and distribution system

To solve the problems that were described in the previous section, it is proposed to develop a special system for the preparation of test data, which is an intermediate layer between the test environment and the database containing necessary information. This system must consist of two main functions:

1. Selection of test data according to certain criteria and their storage in its own database;
2. The distribution of access to this data between tests.

Selection of test data occurs after the first run of tests. All requests to receive information from the database are being sent through the system. At the initial tests execution the system receives and remembers the request, obtain data for this request from the test database, returns the desired value to the test, and then replenishes its own repository with a new set of test data in the background. When you run the tests again, the system will immediately return information from its own repository, which will reduce tests runtime.

The distribution of data access between tests is organized by a special mechanism, which will be triggered whenever tests are requesting data. The mechanism sets a lock flag on the record, which will reset after some short time has elapsed.

Based on the aforementioned information, let's formulate the main components that should be included in the test data storage system:

1. Database storing collected test data and info about selection criteria;
2. The mechanism for updating the test data;
3. The mechanism of blocking data that is currently processed by tests;
4. Interface of test interaction with the system.

The closest analogue of this system is the master-server used in the Google File System developed by Google Inc. [2]. The master-server in GFS is responsible for preparing the metadata in advance to identify the desired server with the data of interest to the user. In our case the metadata is selecting criteria which helps system to find and return appropriate prepared values.

4. Conclusion.

The test data distribution system has significantly reduced the time it takes to complete a test, by reducing input data receiving time. Experimental test run without using this system took nearly 11 seconds to complete when implementing test data distribution system reduced test completion to only 1 second.

The current implementation of the system requires some major improvements:

1. Test data blocking mechanism requires additional ways of setting test data blocking time in order to make data distribution more flexible;
2. Data filling mechanism must be optimized to check test data that was recently given to tests instead of running a background task responsible for actualization of all data stored;
3. Test data distribution needs to be universal by creating additional interfaces to work with other DBMS.

Test environment needs certain modifications too: it is necessary to create an artificial load on the existing systems in order to determine the test run time in a more realistic environment. In addition, it is worth adding one more element to this model, which would assume the role of the billing system and would be responsible for changing subscribers' balance.

References

1. OSSLine: The Definition of OSS/BSS (2010). Available at: <https://en.wikipedia.org/wiki/OSS/BSS> (accessed 6 October 2018).
2. Jenkins User Documentation (2017). Available at: <https://jenkins.io/doc/> (accessed 6 October 2018).
3. Sanjay Ghemawat, Howard Gobioff, Shun-Tak Leung. The Google File System, Proceedings of the 19th ACM Symposium on Operating Systems Principles, pp. 20-43, 2003..

Система получения и обработки данных контроля разнесённых акустических шумов

¹ Терсин В.В., ² Булкин В.В., ³ Хромулина Т.Д.

¹ Муромский завод радиоизмерительных приборов
Карачаровское ш., 2, Муром, 602267, Россия

² Муромский институт Владимирского государственного университета
ул. Орловская, 23, Муром, 602264, Россия
vbulkin@mail.ru

³ Муромский филиал ООО «Владимиртеплогаз»
ул. Первомайская д. 110-а, Муром, 602263, Россия

Аннотация: Представлены результаты разработки экспериментальной проверки системы получения и обработки данных контроля разнесённых акустических шумов. Система реализована с использованием графического языка программирования G среды LabView. Длина измеряемой реализации определяется отношением размера выборки к частоте дискретизации, а количество измерений каждого звукового сигнала – отношением времени анализа к длине измеряемой реализации. Измеренная реализация звукового сигнала в виде 40000 16-ти разрядных двоичных чисел обрабатывается с помощью быстрого преобразования Фурье. Получается дискретный спектр звукового сигнала в диапазоне от 0 до 20 КГц с шагом 1 Гц. Представлены результаты проверки системы с использованием лабораторной акустической камеры и шумозащитного экрана. Сформулированы достоинства и недостатки системы

1. Введение

Проблема шума на городских территориях и в производственных, а также жилых помещениях становится одной из существенных техносферных проблем и задача изучения и анализа акустического шума техногенного происхождения становится актуальной [1].

Применяемые в настоящее время шумомеры относятся к различным классам, имеют разные возможности [2]. Самые современные приборы позволяют оценивать большое количество параметров шума, сохранять результаты измерений, осуществлять встроенную и компьютерную обработку полученной информации. Например, в [3] представлена система, предназначенная для эколого-метеорологического мониторинга окружающей среды. Достоинством системы является применение быстрого преобразования Фурье (БПФ) для получения полного спектра шума в реальном времени. Вместе с тем, известны задачи, когда требуется оценить и сопоставить акустические сигналы в удалённых друг от друга зонах, что предусматривает наличие как минимум двухканальной системы измерений.

Таким образом, актуальной становится задача создания простых, доступных в работе студентам, средств анализа шумовых характеристик разнообразных шумовых сигналов на базе известных вычислительных программ с использованием общедоступных периферийных устройств и систем.

2. Описание системы

Программа одновременного анализа спектров 2-х звуковых сигналов использует графический язык программирования G среды LabView [4,5,6]. Входными данными являются время анализа Time (sek), размер выборки # of samples и частота дискретизации sampling freq (Hz). Длина измеряемой реализации определяется отношением размера выборки к частоте дискретизации и при выбранных по умолчанию одинаковых значениях (40000) равна 1 сек, а количество измерений каждого звукового сигнала – отношением времени анализа к длине измеряемой реализации. Константами задаются число каналов подключения каждого из микрофонов (1), количество бит (16) оцифрованного звукового сигнала и номера каналов подключения микрофонов к USB портам ПЭВМ.

Измеренная реализация звукового сигнала в виде 40000 16-ти разрядных двоичных чисел обрабатывается с помощью быстрого преобразования Фурье FFT. В результате получается дискретный спектр звукового сигнала в диапазоне от 0 до 20 КГц с шагом 1 Гц. По завершению каждого потока (циклов) измерений вычисляется соответствующий усреднённый за заданное время анализа спектр

звукового сигнала, который после перевода в децибелы отображается на экране и запоминается в одномерном массиве.

Отдельно вычисляется средний разностный спектр.

Сформированный двумерный массив сохраняется в файле в виде электронной таблицы с расширением xls. Значения сохраняются в режиме октавных или третьоктавных диапазонов с фиксацией относительно среднегеометрической частоты.

3. Экспериментальная проверка системы

Проверка системы проводилась с использованием лабораторной акустической камеры [7]. Оценка осуществлялась с использованием макета шумозащитного экрана, размещаемого в камере. Для получения акустического сигнала использовались простейшие микрофоны типа Defender, один из которых размещался в камере перед экраном (в зоне прямого распространения акустического сигнала), а второй – в той же камере, но после экрана (в зоне акустической тени). Акустический сигнал – шумоподобный, типа «белый шум», с равномерным распределением в пределах диапазона 20-20000 Гц. Время оценки – 20 сек.

Средний разностный спектр двух каналов измерения, характеризующий ослабление акустического шума экраном, показан на рис. 1. Можно видеть, что наибольшее ослабление экран обеспечивает в диапазоне основной чувствительности уха человека -1000-6000 Гц.

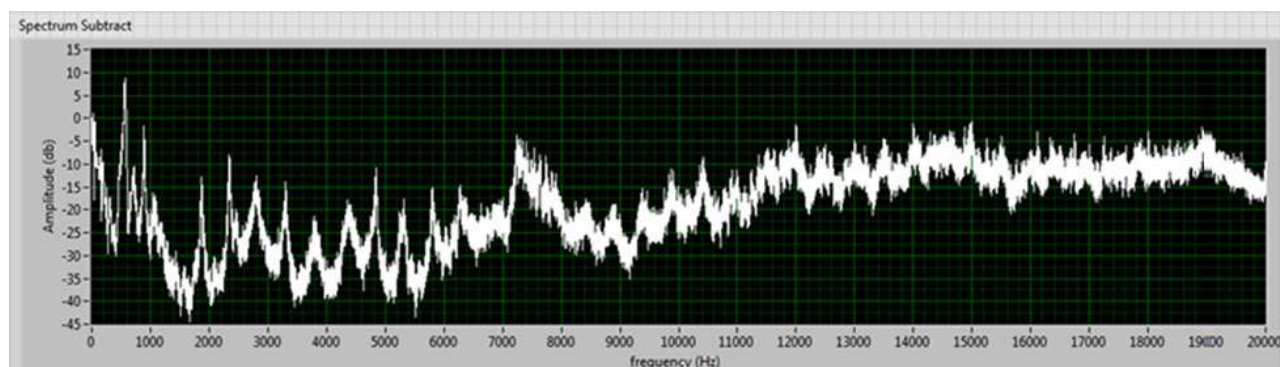


Рис. 1. Средний разностный спектр двух каналов измерения в лабораторной акустической камере

4. Заключение

Разработана двухканальная система, обеспечивающая получение и обработку данных контроля разнесённых акустических шумов. Система реализована на языке программирования G среды LabView. Обеспечивается двухканальный визуальный контроль изменения амплитуды акустического сигнала во времени, среднего спектра сигнала по каждому из каналов, а также среднего разностного спектра контролируемых сигналов. Обеспечена возможность изменения времени измерения.

Достоинство системы в простоте решения и возможность осуществлять измерения с использованием широко распространённых средств: простых микрофонов для персонального компьютера и самого ПК.

К недостаткам можно отнести невысокую точность измерения, что определяется уровнем АЦП, входящего в состав ПК, а также применяемыми микрофонами с большой неравномерностью АЧХ и различием в индивидуальных характеристиках АЧХ.

Система может использоваться в лабораторных или исследовательских работах при анализе пространственно разнесённых акустических шумов, исследовании средств индивидуальной и общей защиты от шума.

Список литературы

1. Щёлокова (Хромулина) Т.Д. Актуальность исследования шумового загрязнения в городах / Ежемесячный Международный научный журнал «Символ науки». – Уфа, 2015, №11-1 – С. 72-74.
2. ГОСТ 17187-2010. Шумомеры. Часть 1. Технические требования. – М.: Стандартинформ, 2012. – 31с.
3. Kirillov I.N., Bulkin V.V. The Mobile System of Urban Area Noise Pollution Monitoring / Problems of Infocommunications Science and Technology (PIC S&T 2015) // Second International Scientific-Practical Conference. -Kharkov, Ukraine: Kharkiv National University of Radioelectronics, 2015. - P. 200–203.
4. Суранов А.Я. LabVIEW 8.20: Справочник по функциям. – М.: ДМК Пресс, 2007. – 536 с.
5. Трэвис Дж., Кринг Дж. LabVIEW для всех. 4-е издание, переработанное и дополненное- М.: ДМК Пресс, 2011. - 904 с.
6. Магда Ю.С. LabVIEW: практический курс для инженеров и разработчиков. – М.: ДМК Пресс, 2011.– 208 с.
7. Зайцев А.В., Пузырёв В.И., Шеронова Т.С., Булкин В.В. Модернизация лабораторной акустической камеры / Методы и устройства передачи и обработки информации, 2018, Вып.20. –С.14-20.

Особенности формирования иницирующего воздействия протокола GEN2 для RFID считывателя

Лукьянчиков А. В.

ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
brain75@mail.ru

Аннотация: Разработано программное обеспечение для формирования иницирующего воздействия протокола GEN2. Обсуждаются результаты работы программного обеспечения формирования иницирующего воздействия протокола GEN2..

1. Введение

При построении систем учета и локализации товаров, последним трендом является использование технологии RFID [1]. Наиболее перспективной RFID технологией является использование протокола GEN2. В этом протоколе допустимо использование как активных так и пассивных меток. Диапазон частот для Российской Федерации 866,0 — 868,0 МГц. Производство считывателей для таких систем осуществляется за рубежом. Реализация RFID считывателя отечественного производства включает решения ряда задач. Во-первых необходимо разработать инструмент для мониторинга и анализа протокола RFID которая решена в [2]. Во-вторых требуется сформировать иницирующее воздействие для высокочастотных меток, чему и посвящена настоящая работа. В третьих требуется принять и распознать ответ от высокочастотной метки.

Решение задачи формирования иницирующего воздействия RFID системы является крайней угольной при разработке отечественного RFID считывателя.

2. Основная часть

Структурная схема системы формирования иницирующего воздействия для RFID системы изображена на рисунке 1. Главным блоком системы является микроконтроллер. Он обеспечивает формирование заданных по протоколу GEN2 временных интервалов. В качестве микроконтроллера выбран микроконтроллер STM32F103C8T6 чтобы обеспечить минимальную стоимость системы в целом. Микроконтроллер выпускается в 48-ми выводном корпусе и создан на ядре Cortex-M3, что обеспечивает достаточное быстродействие для поставленной задачи. Если главным приоритетом обеспечение импортозамещения то возможно использование отечественного контроллера K1896BE92 в 64-х выводном корпусе с таким же ядром (Cortex-M3), однако следует понимать, что такой вариант является более дорогим.

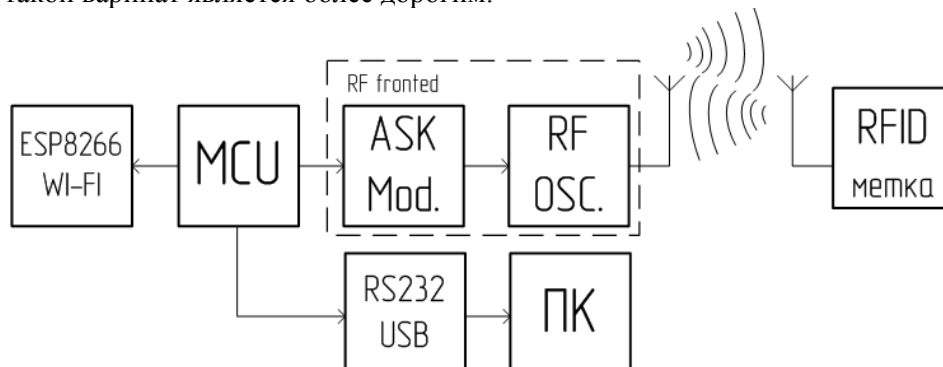


Рис. 1. Структурная схема системы формирования иницирующего возбуждения по протоколу GEN2.

Поэтому при выборе конкретной аппаратной реализации системы следует оценить, что является наиболее приоритетным: стоимость системы в целом или аппаратная независимость от импортных комплектующих в условиях рыночных отношений. Микроконтроллер управляет передатчиком с амплитудной манипуляцией. Требование к передатчику заключается в возможности передачи радиоимпульсов с длительностью 6,25 мкс и более. При этом скорость нарастания фронтов таких импульсов должна удовлетворять требованиям стандарта GEN2. Передатчик нагружен на антенну, которая должна быть согласована с ним в диапазоне 866,0 — 868,0 МГц. Модуль ESP8266 используется для управления системой с использованием Wi-Fi.

В качестве передатчика выбран модуль RF69 изображенного на рисунке 2 компании HOPERF Microelectronics Co,Ltd. HOPERF производит модули, работающие в диапазоне 315, 433, 866, 915 и 2400 МГц. Модули HOPERF продаются в 33 странах мира и их используют в таких направлениях, как навигация, промышленные измерения, мониторинг окружающей среды, медицинская техника, системы безопасности, игрушки, пульта дистанционного управления, умный дом, автосигнализации, радиоканальная охранно-пожарная сигнализация, радиомодемы, счетчики. В данном модуле можно использовать передатчик для формирования инициирующего воздействия протокола GEN2, так-как этот модуль позволяет работать в режиме амплитудной манипуляции с формированием импульсов длительностью 6,25 мкс и крутизна фронтов удовлетворяет требованию стандарта EPC GEN2. Существуют два вида модулей с модификацией W и HW. Модули RFM69W и RFM69HW (рис. 1 а) построены на базе одного чипсета RF69, выполнены в одном форм-факторе 19.7x16 мм и имеют одинаковую распиновку (рис. 1 б). Модули отличаются друг от друга выходной мощностью. У RFM69W максимальная мощность составляет +13 дБм, а у RFM69 +20 дБм. Диапазон настройки выходной мощности можно программно менять с шагом 1 дБ, начиная с наименьшего уровня -18 дБм. Так же RFM69W и RFM69HW имеют встроенный датчик температуры. Управление модулем осуществляется через SPI интерфейс. Размер буфера FIFO составляет 64 байта. Отдельно выведен индикатор подстройки частоты — PLL_LOCK.

Наиболее предпочтительным оказывается модуль RFM69HW потому что он способен дать более высокую мощность излучения, что позволит при проектировании считывателя в целом упростить усилитель мощности. Алгоритм работы изображен на рисунке 3.

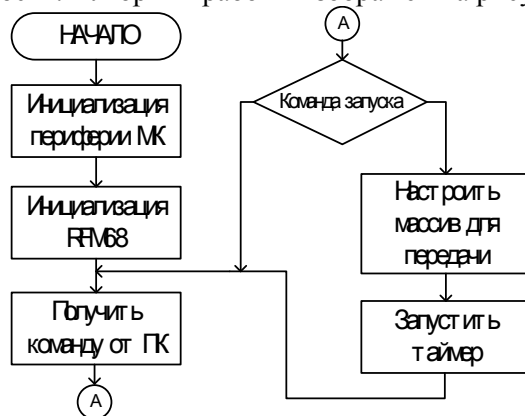


Рис. 3. Алгоритм главного цикла программы формирования инициирующего воздействия по протоколу GEN2.

В блоке инициализации периферии микроконтроллера происходит следующее:

- инициализация системы тактирования;
- инициализация портов ввода/вывода;
- инициализация интерфейса SPI для управления RF69 модулем;
- инициализация интерфейса UART для связи с ПК и модулем EPS8266;
- инициализация таймера.

Таймер необходим для формирования точных промежутков времени при передаче. Частоты тактирования таймера 4 МГц, это соответствует разрешающей способности 0,25 мкс.

В блоке инициализации модуля RFM69 выполняются следующие действия:

- выбор типа модуляции;
- настройка частоты (868 МГц) передачи;
- настройка вывода в качестве цифрового входа модулятора;
- выбор режима работы «передача»;
- настройка крутизны фронта радиоимпульса;
- настройка выходной мощности.

Формирование инициирующего воздействия осуществляется по прерыванию таймера.

4. Заключение

Разработана система формирования инициирующего воздействия по протоколу GEN2, которая позволяет инициировать радиочастотную метку для связи с ней. Это является этапом для создания отечественного считывателя RFID системы. Следующим этапом создания считывателя является разработки системы приема ответа от метки.

Список литературы

1. Лукьянчиков А.В. Повышение точности локализации в RFID системах контроля перемещения объектов // 2017 27th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2017). 10—16 September, Sevastopol, Crimea, 2016. PP-574-579.
2. Лукьянчиков А.В. СИСТЕМА ДЛЯ МОНИТОРИНГА ПРОТОКОЛА GEN2 // 2018 28th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2018). 9—15 September, Sevastopol, Crimea, 2018. PP-487-491.

Разработка программного агента анализа текста (чат-бота) для библиотеки на основе вопросно-ответной системы ТВИН

¹Ивановская А. Н., ¹Аксенов К. А., ²Калинин И. А., ¹Чирышев Ю. В., ¹Аксенова О. П.

¹ ФГАОУ ВО «Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина»
wiper99@mail.ru

² ООО «Уралинновация»
igor_kalinin@hotmail.com

Аннотация: Представлена разработка программного агента анализа текста для библиотеки на основе вопросно-ответной системы ТВИН. Проведен обзор современных платформ для создания чат-ботов. Получены результаты экспериментов с обученным агентом.

1. Введение

Информационные технологии применяются во всех сферах деятельности человека, это позволяет сократить время на обработку большого объема информации. Например, в библиотечной системе, когда читатель обращается за помощью при подборе книги, библиотекарь часто сталкивается с трудностями оперативно предоставить ответ о наличии книги или консультацию по выбору литературы. Эти трудности порождают проблемы быстрой помощи и релевантного поиска. Для решения этих проблем был разработан программный агент анализа текста на основе вопросно-ответной системы ТВИН.

2. Обзор вопросно-ответных систем обработки русской речи, ориентированных на голосовой интерфейс и интерфейс чат-ботов

Вопросно-ответная система (QA-система) – это информационная система, являющаяся гибридом поисковых, справочных и интеллектуальных систем, которая использует естественно-языковой интерфейс. На вход такой системе подается запрос, сформулированный на естественном языке (в виде текста или речи), после чего он обрабатывается с использованием методов NLP, и генерируется естественно-языковой ответ. В качестве источника информации QA-система использует либо локальное хранилище, либо глобальную сеть, либо и то и другое одновременно [1]. На данный момент существует множество облачных решений для нужд NLP и разработки программных агентов анализов текстов [2] на основе вопросно-ответной системы. В таблице 1 приведен обзор нескольких средств для создания чат-ботов, которые могут распознавать голос и анализировать текст.

Таблица 1. Обзор платформ для построения голосовых и чат-ботов

Среда разработки чат-бота	Стоимость	Моделирование машинного обучения	Интеграция с платформами обмена сообщениями	Примечания
Wit.ai (Facebook, 2013) https://wit.ai	бесплатная	Обучение с примерами	Нет. API веб-служб	Существует ограничение в возможности передавать только один запрос в секунду
Api.ai (Google, 2010) https://api.ai	бесплатная	Обучение присутствует	Имеет платные средства для развертывания на Heroku	
IBM WATSON, (IBM, 2010) https://www.ibm.com/watson	Пробная бесплатная версия 30 дней	Обучение присутствует	Имеет интеграцию с Azure	Имеется большой функционал, для освоение которого потребуются навыки и продолжительное время
ТВИН, (TWIN, 2018) https://twin24.ai/	бесплатная	Обучение с примерами	Имеет интеграцию с различными системами коммуникации	Используется для автоматизации call-центров, для синтеза речи использует сервисы Яндекс и Google.

Для разработки программного агента анализа текста для библиотеки выбрана система ТВИН.

3. Описание системы ТВИН

Система ТВИН [3] – это омниканальная коммуникационная платформа для построения голосовых и чат-ботов, способная, в частности, принимать данные на одном языке и передавать на другом. ТВИН может вести голосовую и текстовую запись, выводить подробную статистику и аналитику по

каждому звонку или диалогу. Система ТВИН поддерживает и объединяет 6 каналов коммуникации – SMS, звонки, мессенджеры, онлайн-чат, почта, соцсети. Модуль распознавания речи в системе «Twin» [3-5] использует в своей работе интеграцию двух наиболее развитых на данный момент существующих решений по распознаванию речи – Yandex Speech Kit и Google Speech API.

Платформа обеспечивает возможность подключения к IP-АТС заказчика, использование его оператора связи и интеграцию с практически любой CRM- или ERP-системой. Робот может работать с любой современной IP-PBX. В основе ТВИН заложена работа с Big Data и нейросетями [3].

4. Применение системы ТВИН

Перед разработкой программного агента QA-системы, необходимо выделить именованные сущности и намеренья. Именованной сущностью считается слово или словосочетание, предназначенное для конкретного, вполне определённого предмета или явления, выделяющее этот предмет или явление из ряда однотипных предметов или явлений. Намерение можно определить, как смысл сказанного, т.е. что имел ввиду пользователь, произнеся определенную фразу [6].

В качестве основных сущностей данной предметной области выступают следующие: книга; название; автор; жанр; описание. В качестве специализированных намерений данной предметной области выступают следующие: определить год издания; определить описание книги; определить книгу по названию; определить книгу по ISBN; определить книгу по автору; определить книгу по жанру.

Составные намеренья решают основную проблему понимания человеческой речи, а именно - люди очень часто выражают в одной фразе несколько намерений. Поэтому после добавления именованных сущностей и намерений, для задачи обучения агента проводится разметка составных фраз и тем самым идет наполнение базы знаний агента.

После наполнения базы знаний агента, проводится обучение агента с использованием нейронной сети. Результаты обработки фразы обученным агентом представлены на рисунке 1.

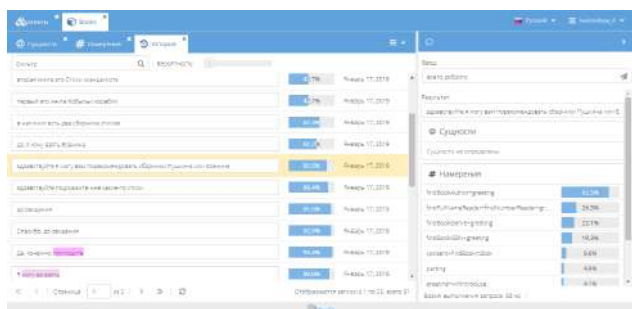


Рисунок 1. программный агент анализа текста для библиотеки

5. Заключение

Разработанный программный агент анализа текста (чат-бот) для библиотеки на основе вопросно-ответной системы решает поставленные проблемы: позволяет быстро ответить на интересующие вопросы читателя относительно наличия и выбора книг. В ходе экспериментов обученный агент в полной мере предоставлял корректную информацию.

Работа поддержана 211 актом Правительства Российской Федерации, договор № 02.A03.21.0006.

Список литературы

1. Никитин А., Райков П. Вопросно-ответные системы [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://gigabaza.ru/doc/67598.html>
2. Oberon. Сравнительный анализ API чат-ботов [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://zen.yandex.ru/media/id/5a814bd15f4967e61ede1a00/sravnitelnyi-analiz-api-chatbotov-5ad0a3238c8be3b509255630>
3. “Features of TWIN”, Twin24.ai, 2018. [Online]. Available: <https://twin24.ai/#features> [Accessed: 7- May- 2018].
4. K. Aksyonov, D. Antipin, T. Afanaseva, I. Kalinin, I. Evdokimov, A. Shevchuk, A. Karavaev, U. Chiryshhev, E. Talancev. Testing of the speech recognition systems using Russian language models. 5th International Young Scientists Conference on Information Technologies, Telecommunications and Control Systems, ITTCS 2018; Yekaterinburg; Russian Federation; 6-8 December 2018. Code 144071. CEUR Workshop Proceedings Volume 2298, 2018, p. 7. <http://ceur-ws.org/Vol-2298/paper13.pdf>
5. K. Aksyonov, I. Kalinin, E. Tabatchikova, U. Chiryshhev, E. Talancev, A. Tarasiev, V. Kanev. Development of decision making software agent for efficiency indicators system of IT-specialists. 5th International Young Scientists Conference on Information Technologies, Telecommunications and Control Systems, ITTCS 2018; Yekaterinburg; Russian Federation; 6-8 December 2018. Code 144071. CEUR Workshop Proceedings Volume 2298, 2018, p. 6. <http://ceur-ws.org/Vol-2298/paper11.pdf>
6. Opencorpora. Инструкция по определению именованных сущностей [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://opencorpora.org/wiki/Nermanual/1>

Поиск соты и синхронизация в 5G NR

Крюков Я.В., Покаместов Д.А., Рогожников Е.В.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
пр. Ленина, 40, Томск, 634050, Российская Федерация
kryukov.tusur@gmail.com

Аннотация: В работе представлен обзор физических сигналов, предусмотренных спецификацией 3GPP 5G New Radio для кадровой синхронизации и поиска соты в системах связи беспроводного широкополосного доступа пятого поколения. Рассмотрен один из алгоритмов кадровой синхронизации и процедура инициализации соты. Получена оценка вероятности неверного обнаружения физического идентификатора по сигналам первичной и вторичной синхронизации. Приведено сравнение помехоустойчивости синхронизации 4G LTE и 5G NR.

1. Введение

В сентябре 2018 года консорциумом 3GPP опубликован 15-й релиз технической спецификации ETSI 38.211 [1], в котором описывается процедура физического уровня систем связи 5G New Radio (NR) [2]. Одно из требований к 5G NR – возможность осуществления быстрой кадровой синхронизации для уменьшения времени подключения устройства к сети.

Блок синхронизации SSB (Synchronization Signal Block) [1] состоит из 3-х сигналов и одного канала. В частотно-временном домене под SSB выделено 300 поднесущих в каждом из 4-х OFDM символов. Далее приводится краткое описание сигналов в блоке.

Сигнал первичной синхронизации PSS (Primary Synchronization Signal) является разновидностью псевдослучайной m -последовательности длительность 127 отсчетов, которая формируется в зависимости от заданного в диапазоне $[0..2]$ идентификатора группы N_{ID}^2 .

Сигнал вторичной синхронизации SSS (Secondary Synchronization Signal) длительностью так же 127 отсчетов генерируется с помощью двух m -последовательностей, одна из которых формируется в зависимости от заданного в диапазоне $[0..353]$ идентификатора группы N_{ID}^1 .

Опорный сигнал DMRS (Demodulated Reference Signal) представляет из себя модулированную с помощью QPSK m -последовательность, которая формируется в соответствии с порядковым номером $iSSB_1$ расположения блока синхронизации в кадре.

Широковещательный канал PBCH (Physical Broadcast Channel) переносит 4 информационных блока со служебными данными, которые доступны для считывания всем пользователям. В каждом SSB по каналу PBCH передается 56 информационных бит, из которых: 24 последних бита – контрольная сумма, 24 начальных бита используются для детектирования первичных параметров конфигурации соты, а с помощью оставшихся бит определяется порядковый номер SSB в кадре.

Конструкция блока обеспечивает возможность кадровой синхронизации по одному SSB, в каждом из которых передается порядковый номер расположения блока в кадре. В одном кадре может содержаться не больше 64 SSB, поэтому для передачи порядкового номера зарезервировано 6 информационных бит. Первые 3 (блок $iSSB_1$) бита передаются с помощью сигнала DMRS, а оставшиеся 3 бита (блок $iSSB_2$) – в канале PBCH.

2. Процедура кадровой синхронизации и поиска соты 5G NR

Первым этапом процедуры синхронизации является обнаружение абонентским устройством PSS в эфире и определение параметра N_{ID}^2 . На основании N_{ID}^2 формируется банк из 345-х опорных SSS с последующим обнаружением SSS и определением параметра N_{ID}^1 . После того, как N_{ID}^1 и N_{ID}^2 найдены, происходит расчет идентификатора соты Cell ID и определение расположения канала PBCH в частотно-временной сетке. На этом этапе в реестре доступных сот абонентского устройства регистрируется новая сота с идентификатором Cell ID и начинается оценка энергетики управляющей базовой станции.

На основании Cell ID формируется банк сигналов DMRS для обработки сигнала DMRS и определения информационной составляющей блока $iSSB_1$, а так же оценки канала передачи и для эквалайзирования канала PBCH, при обработке которого абонентская станция узнает конфигурацию со-

ты, и информационной составляющей блока $iSSB_2$. На основании $iSSB_1$ и $iSSB_2$ происходит расчет порядкового номера $iSSB$ в кадре. После этого становится возможным рассчитать временной интервал кадра и осуществить кадровую синхронизацию.

3. Анализ помехоустойчивости сигналов синхронизации

В основе сигналов синхронизации лежит технология расширения спектра [5], что обеспечивает дополнительное системное усиление при корреляционной обработке. У сигналов PSS и SSS база сигнала составляет 127 (системное усиление 21,03 дБ), а у DMRS - 144 (системное усиление 21,58 дБ), что позволяет обнаружить эти сигналы даже при низкой энергетике.

Проведено математическое моделирование, целью которого было определить вероятность неверного детектирования параметров каждого сигнала в блоке синхронизации при условии верного детектирования параметров остальных сигналов блока. В рамках моделирования происходит формирование, передача в гауссовском канале, а на приемной стороне осуществляется процедура кадровой синхронизации и определение физического идентификатора соты Cell ID по методу, описанному в разделе 2.

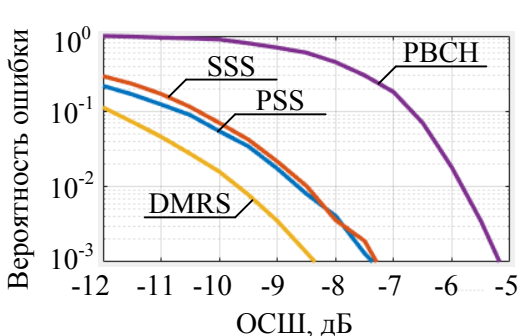


Рис. 1 – Вероятность ошибочного определения сигнальных параметров SSB

Точная кадровая синхронизация достигается при успешной демодуляции данных канала PBCH. Зависимость вероятности ложного определения сигнальных параметров от отношения сигнал/шум в гауссовском канале представлена на рис. 1. Результат моделирования показал, что кадровая синхронизация с вероятностью ошибки менее 10^{-3} достигается при отношении сигнал/шум на входе корреляционного приемника не менее -5 дБ (по каналу PBCH). Обнаружение соты с вероятностью ложного обнаружения менее 10^{-3} достигается при отношении сигнал/шум на входе корреляционного приемника не менее -7,35 дБ (по сигналу SSS). В системе 4G LTE также самая вероятность обнаружения соты и кадровой синхронизации достигается при ОСШ не менее -4,35 дБ [].

Анализируя результат моделирования можно сделать вывод о том, что для успешной кадровой синхронизации NR требуется значени ОСШ в канале на 0,65 дБ больше, а для идентификации соты – на 3 дБ меньше, чем в системе LTE.

4. Заключение

В работе рассмотрена процедура кадровой синхронизации и поиска соты 5G NR по сигналам, которые предусмотрены технической спецификацией ETSI 38.211. Для кадровой синхронизации LTE необходимо осуществить корреляционную обработку 2-х сигналов: PSS и SSS, а в NR - осуществить комплексную обработку синхронизационного блока, состоящего из 3-х сигналов и 1-го канала.

Результат моделирования показал, что для синхронизации в NR на входе корреляционного приемника требуется значение ОСШ на 0,65 дБ меньше, чем в LTE. Однако, для передачи сигнала синхронизации LTE выделено меньше ресурсных элементов, чем в NR. За счет увеличения длительности сигналов синхронизации (по сравнению с LTE) достигается увеличение точности оценки ошибки временной и частотной синхронизации, а за счет более частой передачи в кадре блока синхронизации уменьшается время инициации абонентским устройством процедуры получения доступа к сети базовой станции.

Работа осуществлена при поддержке гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержке научных исследований молодых российских ученых. Номер гранта МК-1126.2019.9.

Список литературы

1. 3GPP TS 38.211: “NR; Physical channels and modulation”.
2. Lien S. Y. et al. 5G new radio: Waveform, frame structure, multiple access, and initial access //IEEE communications magazine. – 2017. – Т. 55. – №. 6. – С. 64-71.
3. Dahlman E., Parkvall S., Skold J. 4G: LTE/LTE-advanced for mobile broadband. – Academic press, 2013.
4. Trifonov P. Efficient design and decoding of polar codes //IEEE Transactions on Communications. – 2012. – Т. 60. – №. 11. – С. 3221-3227.
5. Dixon R. C. Spread spectrum systems: with commercial applications. – New York : Wiley, 1994. – Т. 994.
6. Yang X. et al. PSS based time synchronization for 3GPP LTE downlink receivers //2011 IEEE 13th International Conference on Communication Technology. – IEEE, 2011. – С. 930-933.

Особенности построения системы передачи информации двумерными сигналами

Дегтярев А. Н., Мирянова В. Н.

Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Россия
degtyaryov1966@yandex.ru

Аннотация: Показано, что структурные схемы модулятора и демодулятора системы передачи информации двумерными сигналами с пониженным уровнем межсимвольной интерференции и межканальных помех можно построить по классическим схемам модулятора и демодулятора. Отличие предлагаемой системы от известных систем состоит в способе обработки принимаемых сигналов.

1. Введение

Особенностью современных цифровых систем передачи информации (СПИ) является то, что уровни межсимвольной интерференции (МСИ) и межканальных помех (МКП) превышает уровень шума в канале связи. Современная теория утверждает, что одновременное снижение уровней МСИ и МКП до любого заранее заданного значения при обусловленных параметрах соседних каналов связи затруднено. Следует отметить, что даже незначительное повышение помехоустойчивости систем влечет за собой существенное усложнение СПИ. В работе [1] показано, что решение задачи одновременного снижения уровней МСИ и МКП, а, следовательно, повышения помехоустойчивости и эффективности СПИ связано с разработкой новых методов описания сигналов. В качестве такого метода в монографии [2] предложен метод ортогонализации функций, основанный на определении веса ортогональности. Особенностью этого метода является тот факт, что получаемый вес является знакопеременной функцией.

Таким образом, целесообразно рассмотреть особенности построения систем передачи информации, в которых реализован предложенный способ снижения межсимвольных и межканальных помех.

2. Модулятор двумерных сигналов и формализация задачи

К двумерным сигналам относятся: сигналы фазовой и амплитудно-фазовой модуляции, квадратурной амплитудной модуляции и квадратурной модуляции сигналами в виде весовых откликов. Структурная схема модулятора таких сигналов показана на рис. 1.

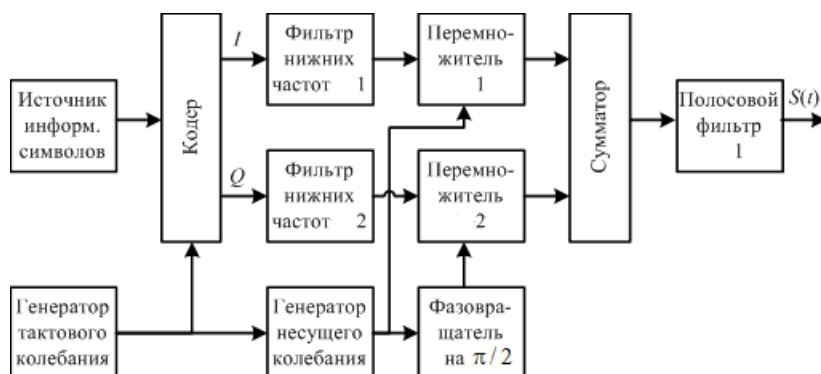


Рис. 1. Структурная схема модулятора двумерных сигналов

Выходной сигнал модулятора $S(t)$ представляет собой сумму двух квадратурных составляющих, формируемых из сигналов кодера I и Q . В случае, когда по каналу связи передается последовательность информационных символов, сигнал на выходе сумматора приобретает вид

$$S(t) = \sum_{j=0}^M (a_j \cos \omega_0 t + b_j \sin \omega_0 t) g(t - jT), \quad (1)$$

где коэффициенты a_j и b_j определяют координату j -го информационного символа на сигнальной плоскости, ω_0 — частота несущего колебания.

Здесь принято, что фильтры нижних частот (ФНЧ) 1 и 2 идентичны и имеют импульсную характеристику $g(t)$.

3. Демодуляция двумерных сигналов

Пусть функции $g(t-kT)$ удовлетворяют условиям:

$$\begin{cases} J_1 = \int_{nT}^{nT+\alpha} g(t-nT)g(t-kT)\cos^2 \omega_0 t p(t) dt = \begin{cases} 1, k=n, \\ 0, k \neq n, \end{cases} \\ J_2 = \int_{nT}^{nT+\alpha} g(t-nT)g(t-kT)\cos \omega_0 t \sin \omega_0 t p(t) dt = 0, \text{ аёү ёраûð } n \neq k, \\ J_3 = \int_{nT}^{nT+\alpha} g(t-nT)g(t-kT)\sin^2 \omega_0 t p(t) dt = \begin{cases} 1, k=n, \\ 0, k \neq n, \end{cases} \end{cases} \quad (2)$$

где α — интервал времени принятия решения о том, какой из информационных символов был передан, $p(t)$ — весовая функция.

Условием существования $p(t)$ является непротиворечивость системы уравнений (2).

При выполнении условий (2) структурная схема демодулятора двумерных сигналов может быть представлена схемой, показанной на рис. 2.

На первые входы перемножителей поступает сигнал $S(t)$, который записывается согласно выражению (1). На вторые входы перемножителей 1 и 2 подаются соответственно опорные колебания

$$z_1(t) = \sum_{k=1}^{\infty} g(t-kT)\cos \omega_0 t p(t), \quad z_2(t) = \sum_{k=1}^{\infty} g(t-kT)\sin \omega_0 t p(t).$$

С выхода верхнего и нижнего интеграторов получаем соответственно координаты сигнала

$$\int_{jT}^{jT+\alpha} S(t)z_1(t)dt = a_j, \quad \int_{jT}^{jT+\alpha} S(t)z_2(t)dt = b_j.$$



Рис. 2. Структурная схема демодулятора двумерных сигналов

4. Заключение

Структурные схемы модулятора и демодулятора СПИ с пониженным уровнем МСИ и МКП, можно построить по классическим схемам модулятора и демодулятора СПИ, использующей для передачи информации двумерные сигналы. Отличие предлагаемой системы от известных систем состоит в способе обработки принимаемых сигналов. Так, генератор опорных сигналов коррелятора предлагаемого приемника вырабатывает не копию принимаемого сигнала, а копию принимаемого сигнала, перемноженную с весовой функцией. Таким образом, предлагаемый метод обработки принимаемых сигналов не приводит к существенному усложнению системы передачи информации.

Список литературы

1. Дегтярев А.Н., Афонин И.Л., Мирянова В.Н. Повышение эффективности систем передачи информации путем ортогонализации сигнального базиса // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2018. Т. 1. № 1. С. 62—77.
2. Дегтярев А.Н. Ортогонализация функций и повышение помехоустойчивости высокоскоростных систем передачи информации. М.: Вузковский учебник. Инфра-М. 2015. 152 с.

Система связи с использованием динамических псевдослучайных последовательностей

¹ Епов А. Э., ¹ Филареева И. Д., ¹ Веденькин Д. А.

¹ ФГБОУ ВО «Казанский национальный исследовательский технический университет
им. А.Н. Туполева – КАИ»
ул. Карла Маркса, 10, Казань, 420111, Российская Федерация
denis_ved@icloud.com

Аннотация: Представлены результаты анализа модели системы связи, использующей в процессе кодирования информации динамически изменяемые псевдослучайные последовательности. Предложена методика проведения оценки качества получаемых псевдослучайных последовательностей, разработана модель системы связи, использующей данный метод.

1. Введение

Развитие инфокоммуникационных технологий введет к повышению количества устройств, передающих, принимающих и обрабатывающих информацию, что увеличивает количество автоматических и автоматизированных процессов. При этом объем создаваемой информации имеет тенденцию к росту благодаря возможностям современных информационных систем. Примером может служить распространение микроконтроллеров. Микроконтроллеры все чаще применяются в беспроводной передаче информации между различными устройствами. Также развиваются различные чипы и смарт-карты, которые, как и микроконтроллер, содержат память и могут выполнять некоторые логические операции. Федеральной законодательной базой большое внимание уделено качеству систем, обеспечивающих конфиденциальность передаваемой информации и удовлетворяющих требованию по безопасности информации. Основной характеристикой систем конфиденциальной связи является эффективность использования ресурсов линий связи, поэтому обеспечение высокого качества конфиденциальной связи является актуальной задачей.

2. Цель и задачи исследования

Криптосистема считается надежной если она представляет собой «чёрный ящик» и нет статистической зависимости между входной и выходной последовательностями передаваемой информации. Если данное свойство обеспечивается, то формируемая последовательность является псевдослучайной последовательностью (ПСП) и это необходимое условие, т.к. от этого зависит качество работы шифратора.

Целью проведенных исследований является поиск методов реализации алгоритмов с применением генераторов ПСП и анализ их применения в радиосвязи. К основным задачам исследования можно отнести следующее:

1. Анализ литературных источников и существующих решений по теме исследования.
2. Разработка виртуальной модели и метода оценки для тестирования псевдослучайных последовательностей (ПСП).
3. Тестирование ПСП с использованием предложенного метода.
4. Анализ полученных результатов.

3. Обобщенная схема криптосистемы

Криптографическая система – может быть представлена программной, аппаратной или программно-аппаратной реализацией. Разница заключается в том, что шифрование и дешифрование будет выполняться как программа на любом устройстве, используя ресурсы этого устройства или на заранее спроектированном устройстве.

Обобщенный процесс работы криптосистемы состоит из шифрования и дешифрования информации, которая передается по линии связи (рисунок 1). Передающая сторона выбирает открытое сообщение, шифрует его используя ключ и передает на приемную сторону. На приемной стороне, шифротекст подвергается дешифрованию, используя ключ и получается на выходе открытый текст.

Необходимо отметить, что если ключ на приемной и передающей стороне одинаковый, то система называется системой с синхронным ключом или системой с симметричным шифрованием. Если ключ отличается, то система называется системой с асинхронным ключом или системой с асимметричным

шифрованием. В асинхронных системах ключ хоть и отличаются, но они связаны между собой по определенному правилу, что дает возможность дешифрования информации без её искажения.

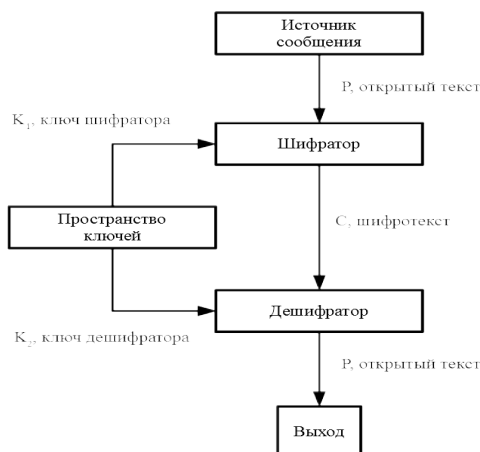


Рисунок 1. Обобщенная схема криптосистемы.

Работу схемы можно описать следующим образом. На выходе источника сообщений формируется открытый текст, представляющий собой массив символов, например $P = p_1 \dots p_n, i = \overline{1, n}$, где p_i – блок или символ открытого текста, i – порядковый номер символа из n возможных символов.

После преобразования в шифраторе, из открытого текста P получается шифротекст C , где $C = c_1 \dots c_n, i = \overline{1, n}$, c_i – блок или символ открытого текста, i – порядковый номер символа из n возможных символов.

Функция шифрования обозначим как $E, C = E(P)$, т.е. шифрование по определенному алгоритму изменяет исходное сообщение P . На обратной стороне происходит обратное преобразование $P = D(C)$, где D – функция дешифрования. Шифрование и дешифрование обратимые процессы, поэтому выполняется условие $E(P) = D(C)$.

В докладе рассмотрены экспериментальная модель, методика, применяемая для тестирования ПСП и результаты проведенных исследований.

4. Заключение

При анализе известных способов рассмотрена работа системы криптографического преобразования информации, передаваемой в тестовой линии связи. Для формирования ключей используются генераторы ПСП, обладающие криптографической стойкостью. В систему интегрирована современная реализация генератора ПСП и произведена статистическая и графическая оценка работы генератора. В заключении можно сделать вывод, что на основе полученных результатов моделирования, предложенный метод возможно использовать в блоке шифрования и дальнейшее развитие может быть продолжено в направлении развития функции обратной связи. Реализация методов применения теории детерминированных систем в формировании функции обратной связи. Подбор параметров генератора ПСП с динамической обратной связью предположительно позволяет применять метод в условиях ограниченных ресурсах вычислительных систем. Это утверждение обусловлено тем, что сам алгоритм имеет малое количество элементарных математических операций и открыт для дальнейшего развития.

Список литературы

1. Gi-Hyun Hwang, Dae – Ki Kang, Design and Analysis of High-Performance Smart Card with HF/UHF Dual-Band RFID Tag and Memory Functions. International Journal of Distributed Sensor Networks. Volume 2013, Article ID 562954, 8 page.
2. Петухов, А. С. Система шифрования на основе криптографических примитивов в виде некоммуникативных групп. / А.С. Петухов, А.С. Шувалов, А.Н. Леухин // Информационные технологии в профессиональной деятельности и научной работе: сб. мат. Всеросс. Науч. Конф. С межд. Уч., в 2 ч. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2011. – Ч. 2. – с. 81-86.
3. Антонов Ю.П., Щербаков В.А. Способ шифрования информации, представленной двоичным кодом Патент на изобретение №2581772.
4. Афанасьев В.В., Логинов С.С., Польский Ю.Е. Анализ и синтез нелинейных радиоэлектронных динамических устройств и систем с варьируемым шагом временной сетки. Казань: Изд-во КГТУ, 2013. 220 с.
5. Иванов М.А. Криптографические методы защиты информации в компьютерных системах и сетях. М.:КУДИЦ-ОБРАЗ, 2001 – 368 с.
6. Брюс Шнайер. Прикладная криптография. Протоколы, алгоритмы, исходные тексты на языке Си. 2-е издание. Издательство Триумф, 2002 г. ISBN 5-89392-055-4, 0-471-11709-9

Программный комплекс ICCreatech для автоматизации учета полупроводниковых пластин, проведения измерений и анализа полученных данных

Аргунов Д. П., Безрук А. В., Ширяев Б. В., Ющенко А. Ю.
 Акционерное общество «Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов»
 ул. Красноармейская, 99а, Томск, 634034, Россия
 bezruk_av@niipp.ru

Аннотация: Автоматизация различных производственных процессов и перевод документооборота в электронный формат представляет собой важную задачу для повышения эффективности производства. В данной работе представлены результаты разработки специализированной автоматизированной информационной системы, предназначенной для сопровождения процесса производства монокристаллических интегральных схем. Разработаны серверные и клиентские решения для создания электронных сопроводительных документов, выполнения автоматизированных измерений электрических характеристик и анализа результатов измерений.

1. Введение

На сегодняшний день практически не существует процессов, которые обходятся без автоматизации. В условиях постоянно усложняющихся изделий и технологий остро встают вопросы повышения эффективности работы, повышения качества выпускаемой продукции, повышения безопасности, сокращения степени влияния человеческого фактора и т.д. Для автоматизации информационного сопровождения процесса изготовления полупроводниковых монокристаллических интегральных схем (МИС) в АО «НИИПП» был разработан специализированный программный комплекс, решающий ряд обозначенных проблем.

2. Архитектура системы

Разработанный программный комплекс является распределенной автоматизированной информационной системой с многозвенной клиент-серверной архитектурой. Для построения серверного слоя, отвечающего за бизнес логику, была предложена и реализована модульная архитектура. Каждый серверный модуль представляет собой полноценный независимый ТСР/П сервер, способный обрабатывать соединения от клиентов и предоставляющий определенный набор функций и методов. Серверные модули также могут взаимодействовать между собой, к примеру, для авторизации пользователей на выполнение действий с ограниченным доступом.

На рис.1 представлена схема взаимодействия пользователей и компонентов программного комплекса.

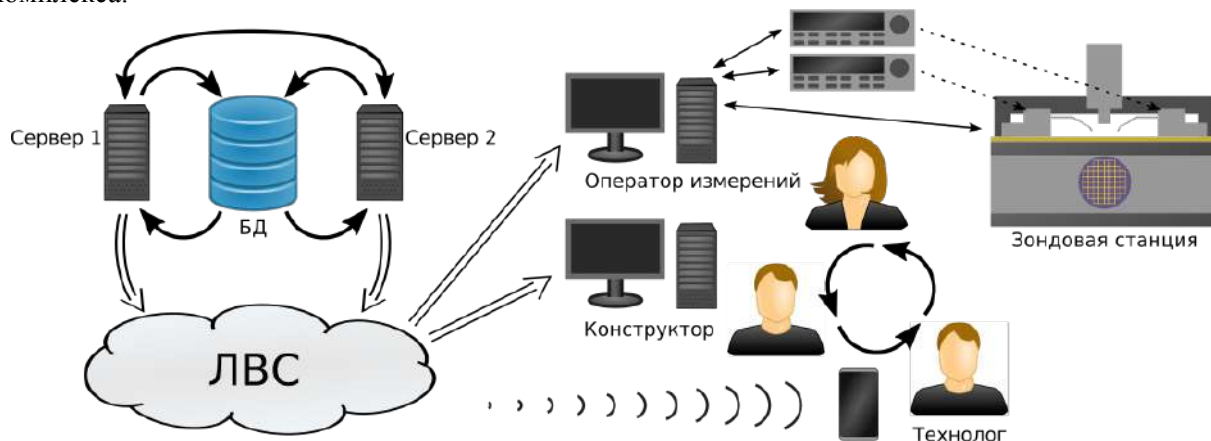


Рис. 1. Схема взаимодействия компонентов и пользователей

В перспективе модульная система сервера позволит при необходимости легко масштабировать серверный слой бизнес логики, либо разнести отдельные модули на различные физические сервера для балансировки нагрузки на информационную систему. Клиентские программы выполнены в виде законченных программ, способных функционировать независимо друг от друга, в которых реализован специальный программный интерфейс позволяющий аутентифицировать пользователей через единое управляющее приложение.

3. Состав и возможности прикладных программ, входящих в программный комплекс

SDS Client – программа выполняется в фоновом режиме на персональных компьютерах конечных пользователей и предназначена для их аутентификации в системе, а также управления процессом своевременной доставки обновлений клиентских программ, входящих в состав комплекса.

ICC Environment – прикладная программа, взаимодействующая с информационной средой комплекса. Позволяет вести автоматизированный учет полупроводниковых материалов (партий, эпитаксиальных структур, отдельных полупроводниковых пластин), комплектов фотошаблонов, технологий (технологические операции, блоки операций, маршруты) и сопроводительных листов. Приложение имеет набор инструментов, позволяющих легко формировать будущий технологический маршрут, как из отдельных операций, так и из готовых блоков операций, предварительно сохраненных в БД. Также имеется функционал для гибкой настройки адаптивных логических связей между операциями и возможностями технологии, с последующим сохранением маршрута в виде базовой технологии. Базовые технологии позволяют легко составлять новые технологические маршруты для разрабатываемых МИС путем простого выбора возможностей, требуемых для изготовления данной МИС.

ICC WaferMapper – программа предоставляет функционал для создания и редактирования карт раскроя полупроводниковых пластин. Позволяет формировать как простые карты пластин, равномерно заполненные одинаковыми МИС, так и карты с более сложной внутренней организацией из топологически различных МИС. Созданные карты передаются в БД для дальнейшего использования.

ICC ProMeasurement – данная прикладная программа предназначена для автоматизации управления зондовой станцией и процесса измерения электрических параметров отдельных МИС на неразделенной полупроводниковой пластине. Программа имеет модульную архитектуру на базе динамически подключаемых библиотек классов .NET, благодаря чему возможно расширение функционала, добавление поддержки дополнительного периферийного и измерительного оборудования, а также добавление новых плагинов автоматизации измерений без изменения кода основной программы.

ICC CuPrUm – программа предназначена для анализа, обработки результатов автоматизированных измерений электрических характеристик МИС, проведения отбраковки МИС по измеренным характеристикам с последующим сохранением карты годных. Позволяет визуализировать результаты измерений электрических характеристик МИС. Благодаря использованию технологий визуализации на базе OpenGL, реализована возможность отображения большого объема результатов измерений без ущерба производительности программы.

ICC Technologist – приложение для платформы Android, основное назначение которого заключается в предоставлении доступа к информационным ресурсам системы, например, электронным сопроводительным документам, для мобильных сотрудников, таких как технологи и операторы различных технологических и измерительных постов.

4. Заключение

В результате внедрения разработанного программного комплекса в АО «НИИПП» были успешно автоматизированы измерительные процессы, а также оптимизирована отработка результатов измерений электрических характеристик выходного и промежуточного контроля изготавливаемых СВЧ МИС. На данный момент ведется работа по интеграции электронного оборота сопроводительных документов и расширению функционала прикладных модулей.

Системы и алгоритмы защиты информации от утечки по каналам ПЭМИН

Буневи́ч М.А., Каленкович Е.Н., Майоров А.И.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники,
ул. П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь
bunevich@bsuir.by

***Аннотация:** Представлены результаты экспериментальных исследований поиска побочных электромагнитных излучений и наводок основных видеоинтерфейсов персональных компьютеров.*

1. Введение

Развитие новых информационных технологий сопровождаются такими негативными явлениями, как промышленный шпионаж, компьютерные преступления и несанкционированный доступ к секретной и конфиденциальной информации. Особую остроту проблема защиты информации приобретает в связи с повсеместной и массовой компьютеризацией информационных процессов. Учитывая тот факт, что потеря информации может привести не только к экономическим убыткам компаний и организаций, но в некоторых случаях даже к человеческим жертвам, ее сохранение является актуальной проблемой. Поэтому защита информации в настоящее время становится одной из важнейших государственных задач в любой стране [1].

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Объектом исследований являлись каналы утечки информации, формируемые побочными электромагнитными излучениями и наводками (ПЭМИН) основными интерфейсами передачи графической информации в персональных компьютерах (ПК): VGA, DVI, LVDS.

Методика проведения эксперимента заключалась в измерении уровня электромагнитного излучения персонального компьютера и фоновых электромагнитных шумов и дальнейшей обработки полученных данных. Методика проведения эксперимента следующая:

- 1) при выключенном ПК измеряется спектрограмма фоновых шумов при вплотную поднесенной антенне к исследуемому ПК;
- 2) при включенном исследуемом ПК в тест-режиме одного из интерфейсов снимается спектрограмма смеси ПЭМИН и фонового шума;
- 3) сравниваются полученные спектрограммы сигналов и принимается решение о наличии сигнала ПЭМИН и локализации его по частоте (частотам);
- 4) проводятся аналогичные измерения на расстоянии 1 м от исследуемого ПК.

Обнаружение ПЭМИН в рамках данной работы проводились при помощи специализированных программно-аппаратных комплексов.

3. Результаты проведения экспериментальных исследований

Исследование уровня ПЭМИН от ПК основывается на общих принципах измерения напряженностей электрических и магнитных полей с учетом определенной специфики, которая заключается во-первых в малой мощности измеряемых сигналов и во-вторых – в сложно предсказуемой картине электромагнитных излучений конкретного ПК.

Реальные информативные сигналы ПЭМИН в общем случае не являются периодическими сигналами и, соответственно, спектр таких сигналов может не иметь ярко выраженных пиков на спектрограмме. Поэтому для облегчения решения задачи обнаружения сигналов и для проведения измерения максимального уровня ПЭМИН исследуемый ПК переводился в специальный режим работы, который позволял обеспечивать большое количество изменений направления тока в проводящих линиях.[2]

Составляющие спектра ПЭМИН, порождаемые протеканием токов в цепях, по которым пере-

даются сигналы, содержащие информацию, являются потенциально информативными ПЭМИН. Примерами таких сигналов являются сигнальные линии интерфейсов передачи данных от контроллера клавиатуры или мыши к портам ввода/вывода ПК, линии передачи сигналов от видеоадаптера к монитору, цепи формирования шины данных системной шины компьютера и др.[3]

К неинформативным источникам ПЭМИН относят цепи формирования и передачи сигналов синхронизации, линии передачи сигналов аппаратных прерываний, цепи источника питания и др.

На рисунке 1 представлены результаты измерений уровня ПЭМИН для интерфейса VGA при работе в тестовом режиме с разрешением 1280x1024 пикселей и частотой кадровой развертки 60 Гц. Полоса пропускания измерительного приемника была выбрана 30 кГц и использовано усреднение для уменьшения уровня шумов.

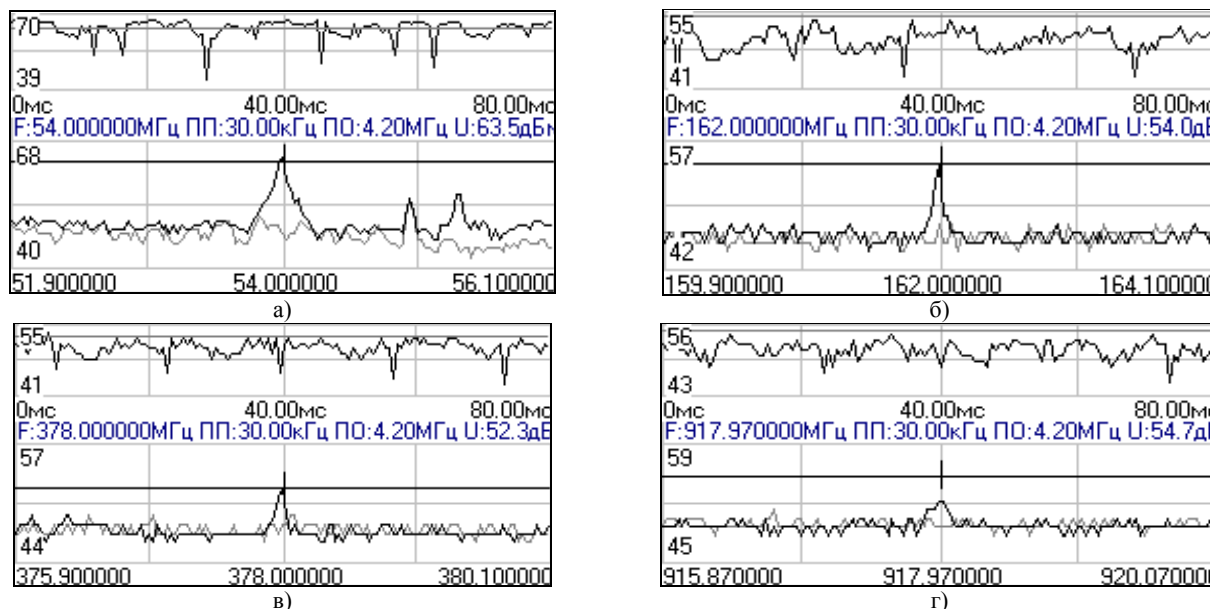


Рис. 1. Спектрограммы и осциллограммы составляющих ПЭМИН интерфейса VGA.

На рисунке 1 показаны найденные составляющие ПЭМИН для 1-й (а), 3-й (б), 7-й (в) и 17-й (г) гармониках (частоты 54, 162, 378 и 918 МГц соответственно).

Уровень сигналов первой гармоники в этом случае превысил уровень фоновых шумов на 28 дБ.

4. Заключение

Полученные результаты исследований показывают, что сигналы ПЭМИН видеоинтерфейсов ПК имеют достаточно высокий уровень в наблюдаемом диапазоне частот до 1 ГГц. Это может представлять опасность с точки зрения утечки информации по каналам ПЭМИН и требуется принимать меры для минимизации рисков. [4]

Список литературы

1. Малюк. К.К. Информационная безопасность: концептуальные и методологические основы защиты информации. / К.К. Малюк. – М.: Горячая линия-Телеком, 2004. - 280 с.
2. Васечкин Е. А., Таранов А. Б., Модель сигналов побочных электромагнитных излучений видеоинтерфейсов / Е. А. Васечкин, А. Б. Таранов // Труды СПИИРАН — 2016, № 47 — С.46–64
3. Engdahl T. VGA analogue display connector [Electronic resource] — Mode of access: http://www.epanorama.net/documents/pc/vga_bd15.html. – Date of access: 15.01.2019
4. Майоров А.И. Риск утечки конфиденциальной информации через видеотракт ПЭВМ по каналу ПЭМИН / А.И. Майоров, М.А. Буневич, К.Ю. Дорох // Сборник докладов 54-й научной конференции аспирантов, магистрантов и студентов УО «БГУИР» 2018. – Минск: БГУИР, 2018. С. 135-136

Использование интеллектуальных методов анализа рисков в инфокоммуникационных системах

Маслова Мария Александровна
Севастопольский государственный университет, Россия
e-mail: mashechka-81@mail.ru

Аннотация. В современном мире идет постоянный рост информации и информационных технологий, рискоориентированный подход к управлению информационной безопасностью инфокоммуникационных систем компаний представляется все более перспективным. Но помимо развития, существуют угрозы и риски, влияющие как на имидж, так и на финансовую составляющую компаний. Поэтому одной из главных задач есть оценка, анализ и предотвращение рисков информационной безопасности в инфокоммуникационных системах с помощью использования современными методиками в совокупности с применением интеллектуальных методов анализа.

1. Введение

На данном этапе развития в сфере информации, информационных систем и технологий идет процесс постоянного развития и усовершенствования в различных областях человеческой деятельности. Поэтому одной из задач в этом направлении является защита этих систем для их эффективного функционирования с помощью определенных методик определения угроз и информационных рисков. Инфокоммуникационные системы являются одними из самых чувствительных к надежной и безопасной работе информационных систем. Неотъемлемой частью нынешнего общества есть информационная безопасность (ИБ). Поэтому компании инфокоммуникационной отрасли должны иметь хорошую оснащенность средствами обеспечения ИБ, которые должны быть автоматизированными, повышать управляемость и при этом быть катастрофоустойчивыми. Тогда работа компании будет проходить в стабильном, непрерывном режиме работы всех процессов. Но из-за постоянного увеличения уровня рисков информационной безопасности, старые методы определения рисков в ИТ-системах, имеющих в инфокоммуникационных системах компаний уже не справляются, т.к. они видоизменяются со временем, и появляется необходимо постоянного усовершенствования методов поиска и защиты.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Объектом исследования являлись методики оценки рисков в инфокоммуникационных системах:

- 1) *Существующие методики.*
- 2) *Методика интеллектуального анализа данных.*

3. Методики определения и анализа рисков в инфокоммуникационных системах

Для компаний основной задачей есть получение оптимальных технологий оценки, анализа рисков с достижением максимальной эффективности, поэтому необходимо выбрать и применить наилучшие методы защиты, анализа и определения рисков в инфокоммуникационных системах. Интеграция телекоммуникаций и информационных технологий в единую отрасль – инфокоммуникации – это общемировая тенденция, которая ориентирована на развитие телекоммуникационной сети и расширение на её основе числа глобальных информационных сервисов.

Наиболее сложными современными информационными структурами, ориентированными на крупные компании, являются инфокоммуникационные системы с использованием большого числа компьютеров, архитектуры клиент-сервер, специализации серверов и т.д. При этом базы данных состоят их больших объемов данных [1].

Требования к безопасности инфокоммуникационных систем устанавливаются путем методического определения рисков безопасности, с помощью которых уже принимаются решения и применяются средства для снижения рисков. В данный момент для выявления, анализа и контроля рисков информационной безопасности используют программные комплексы, например такие как: RiskWatch, CRAMM, SISSI, RISAN, COBRA, MINIRISK, OCTAVE, FRAP, Microsoft, ГРИФ, АванГард [2]. Данные методики, в основном производят сбор первичных данных о действиях пользователей, проводят их автоматизированный анализ (учитывая политику безопасности) и производят необходимые действия, такие как: ограничение прав пользователей, информирование администраторов и т.д. [3].

Данные методики имеют некоторые недостатки:

- они предназначены в основном для крупных компаний;
- для работы с ними необходимы высококвалифицированные аудиторы;
- большая стоимость лицензии (от 2000 \$ до 10000\$) за одно рабочее место;
- основаны в основном на качественном и количественном методе, что приводит к снижению эффективности;
- базы знаний формируются на субъективной оценке и их необходимо постоянно обновлять (очень трудоемко и финансово затратно);
- постоянное видоизменение атак (необходимо постоянно совершенствовать и усложнять средства защиты);
- наличие запаздывающего противодействия.

Для выявления зависимости в больших объемах данных, необходимо применять - интеллектуальный анализ данных. Так же он может выявлять скрытые, неочевидные и существующие взаимосвязи, исследовать сложные процессы и обнаруживать фрагменты с однородными свойствами и создавать перспективные системы защиты информации. При этом информационный анализ данных не применяется как самостоятельное решение - его применяют в комплексе с традиционными алгоритмами из-за несовершенства современных интеллектуальных методов, которые находят скрытые закономерности, классифицируют объекты, но не выясняют человеку причину их выбора[4, 5].

4. Заключение

Были рассмотрены существующие методики оценки, анализа рисков, из которых видно, что в сфере ИБ инфокоммуникационных систем - оценка рисков очень важна, т.к. компании несут огромные финансовые потери при некачественной оценке рисков связанных с осуществлением угроз ИБ. Поэтому необходимо идти на шаг вперед, для этого нужно применять существующие методики оценки и анализа рисков риск-менеджмента в качестве источника информации для принятия решений, в совокупности с интеллектуальными методами анализа данных, совершенствовать их, убирая имеющиеся ограничения и недостатки, при этом создавать саморазвивающуюся систему анализа рисков.

Список литературы

1. Колесников А. В., Маслова М.А. Усовершенствование возможностей компьютерного парка кафедр факультета информационных технологий ВУЗа за счет использования терминальной архитектуры и технологии «тонкий клиент» // Перспективы развития информационных технологий: сборник материалов XXIII Международной научно-практической конференции / Под общ.ред. С.С. Чернова. – Новосибирск: 2015. Секция 8. С. 126 – 132.
2. nCircle Vulnerability Scoring System. [Электронный ресурс] / Режим доступа: <https://habr.com/ru/company/pt/blog/266485/>
3. Пугин, В.В., Губарева, О.Ю. Обзор методик анализа рисков информационной безопасности информационной системы предприятия. Т-сomm Серия: Телекоммуникации и транспорт. М. 2012. №6.
4. Губарева Ольга Юрьевна Оценка рисков информационной безопасности в телекоммуникационных сетях // Вестник ВУиТ. 2013. №2 (21).
5. Дюк В. А., Самойленко А. П. DataMining: учебный курс // СПб.: Питер, 2001. 53 с

Anti-eavesdropping properties of OFDM TCS, based on multi-parameter Golay transforms¹

¹Labunets V., ¹Komarov D., ¹Chasovskikh V., ²Smetanin Yu., ³Ostheimer E.

¹Ural State Forest Engineering University,
Sibirsky trakt, 37, Ekaterinburg, Russia, 620100, Russia
vlabunets05t@yahoo.com

²Federal Research Center "Information and Control" of the RAS
Vavilov street 44 (2), Moscow, Russia, 119333
ysmetanin@rambler.ru

³Capricat LLC, Pompano Beach, Florida, 33062, USA
katya@capricat.com

Abstract:

In this paper, we aim to investigate the superiority and practicability of multi-parameter Golay transforms (MPGT) from the physical layer security (PHY-LS) perspective. We propose novel Intelligent OFDM-telecommunication system, based on many-parameter Golay transform. New system uses inverse MPGT for modulation at the transmitter and direct MPGT for demodulation at the receiver. The purpose of employing the MPGTs is to improve the PHY-LS of wireless transmissions against to the wide-band anti-jamming communication. Each MPGT depends on finite set of independent Jacobi parameters (angles), which could be changed independently one of another. When parameters are changed, multi-parametric transform is changed too taking form of a set known (and unknown) orthogonal Golay transforms. We implement the following performances as bit error rate (BER) and symbol error rate (SER) for novel OFDM-TCS. Previous research has shown that the conventional OFDM TCS based on discrete Fourier transform (DFT) has unsatisfactory characteristics in BER, PARP, SWSC and in anti-eavesdropping communications. We study novel OFDM-TCS to find out optimal values of angle parameters of MPGT optimized anti-eavesdropping effects.

1. Introduction

Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM) has been widely employed in modern wireless communications networks [1,2]. Unfortunately, conventional OFDM signals are vulnerable to malicious eavesdropping and jamming attacks due to their distinct time and frequency characteristics. To overcome its issues we can use key generation techniques based on many-parameter Golay transform (MPGT) instead of discrete Fourier transform (DFT) in OFDM communications. Our implementation contains three agents: two legitimate agents Alice and Bob who want to communicate with each other. An illegitimate agent (stated as Eve) tries to listen to Alice's and Bob's OFDM-TCS and try to find out the "key" so that she can to eavesdrop the confidential information. We intend to demonstrate the network performance of Intelligent-OFDM-TCS based on MPGT $\mathbf{GT}_{2^n}(\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_q)$ under eavesdropping, which are constituted by Eve.

2. The object of the study

Each MPGT $\mathbf{GT}_{2^n}(\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_q)$ depends on finite set of independent Jacobi angle parameters $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_q$, which could be changed independently one of another. When parameters are changed, sub-carriers, corresponding to multi-parametric transform, are changed too taking form of all known (and unknown) orthogonal sub-carriers that transmit useful information. For this reason, the concrete values of parameters $\varphi_1 = \varphi_1^0, \varphi_2 = \varphi_2^0, \dots, \varphi_q = \varphi_q^0$ are specific "key" for entry into OFDM-TCS. Vector $(\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_q)$ of parameters belong to q -D torus space $[0, 2\pi)^q$. For $(2^n \times 2^n)$ -MPGT $\mathbf{GT}_{2^n}(\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_q)$ q is equal to $O(2^{n-1})$. If, for example, $n = 10$ ($2^{10} = 1024$), then the torus $[0, 2\pi)^q$ will has dimension $10 \cdot 2^9 = 5120$ (it

¹ This work was supported by the RSF grant 19-11-00125.

is not 1-D radio frequency axis in the Fourier analyses!). Scanning of the space $[0, 2\pi]^{5120}$ for find out the “key” (the concrete values of parameters $\varphi_1 = \varphi_1^0, \varphi_2 = \varphi_2^0, \dots, \varphi_q = \varphi_q^0$) is a hard problem.

3. Simulation Results

Simulations have been done in MATLAB. In the simulation, the OFDM TCS’s parameters are assumed as follows: M-QAM modulation, where $M = 2^8 = 256$ ($d = 8$), the length of MPWT is $N = 256$ (i.e., the number of subcarriers is 256), every time-slot (OFDM-symbol) is a row from grey-level (256×256) -image “Lena”, the number of time-slot equal to 256 (it is equal to the number of rows of “Lena”). The length of bit-stream of a single time-slot is equal to $8 \times 256 = 2048$. Data of 2048 bits are sent in the form of 256 8-bit symbols (one symbol is of 8 bits).

Now, we provide some simulation results to substantiate our theoretical claims for MPGT $\text{GT}_{2^n}(\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \varphi_4)$ with initial values of four parameters $(\varphi_1^0, \varphi_2^0, \varphi_3^0, \varphi_4^0) = (\pi/3, \pi/4, \pi/7, \pi/6)$. If Eve knows these parameters then she receive the same message as Bob. In order to protect corporate privacy and sensitive client information from the threat of electronic eavesdropping Alice and Bob use the following defense mechanism: they change parameters $(\varphi_1^0, \dots, \varphi_q^0) \rightarrow (\varphi_1^{rT}, \dots, \varphi_q^{rT}) = (\varphi_1^0 + \Delta\varphi_1^{rT}, \dots, \varphi_q^0 + \Delta\varphi_q^{rT})$, $r = 0, 1, 2, \dots$, where $(\varphi_1^0, \dots, \varphi_q^0)$ are initial values of parameters at the initial time t_0 , T is the period of changing parameters. It would be interesting to know how BER and SER are changing with respect to deviation $(\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \varphi_4)$ from initial values $(\varphi_1^0, \varphi_2^0, \varphi_3^0, \varphi_4^0)$. Fig. 1 shows **BER**(φ_1) and **SER**(φ_1) (bit and symbol error rates) versus φ_1 in noiseless case.

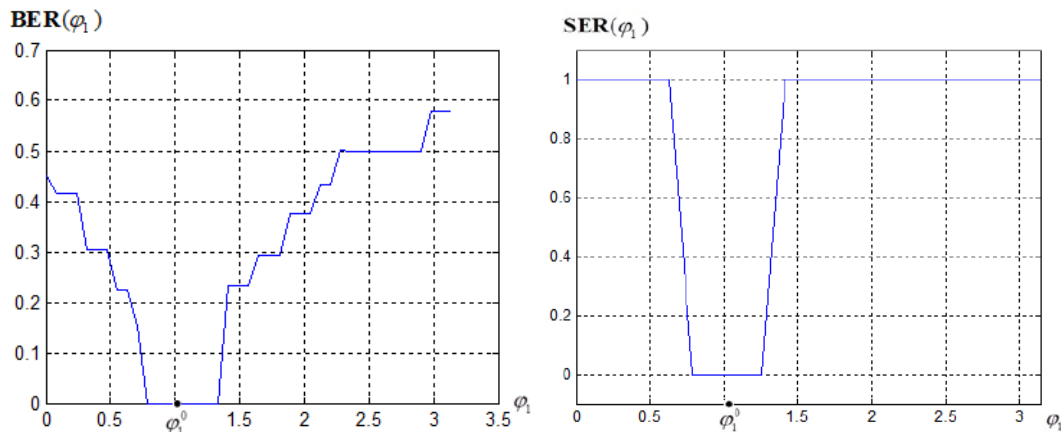


Fig.1. **BER**(φ_1) and **SER**(φ_1) measurements versus φ_1 , where $\Delta\varphi_1 = \pi/20$, $\varphi_1^0 = \pi/3 \approx 1.0472$,

b) $\varphi_2^0 = \pi/4 \approx 0.785$, c) $\varphi_3^0 = \pi/7 \approx 0.4488$, d) $\varphi_4^0 = \pi/6 \approx 0.5236$.

When parameters in transmitter (Alice) and eavesdropper (Eve) are the same, we have **BER** = 0 and **SER** = 0. This means that Eve successfully intercepts Alice’s messages. All graphics have V-like form. It means, that if Alice and Bob change work value of parameters, but Eve use previous value, then Eve will receive Alice’s message with big mistakes.

4. Conclusion

In this paper, we proposed a novel Intelligent OFDM-telecommunication systems based on multi-parameter Golay transform. The purpose of employing the MPGT is to improve anti-eavesdropping communication. Theoretical analysis and simulation results prove that the proposed OFDM-TCS has better anti-eavesdropping performance than the conventional system.

References

1. Chang, R.W. Synthesis of band limited orthogonal signals for multichannel data transmission // Bell Syst. Tech. J. 1966. V. 45. P. 1775-1796.
2. Salzberg, B.R. Performance of an efficient parallel data transmission system // IEEE Trans. Commun. Technol. 1967. V. 15. P. 805-813.

Цифровая обработка сигналов в телекоммуникациях на основе параметрического дискретного преобразования Фурье

¹Пономарева О.В., ¹Пономарев А.В., ¹Смирнова Н.В.

¹Ижевский государственный технический университет им. М. Т. Калашикова
Студенческая ул., д. 7, г. Ижевск, УР, 426069, Россия

Аннотация: Предложено обобщение дискретного преобразования Фурье в виде параметрического дискретного преобразования Фурье. Исследованы аналитические и стохастические свойства введенного дискретного преобразования. Дан пример приложения параметрического дискретного преобразования Фурье в телекоммуникациях – обобщение известного алгоритма Герцеля

1. Введение

Методы векторной¹ и спектральной² цифровой обработки сигналов (ЦОС) играют важнейшую роль в информационных технологиях, которые в настоящее время широко используются в телекоммуникациях [1-6]. Актуальность процесса цифровизации телекоммуникаций объясняется в основном двумя причинами. Во-первых, методы и алгоритмы ЦОС позволяют эффективно решать задачи по обработке и передаче на расстояние поступающей информации. Во-вторых, методы и алгоритмы ЦОС позволяют получать достоверную информацию (сведения) о состоянии телекоммуникационных комплексов и каналов связи, а также проводить анализ и обработку информации о процессах и явлениях происходящих в них.

Как показала практика, классический Фурье – анализ, основанный на дискретном преобразовании Фурье (ДПФ), наряду с целым рядом преимуществ обладает также и принципиальными недостатками, которые проявляются в виде специфических эффектов (*эффектов наложения, частоты, утечки, гребешкового эффекта*).

Недостатки ДПФ определяются природой ДПФ, а также свойствами его базиса – системы дискретных экспоненциальных функций (ДЭФ). В работах [7-9] показано, что применение известных методов уменьшения влияния негативных эффектов присущих ДПФ, к сожалению, не решает проблемы цифровой Фурье – обработки сигналов.

Целью настоящей работы является решение проблемы цифровой Фурье – обработки сигналов в телекоммуникациях путем обобщения ДПФ в виде параметрического дискретного преобразования Фурье (ДПФ-П)

2. Параметрическое дискретное преобразование Фурье

ДПФ-П – это разложение дискретного сигнала $x(n)$, $n = \overline{0, N-1}$ по системе параметрических ДЭФ (ДЭФ-П):

$$def_p(k, n, \theta) = W_N^{(k+\theta)n} = \exp\left[-j \frac{2\pi}{N} (k + \theta)n\right], \quad k, n = \overline{0, (N-1)}, \quad 0 \leq \theta < 1. \quad (1)$$

ДПФ-П в матричной форме задается следующим уравнением:

$$S_{N,\theta} = \frac{1}{N} F_{N,\theta} X_N, \quad 0 \leq \theta < 1, \quad (2)$$

где $X_N = [x(0), x(1), \dots, x(N-1)]^T$ – дискретный сигнал $x(n)$, $n = \overline{0, N-1}$, представленный в виде

¹ **Цифровая векторная обработка сигналов** – совокупность методов дискретной Фурье – обработки дискретных сигналов, которые позволяют получать полную информацию о гармонических составляющих исследуемых сигналов (о амплитуде, частоте, фазе каждой из составляющих и/или их изменений во времени).

² **Цифровая спектральная обработка сигналов** – множество методов дискретной Фурье – обработки дискретных сигналов, которые позволяют получить только энергетические спектры и/или их изменение во времени.

вектора линейного N -мерного пространства; T – знак транспонирования вектора;
 $S_{N,\theta} = [s(0, \theta), s(1, \theta), \dots, s((N-1), \theta)]^T$ – коэффициенты разложения дискретного сигнала $x(n)$, $n = 0, N-1$, по системе ДЭФ-П, задаваемой матрицей $F_{N,\theta}$, представленные в виде вектора линейного N -мерного пространства; $F_{N,\theta}$ – матрица, задающая систему ДЭФ-П:

$$F_{N,\theta} = \begin{matrix} & \begin{matrix} 0 & 1 & \dots & (N-1) \end{matrix} \\ \begin{matrix} 0 \\ 1 \\ \vdots \\ (N-1) \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & W_N^\theta & \dots & W_N^{\theta(N-1)} \\ 1 & W_N^{(1+\theta)} & \dots & W_N^{(1+\theta)(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_N^{(N-1+\theta)} & \dots & W_N^{(N-1+\theta)(N-1)} \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (3)$$

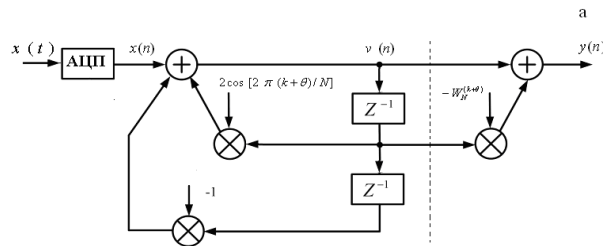
В докладе исследованы основные аналитические и стохастические свойства ДЭФ-П, доказана справедливость теорем линейности, сдвига, корреляции и теоремы Парсеваля для ДПФ-П и приведено доказательство существования обратного ДПФ-П (ОДПФ-П). Проведено обобщение понятия периодичности сигнала в виде *параметрической периодичности сигнала*:

$$x_\theta(n) = x(n \bmod N) W_N^{\theta N \text{ent}[n/N]}, \text{ где } \text{ent}[\cdot] \text{ – символ взятия целой части.} \quad (4)$$

3. Обобщение алгоритма Герцеля на основе ДПФ-П

Алгоритм Гёрцеля (*Goertzel algorithm*) реализует ДПФ в виде БИХ фильтра и широко применяется при решении задач по детектированию и декодированию DTMF сигналов, используемых в телекоммуникациях. Алгоритм (фильтр) Герцеля, кроме фиксированности набора анализируемых частот: $\{2\pi k/N\}$, где $k = 0, N-1$, N – число отсчетов сигнала, обладает более существенным недостатком. Дело в том, что фильтр Герцеля находится *на грани устойчивости*.

В докладе предлагается обобщенный алгоритм Герцеля на основе ДПФ-П (рис. 1), который свободен от указанных недостатков.



АЦП – аналого-цифровой преобразователь, z^{-1} – задержка дискретного сигнала на 1 отсчет

Рис.1 – Структура БИХ-фильтра, реализующего обобщенный алгоритм Герцеля на $(k + \theta)$ -й частоте при $0 \leq \theta < 1$

4. Заключение

Предложен новый, эффективный математический аппарат цифровой спектральной и векторной обработки сигналов в телекоммуникациях.

Список литературы

1. Прэтт У. Цифровая обработка изображений: В 2-х книгах. Перевод с англ. М.: Мир, 1982.– 790 с.
2. Дружинин В.В., Кантор Д. С. Проблемы системологии (проблемы теории сложных систем).–М.: Сов.Радио,1976.–296 с
3. Dudgeon D.E. Multidimensional Digital Signal Processing Prentice Hall, 1995. — 406 p.
4. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Перевод с англ.–М.: Мир, 1990.–584 с.
5. Gonzalez R.C., Woods R.E. Digital Image Processing, 4th Ed. Published by Pearson..–1168 (2018).
6. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов: Перевод с англ.– М.: Мир. 1978.–839 с.
7. Пономарева О.В. Развитие теории и разработка методов и алгоритмов цифровой обработки информационных сигналов в параметрических базисах Фурье: дис....д-ра техн. наук: 05.13.01. – Ижевск, 2016. – 357 с.
8. Ponomarev V.A. Ponomareva O.V., Ponomarev A.V. Method for Effective Measurement of a Sliding Parametric Fourier Spectrum. Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing, vol. 50, no. 2, pp.1-7. (2014).
9. Пономарев В.А. Пономарева О.В., Пономарев А.В. Измерение временных спектров дискретных сигналов на конечных интервалах // Вестник ИжГТУ имени М.Т.Калашникова, 2016.-Т.19.-№ 2.-С.80-83.

Слепая деконволюция сигналов на основе модели импульсных нейронных сетей

Бондарев В. Н.

Севастопольский государственный университет
ул. Университетская 33, г. Севастополь, 299053, Россия
bondarev@sevsu.ru

Аннотация: Рассматривается векторно-матричная модель импульсной нейронной сети, ориентированная на решение задач цифровой обработки сигналов. Анализируются условия применения модели для целей слепой деконволюции. Предлагаются правила обучения без учителя, основанные на максимизации абсолютного значения нормализованного эксцесса выходного сигнала фильтра деконволюции. Приведены примеры восстановления речевых сигналов, искаженных в результате реверберации.

1. Введение

В последнее годы значительное внимание уделяется импульсным нейронным сетям (ИНС), которые относят к нейронным сетям третьего поколения [1]. Модели ИНС используют представление информации в виде последовательности импульсов. Такое представление информации имеет большой потенциал для применения в областях с критическим энергопотреблением таких, как сенсорные сети, автономные системы, мобильные вычисления, разнообразные системы биомониторинга и мониторинга здоровья, интерфейсы «мозг-компьютер» [2].

В работе рассматривается применение ранее предложенной векторно-матричной модели многовходового импульсного нейрона [3] для решения задачи слепой деконволюции – восстановления сигналов, искаженных линейным фильтром с неизвестной импульсной характеристикой. При решении задачи слепой деконволюции используется известный подход, основанный на повышении негауссовости выходного сигнала фильтра деконволюции.

В данной работе предложено правило обучения без учителя для адаптивного фильтра деконволюции, реализованного на основе ИНС. Рассмотрены примеры применения правила для восстановления речевых сигналов, искаженных в результате процессов реверберации.

2. Модель многовходового импульсного нейрона

Рассмотрим модель многовходового импульсного нейрона, предложенную в [3]. В соответствии с этой моделью входные биполярные импульсные последовательности $u_i(n)$, формируемые кодирующими нейронами, поступают на входы линейных фильтров с импульсными характеристиками $h(n)$. Указанные фильтры моделируют динамику синаптических соединений. Реакции фильтров $x_i(n)$ взвешиваются с весами w_i и суммируются, формируя выходной сигнал $y(n)$. Представляя последовательности импульсов для каждого из входов, в виде бинарных векторов $\mathbf{b}_i(n)$, элементы которых соответствуют знакам входных импульсов, реакции указанных фильтров можно записать в виде

$$x_i(n) = \mathbf{h}^T \mathbf{b}_i(n), \quad (1)$$

где $\mathbf{h}^T = (h(0), h(1), \dots, h(K-1))^T$ — вектор отсчетов импульсной характеристики синаптических соединений. Тогда выходной сигнал импульсного нейрона будет равен

$$y(n) = \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n). \quad (2)$$

При обучении с учителем правило обучения импульсного нейрона может быть записано в форме [3]

$$w_i(n) = w_i(n-1) + \alpha(n) e(n) x_i(n), \quad (3)$$

где $\alpha(n)$ — коэффициент скорости обучения; $e(n) = y_d(n) - y(n)$ — ошибка, вычисляемая как разность желаемого выходного сигнала $y_d(n)$ и действительного выходного сигнала нейрона. Поскольку при решении задачи слепой деконволюции желаемый выходной сигнал недоступен, то можно воспользо-

ваться известными самообучающимися алгоритмами слепой деконволюции, например, алгоритмом максимизирующим абсолютное значение нормализованного эксцесса:

$$J(n) = E\{y^4(n)\} / E\{y^2(n)\}^2 - 3. \quad (4)$$

Применив к (4) метод нисходящего градиента, получим правило обучения ИНЭ без учителя

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) + \alpha(n)\beta f(n) \mathbf{x}(n), \quad (5)$$

где $f(n) = 4[(E\{y^2(n)\} y^2(n) - E\{y^4(n)\}) y(n)] / E\{y^2(n)\}^3$; $\beta = -1$ при восстановлении сигналов с субгауссовыми распределениями и $\beta = 1$ при восстановлении сигналов с супергауссовыми распределениями. В приведенной форме правило (5) аналогично известным правилам деконволюции, например [4]. Отличие заключается в способе вычисления $\mathbf{x}(n)$.

3. Результаты моделирования

Было проведено моделирование адаптивного фильтра деконволюции, построенного на основе предложенной модели ИНЭ и обучаемого с помощью правила (5). Задача заключалась в восстановлении (деконволюции) исходного речевого сигнала $s(n)$ из свертки $u(n) = p(n) * s(n)$, где $p(n)$ — импульсная характеристика искажающего фильтра. В качестве искажающего фильтра использовался рекурсивный фильтр 2-го порядка с большими задержками в обратной связи, равными 11 мс и 22 мс. Это создавало значимый эффект повторяющегося эха.

На рис. 1а показан фрагмент исходного речевого сигнала. Рис. 1б отображает искаженный речевой сигнал в результате реверберации. На рис. 1в изображен восстановленный речевой сигнал. Для количественной оценки точности восстановления сигнала вычислялся коэффициент корреляции $r(s, u)$ между исходным $s(n)$ и искаженным сигналом $u(n)$, а также коэффициент корреляции $r(s, y)$ между исходным сигналом $s(n)$ и восстановленным сигналом $y(n)$. Указанные коэффициенты для сигналов, изображенных на рис. 1, равны $r(s, u) = 0,605$ и $r(s, y) = 0,971$.

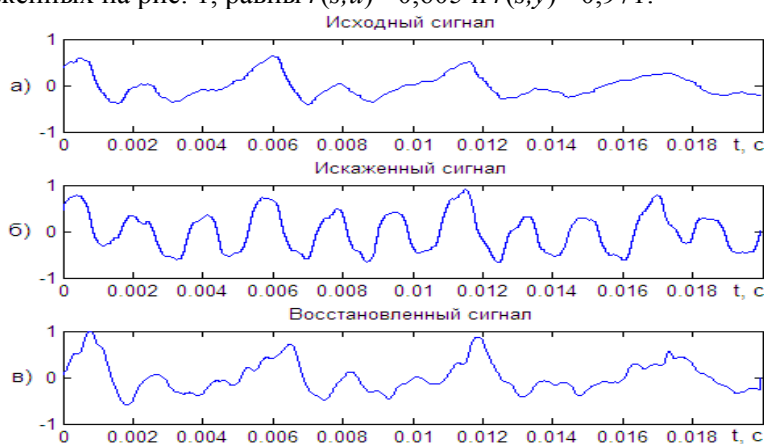


Рис. 1. Результаты слепой деконволюции речевых сигналов.

4. Заключение

Предложена векторно-матричная модель многовходового импульсного нейрона, позволяющая осуществлять перенос известных алгоритмов цифровой обработки сигналов в область импульсных нейронных сетей. Получено правило обучения ИНС для решения задачи слепой деконволюции сигналов на основе критерия повышения негауссовости восстанавливаемых сигналов. Приведены примеры применения предложенных моделей и правила обучения для восстановления речевых сигналов, искаженных в результате реверберации.

Список литературы

1. Grüning, A., Bohte, S.M. Spiking neural networks: principles and challenges // Proceedings of the 22nd European symposium on artificial neural networks, computational intelligence and machine learning (ESANN 2014), Bruges (Belgium), April 23-25, 2014. Louvain-La-Neuve: i6doc.com publ, 2014. 10 pp.
2. Бондарев В.Н. Цифровая обработка сигналов с использованием импульсных нейронных сетей // Нейроинформатика-2018. XX Международная научно-техническая конференция: лекции по нейроинформатике. М.: МИФИ, 2018. С. 44–71
3. Bondarev V. Vector-matrix models of pulse neuron for digital signal processing // Cheng, L., Liu, Q., Ronzhin, A. (eds.) // Advances in Neural Networks—ISNN 2016. Lecture Notes in Computer Science. Springer, Cham. 2016. V. 9719. P. 647–656. doi: 10.1007/978-3-319-40663-3_74
4. Gillespie B.W., Malvar H.S., Florêncio D.A.F. Speech dereverberation Deconvolution via Maximum-Kurtosis Subband Adaptive Filtering // Proc ICASSP May 7–11 2001. Salt Lake City: UT, 2001. vol. 6. pp. 3701–3704.

Алгоритм автоматизированного визуального контроля СВЧ МИС по микрофотографиям с использованием классификатора на основе искусственных нейронных сетей

Ширяев Б.В., Безрук А.В., Аргунов Д.П., Ющенко А.Ю.

Акционерное общество «Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов»

ул. Красноармейская, 99а, Томск, 634034, Россия

bezruk_av@niipp.ru

Аннотация: Работа посвящена автоматическому визуальному контролю при производстве СВЧ МИС с использованием компьютерного зрения и искусственных нейронных сетей. Нейронная сеть классифицирует каждый пиксель микрофотографии. Результат расчёта сравнивается с фотошаблоном, определяется степень дефектности СВЧ МИС и делается вывод о её годности.

1. Введение

Визуальный контроль при производстве СВЧ МИС заключается в контроле качества изготавливаемых СВЧ МИС по их внешнему виду с использованием специальных оптических приборов [1]. Изготовленная СВЧ МИС по визуальному признаку оценивается в нескольких категориях, наиболее важные из которых точность повторения фотошаблона, качественный анализ поверхностей элементов СВЧ МИС и отсутствие повреждений и загрязнений [2]. В результате анализа степени дефектности выносится общий вердикт о годности СВЧ МИС по внешнему виду. Автоматизация визуального контроля заключается в создании программного продукта, который повышает скорость и качество определения годности СВЧ МИС по визуальному признаку.

2. Алгоритм автоматизированного визуального контроля

В качестве исходных данных алгоритма автоматизированного визуального контроля СВЧ МИС с использованием классификатора на основе искусственных нейронных сетей используются векторный файл чертежа фотошаблона в формате «.dxf» и набор микрофотографий СВЧ МИС, полученных в автоматическом режиме. Над исходными данными последовательно производятся следующие преобразования:

- 1) поиск нескольких точек совмещения, заранее указанных в алгоритме визуального контроля, методом поиска ключевого участка микрофотографии (например, угол СВЧ МИС, угол металлизации СВЧ МИС) [3];
- 2) расчёт масштаба, положения и угла поворота векторного чертежа фотошаблона, используя метод наименьших квадратов для найденных точек совмещения;
- 3) выделение из файла векторного чертежа фотошаблона слоёв, которые формируют внешний вид СВЧ МИС, растеризация векторного чертежа фотошаблона с заливкой;
- 4) выделение области интереса из микрофотографии СВЧ МИС и растрованного фотошаблона сквозным методом;
- 5) преобразование микрофотографии классификатором на основе искусственной нейронной сети, получение преобразованной микрофотографии, каждый пиксель которой соотнесён с соответствующей областью фотошаблона (рис. 1). Искусственная нейронная сеть [4] представляет собой многослойную полносвязную нейронную сеть и имеет следующую архитектуру (рис. 2а): входной слой с 3 нейронами, соответствующие каждой компоненте RGB пространства; один или два скрытых слоя с 5-10 нейронами в каждом, количество слоёв и нейронов зависит от сложности СВЧ МИС; выходной слой с 4-8 нейронами: количество соответствует количеству классифицируемых областей фотошаблона. Нейронная сеть предварительно обучена классифицировать области микрофотографии конкретным областям фотошаблона;

6) расчёт карты дефектности из растриванного фотошаблона и преобразованной микрофотографии. Интенсивность каждого пикселя карты дефектности соответствует пиксельному расстоянию от классифицированного пикселя преобразованной микрофотографии СВЧ МИС до ближайшего пикселя растриванного фотошаблона той же принадлежности. Т.е. чем светлее пиксель, тем дальше находится пиксель от той области, которой он принадлежит (рис. 2б);

7) пороговое преобразование карты дефектности с использованием заранее определённого уровня преобразования (бинаризация);

8) анализ скоплений светлых пикселей бинарной карты дефектности СВЧ МИС на размер предельно допустимого размера дефекта, вынесение вердикта о годности СВЧ МИС.

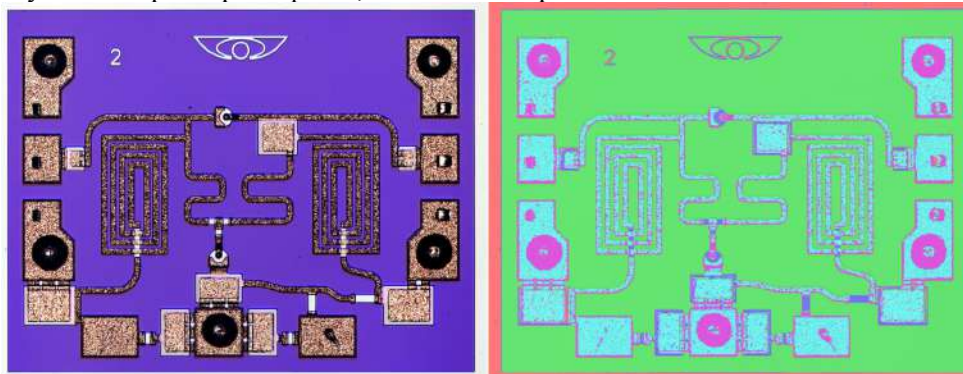


Рис. 1. Микрофотография СВЧ МИС MSA214 производства АО «НИИПП» и преобразованная микрофотография СВЧ МИС.

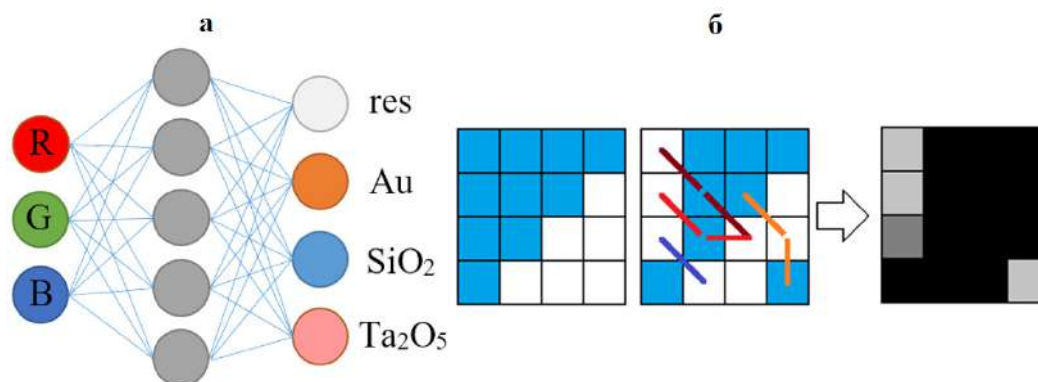


Рис. 2. Пример архитектуры искусственной нейронной сети (а), пример расчёта участка карты дефектности из участков растриванного фотошаблона и преобразованной микрофотографии (б).

3. Заключение

Для проверки описанного выше алгоритма разработан тестовый программный продукт на его основе. Программный продукт позволяет настроить каждый шаг алгоритма автоматизированного визуального контроля, провести автоматизированный и ручной визуальный контроль группы СВЧ МИС по заранее полученным микрофотографиям СВЧ МИС.

Алгоритм показал свою эффективность в результате тестирования программного продукта, реализующего предложенный алгоритм, в сравнении с визуальным контролем, выполненным оператором: скорость визуального контроля увеличивается в 5 раз, а точность составляет 93%. В настоящее время ведутся работы по увеличению скорости и точности алгоритма.

Список литературы

1. Груздов В.В., Колковский Ю.В., Концевой Ю.А. Контроль новых технологий в твердотельной СВЧ электронике. М.: ТЕХНОСФЕРА, 2016. 328 с.
2. ГОСТ 20.57.406-81 Комплексная система контроля качества. Изделия электронной техники, квантовой электроники и электротехнические. Методы испытаний. М.: Стандартинформ, 2005. 133 с.
3. Форсайт Д., Понс Д. Компьютерное зрение. Современный подход / пер. с англ. А.В. Назаренко, И.Ю. Дорошенко. М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. 928 с.
4. Хайкин С. Нейронные сети: полный курс / пер. с англ. Н.Н. Кузусль, А.Ю. Шелестова. М.: Издательский дом «Вильямс», 2006. 1104 с.

Скользящая обработка сигналов в телекоммуникационных сетях на основе двумерного дискретного преобразования Фурье

¹Пономарев В.А., ¹Пономарева О.В., ¹Пономарев А.В., ¹Смирнова Н.В.
¹Ижевский государственный технический университет им. М. Т. Калашикова
 Студенческая ул., д. 7, г. Ижевск, УР, 426069, Россия

Аннотация: Предложен метод вертикальной скользящей обработки двумерных дискретных сигналов в пространственно-частотной области – метод быстрого вертикально скользящего двумерного дискретного преобразования Фурье. Рассмотрено математическое представление двумерного дискретного преобразования Фурье в алгебраической и матричной форме. Предложен эффективный метод вертикально скользящего двумерного дискретного преобразования Фурье. Разработанный в рамках предложенного метода алгоритм позволяет вычислять коэффициенты (бины) данного преобразования в реальном масштабе времени.

1. Введение

Трудно переоценить роль и место методов цифровой спектральной обработки дискретных одномерных (1-D) и двумерных (2-D) сигналов в телекоммуникационных сетях (телефонных, компьютерных, телевизионных сетях и радиосетях). Важность и актуальность развития и совершенствования методов цифровой спектральной обработки 1-D и 2-D сигналов возрастает в связи с созданием телекоммуникационных универсальных мультисервисных сетей, способных одинаково эффективно передавать информацию любого типа: данные, звук и видео.

Классическим методом пространственно-частотной обработки двумерных дискретных сигналов является 1-D и 2-D дискретное преобразование Фурье (ДПФ), позволяющее получать 1-D и 2-D частотный спектр [1-6]. В то же время имеется ряд приложений [7-9], где необходимо находить значения частотного спектра не на всех 1-D и 2-D частотах, а на их подмножестве. В этом случае применение полного варианта 1-D и 2-D ДПФ, даже на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ) становится малоэффективным, поскольку большая часть полученных коэффициентов 1-D и 2-D ДПФ не используется. Решение указанной проблемы для 1-D сигналов дано в работе [7].

В докладе для решения указанной проблемы для 2-D сигналов вводится понятие скользящей пространственно-частотной обработки на основе 2-D ДПФ. Конкретно рассматривается вертикальная пространственно-частотная обработка 2-D сигналов.

2. Двумерное дискретное преобразование Фурье

Пусть задан дискретный двумерный комплексный сигнал $x(n_1, n_2)$ в виде двумерной последовательности конечной длины (т. е. при $0 \leq n_1 \leq (N_1 - 1)$ и $0 \leq n_2 \leq (N_2 - 1)$) на плоскости в прямоугольной опорной области.

Двумерное дискретное преобразование Фурье (2-D ДПФ) двумерного сигнала $x(n_1, n_2)$, представляет собой частный случай прямого двумерного z-преобразования:

$$S_{N_1, N_2}(k_1, k_2) = X(z_1, z_2) \Big|_{z_1 = W_{N_1}^{k_1}, z_2 = W_{N_2}^{k_2}}, \quad (1)$$

и может быть математически описано в матричной форме.

$$S_{N_1 \times N_2} = \frac{1}{N_1 \cdot N_2} F_{N_1 \times N_1}^{(2)} \cdot X_{N_1 \times N_2} \cdot F_{N_2 \times N_2}^{(1)}; \quad \text{где } X_{N_1 \times N_2} =$$

$$\begin{matrix} & \begin{matrix} 0 & 1 & \dots & (N_2 - 1) \end{matrix} & n_2 \\ \begin{matrix} 0 \\ 1 \\ \vdots \\ (N_1 - 1) \end{matrix} & \begin{bmatrix} x(0,0) & x(0,1) & \dots & x(0, N_2 - 1) \\ x(1,0) & x(1,1) & \dots & x(1, N_2 - 1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(N_1 - 1, 0) & x(N_1 - 1, 1) & \dots & x(N_1 - 1, N_2 - 1) \end{bmatrix} \end{matrix}$$

n_1

$$F_{N_2 \times N_2}^{(1)} = \begin{matrix} & \begin{matrix} 0 & 1 & \dots & (N_2-1) \end{matrix} \\ \begin{matrix} 0 \\ 1 \\ \vdots \\ (N_2-1) \end{matrix} & \begin{bmatrix} W_{N_2}^{0 \cdot 0} & W_{N_2}^{0 \cdot 1} & \dots & W_{N_2}^{0 \cdot (N_2-1)} \\ W_{N_2}^{1 \cdot 0} & W_{N_2}^{1 \cdot 1} & \dots & W_{N_2}^{1 \cdot (N_2-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ W_{N_2}^{(N_2-1) \cdot 0} & W_{N_2}^{(N_2-1) \cdot 1} & \dots & W_{N_2}^{(N_2-1) \cdot (N_2-1)} \end{bmatrix} \end{matrix} \begin{matrix} k_2 \\ \\ \\ \end{matrix}$$

$$F_{N_1 \times N_1}^{(2)} = \begin{matrix} & \begin{matrix} 0 & 1 & \dots & (N_1-1) \end{matrix} \\ \begin{matrix} 0 \\ 1 \\ \vdots \\ (N_1-1) \end{matrix} & \begin{bmatrix} W_{N_1}^{0 \cdot 0} & W_{N_1}^{0 \cdot 1} & \dots & W_{N_1}^{0 \cdot (N_1-1)} \\ W_{N_1}^{1 \cdot 0} & W_{N_1}^{1 \cdot 1} & \dots & W_{N_1}^{1 \cdot (N_1-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ W_{N_1}^{(N_1-1) \cdot 0} & W_{N_1}^{(N_1-1) \cdot 1} & \dots & W_{N_1}^{(N_1-1) \cdot (N_1-1)} \end{bmatrix} \end{matrix} \begin{matrix} n_1 \\ \\ \\ \end{matrix} \quad (2)$$

2. Алгоритм вертикальной скользящей обработки 2-D сигналов на основе 2-D ДПФ

Пусть нам необходимо найти один коэффициент (бин) двумерного дискретного преобразования $S_{N_1, N_2}(k_1, k_2)$ на пространственной частоте (m_1, m_2) по отсчетам входного сигнала $x(n_1, n_2)$. Для получения бина $S_{N_1, N_2}(m_1, m_2)$ матричное уравнение (2) преобразуется к виду:

$$S_{N_1, N_2}(m_1, m_2) = \frac{1}{N_1 \cdot N_2} \cdot [W_{N_1}^{m_1 \cdot 0}, W_{N_1}^{m_1 \cdot 1}, \dots, W_{N_1}^{m_1 \cdot (N_1-1)}] \cdot X_{N_1 \times N_2} \cdot [W_{N_2}^{m_2 \cdot 0}, W_{N_2}^{m_2 \cdot 1}, \dots, W_{N_2}^{m_2 \cdot (N_2-1)}]^T, \quad (3)$$

где T – символ транспонирования.

Последовательность операций в алгоритме вертикальной скользящей обработки 2-D сигналов:

1. Найти столбцевую матрицу $S_{N_2}(n_1, m_2)$ размером N_1 , путем умножения базисной функции длительностью N_2 и частоты m_2 на матрицу дискретного двумерного сигнала $x(n_1, n_2)$.
2. Запомнить столбцевую матрицу $S_{N_2}(n_1, m_2)$ как столбцевую матрицу $S_{N_2}^{(n_1, m_2)}(0)$.
3. Вычислить значение коэффициента 2-D дискретного преобразования $S_{N_1, N_2}(m_1, m_2)$, путем умножения столбцевой матрицы $S_{N_2}(n_1, m_2)$ на базисную функцию длительностью N_1 и частоты m_1 . Этим этапом заканчивается выход алгоритма на рабочий режим.
4. Осуществить ВС⁺ сдвиг дискретного пространственного окна на один отсчет вниз по двумерному сигналу $x(n_1, n_2)$ и получить матрицу дискретного двумерного сигнала $x[(n_1-1), n_2]$.
5. Сформировать столбцевую матрицу согласно соотношению $S_{N_2}^{(n_1, m_2)}(-1) = S_{N_2}^{((n_1+1), m_2)}(0)$; $n_1 = 0, N_1-2$.
6. Вычислить значение коэффициента двумерного дискретного преобразования $S_{N_1, N_2}(m_1, m_2)$, путем умножения столбцевой матрицы $S_{N_2}^{(n_1, m_2)}(-1)$ на базисную функцию длительностью N_1 и частоты m_1 .
7. Перейти к выполнению пункта № 4.

4. Заключение

Эффективность предлагаемого алгоритма вертикальной скользящей обработки двумерных дискретных сигналов в пространственно-частотной области в сравнении со стандартным методом получения коэффициента двумерного дискретного преобразования $S_{N_1, N_2}(m_1, m_2)$:

- стандартный алгоритм (3) скользящей обработки двумерных дискретных сигналов в пространственно-частотной области требует для получения коэффициента $S_{N_1, N_2}(m_1, m_2)$ двумерного дискретного преобразования $4 \cdot N_1 \cdot (N_2 + 1)$ действительных умножений $4 \cdot N_1 \cdot N_2 + 2 \cdot (N_1 - 1)$ действительных сложений.
- разработанный алгоритм скользящей обработки двумерных дискретных сигналов в пространственно-частотной области после выхода на рабочий режим требует для получения коэффициента $S_{N_1, N_2}(m_1, m_2)$ двумерного дискретного преобразования $4 \cdot (N_1 + N_2)$ действительных умножений и $4 \cdot (N_1 + N_2 - 1)$ действительных сложений.

Список литературы

1. Прэтт У. Цифровая обработка изображений: В 2-х книгах. Перевод с англ. М.: Мир, 1982.— 790 с.
2. Дружинин В.В., Кантор Д. С. Проблемы системологии (проблемы теории сложных систем).—М.: Сов.Радио, 1976.—296 с
3. Dudgeon D.E. Multidimensional Digital Signal Processing Prentice Hall, 1995. — 406 p.
4. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Перевод с англ.—М.: Мир, 1990.—584 с.
5. Gonzalez R.C., Woods R.E. Digital Image Processing, 4th Ed. Published by Pearson.—1168 (2018).
6. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов: Перевод с англ.— М.: Мир. 1978.—839 с.
7. Пономарева О.В. Развитие теории и разработка методов и алгоритмов цифровой обработки информационных сигналов в параметрических базисах Фурье: дис.... д-ра техн. наук: 05.13.01. — Ижевск, 2016. — 357 с.
8. Ponomarev V.A. Ponomareva O.V., Ponomarev A.V. Method for Effective Measurement of a Sliding Parametric Fourier Spectrum. Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing, vol. 50, no. 2, pp.1-7. (2014).
9. Пономарев В.А. Пономарева О.В., Пономарев А.В. Измерение временных спектров дискретных сигналов на конечных интервалах // Вестник ИжГТУ имени М.Т.Калашникова, 2016.-Т.19.-№ 2.-С.80-83.

Using probabilistic signal models to analyze taxi service data

^{1,2} Andriyanov N. A., ³ Sonin V. A.

¹ Ulyanovsk Civil Aviation Institute
ul. Mozhaiskogo, 8/8, Ulyanovsk, 432071, Russia

² Ulyanovsk State Technical University
ul. Severny Venets, 32, Ulyanovsk, 432027, Russia
nikita-and-nov@mail.ru

³ Gett Taxi in Ulyanovsk, Russia
pr-t Narimanova, 1, Ulyanovsk, 432002, Russia

Abstract: The possibilities of an effective forecasting of the number of taxi service orders based on mathematical models are considered. A comparative analysis of the forecasting error variances for different models has been carried out. It is shown that the best estimates are provided by a doubly stochastic model.

1. Introduction

At present, there is no complete and universal effective solution to the problem of forecasting the operation of automated technical systems that monitor the work of a taxi ordering service. In this case, the data accumulated by such systems can be represented in the form of time series, and their description can be performed using statistical mathematical models. In addition, taking into account the specifics of the work of the taxi order service [1-5], it is clear that, for example, the distribution of orders will probably be of a seasonal nature.

In this paper, we consider forecasts based on random processes generated by autoregressive models, which can be expanded by the models with multiple roots of characteristic equations [6,7], and heterogeneous doubly stochastic models [8,9].

2. Mathematical models for taxi ordering service data representation

Fig. 1 shows the data sequence to be forecasted. It should be noted that this is a revised information on the distribution of orders, preserving the properties of the real data sequence.

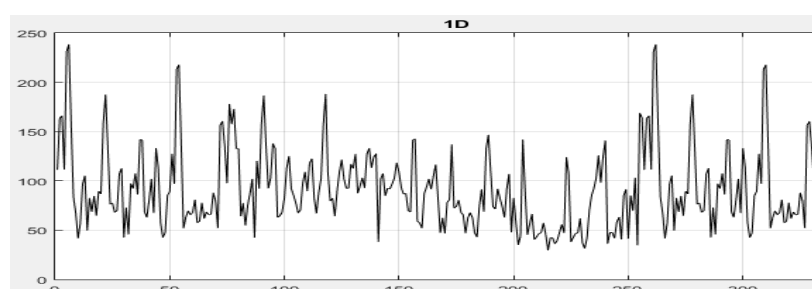


Fig. 1 Distribution of orders by days

Tab. 1 shows possible models for forecasting. It is worth noting that in the doubly stochastic model there is a change in the correlation parameters

Table 1. Models for description taxi service data

Type of model	Mathematical description
One-dimensional autoregression	$O_i = \rho O_{i-1} + \xi_i, i=1...N$
One-dimensional doubly stochastic model	$O_i = \rho_i O_{i-1} + \xi_i, i=1...N, \rho_i = \tilde{\rho}_i + m_\rho$ $\tilde{\rho}_i = r\tilde{\rho}_{i-1} + \sqrt{\sigma_\rho^2(1-r^2)}\zeta_i$

Let's carry out the necessary estimation of the parameters of the models presented in table 1. It is necessary to make forecast for the last 21 values of the sequence based on the considered models. Parameter estimation can be performed using Yul-Walker equations or using the pseudogradient method [10].

3. Forecasting errors

The relative variances of the forecast errors of the last twenty one values, respectively, are following:

- 1) the error is 0.718 for one-dimensional autoregression model of random sequence;
- 2) the error is 0.381 for one-dimensional doubly stochastic model of random sequence.

Fig. 2 shows the transformed real data which presented by solid line, the forecasting results using autoregression model which presented by dotted line and the forecasting results using doubly stochastic model which presented by dashed line.

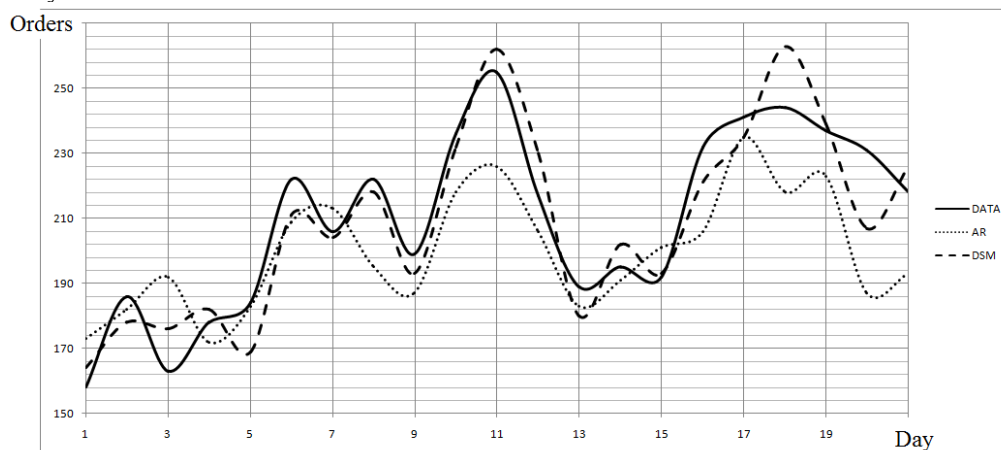


Fig. 2 Forecasting the number of taxi service orders

4. Conclusion

The task of analyzing and optimizing the efficiency of a taxi ordering service is considered. It is proposed to use doubly stochastic models to describe the real data heterogeneity. A comparative analysis of forecasting based on 2 different models has been carried out. At the same time, the gain compared to the autoregressive model can reach 2-5 times.

References

1. Azanov P.T., Danilov A.N., Andriyanov N.A. Development of software system for analysis and optimization of taxi services efficiency by statistical modeling methods // Информационные технологии и нанотехнологии (ИТНТ-2017) сборник трудов III международной конференции и молодежной школы. Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королева. 2017. С. 1122-1127
2. Danilov A.N., Andriyanov N.A., Azanov P.T. Ensuring the effectiveness of the taxi order service by mathematical modeling of its work // Информационные технологии и нанотехнологии Сборник трудов ИТНТ-2018. Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королева. 2018. С. 1781-1789.
3. Pavel Azanov, Andrey Danilov, Nikita Andriyanov Development of software system for analysis and optimization of taxi services efficiency by statistical modeling methods // CEUR Workshop Proceedings, v. 1904, 2017, p. 232-238
4. Andriyanov N.A., Sonin V.A. Using mathematical modeling of time series for forecasting taxi service orders amount // CEUR Workshop Proceedings, v. 2258, 2018, p. 462-472
5. Danilov A.N., Andriyanov N.A. and Azanov P.T. Ensuring the effectiveness of the taxi order service by mathematical modeling and machine learning // Journal of Physics: Conference Series 1096 (2018) 012188 - 8 p.
6. Andriyanov N. A., Vasiliev K. K. Use autoregressions with multiple roots of the characteristic equations to image representation and filtering // CEUR Workshop Proceedings, v. 2210, 2018, p. 273-281.
7. Andriyanov N. A., Gavrilina Yu. N. Image Models and Segmentation Algorithms Based on Discrete Doubly Stochastic Autoregressions with Multiple Roots of Characteristic Equations// CEUR Workshop Proceedings, v. 2076, 2018, p. 19-29
8. Andriyanov N. A., Dementiev V. E. Developing and studying the algorithm for segmentation of simple images using detectors based on doubly stochastic random fields // Pattern Recognition and Image Analysis. January 2019. V. 29(1). - P. 1-9. DOI: 10.1134/S105466181901005X
9. Andriyanov N. A., Dementiev V. E., Vasiliev K.K. Developing a filtering algorithm for doubly stochastic images based on models with multiple roots of characteristic equations // Pattern Recognition and Image Analysis. January 2019. V. 29(1). - P. 10-20. DOI: 10.1134/S1054661819010048
10. Vasiliev K. K., Andriyanov N. A. Synthesis and analysis of doubly stochastic models of images // CEUR Workshop Proceedings, v. 2005, 2017, p. 145-154

Оптимизация алгоритма обработки сигналов для идентификации космических аппаратов

¹Поляков А. Л., ¹Афонин И. Л., ²Поляков Д. А.

¹Институт радиоэлектроники и информационной безопасности Севастопольского государственного университета
ул. Университетская, 33, Севастополь, Россия, 299053
E-mail: AL_Polykov@inbox.ru, igor_afonin@inbox.ru

²Войсковая часть 17204, ул. Городок, Коломна-1, Московская обл., 140401, РФ
dima-polyakov@inbox.ru

Аннотация — статья посвящена вопросу оптимизации алгоритма обработки сигналов неконтролируемого излучения (НКИ) бортовой аппаратуры космических аппаратов (КА) с целью проведения их идентификации.

1. Введение

Функционирование системы идентификации КА, как отмечалось в [3,4], зависит от возможности приема радиосигналов НКИ КА и алгоритмов обработки этих сигналов. Прием сигналов малой мощности (порядка $\sim 10^{-8}$ Вт), какими являются сигналы НКИ особой сложности при определенных условиях не представляет. Вопросы же обработки таких сигналов, например, повышения достоверности и оперативности этой обработки в достаточной мере не изучены.

Объекты исследований

1. Сигналы неконтролируемого излучения задающих генераторов бортовой аппаратуры КА.
2. Модели неустойчивости частоты задающих генераторов.
3. Рекуррентные процедуры обработки сигналов.
4. Рекуррентные модификации МНК и динамической фильтрации.

2. Синтез оптимального алгоритма обработки сигналов НКИ

Будем рассматривать компоненту $m(t)$ процесса изменения фазы $\varphi(t)$ в рамках модели, описываемой уравнениями состояния и наблюдения

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Fx(t) + Gg(t) \\ m(t) = Hx(t) \end{cases}, \quad \begin{cases} z(t) = H_1m(t) + n(t) \\ z(t) = \varphi(t) - g(t) \end{cases},$$

имея в виду, что процесс $n(t)$ считается белым шумом постольку, поскольку время его корреляции существенно меньше времени корреляции составляющей $m(t)$. Данная модель будет использована для построения модификации алгоритма динамической фильтрации.

Кроме того, рассматривается оценивание параметров модели компоненты $m(t)$ для метода наименьших квадратов

$$Z(t) = AM(t) + n(t) , \quad (3)$$

где A – матрица связи;

$M(t)$ – вектор оцениваемых по МНК параметров линейной модели;

$n(t)$ – быстро меняющаяся компонента процесса неустойчивости,

$$z(t) = \varphi(t) - q(t) = m(t) + n(t) .$$

Практика исследования стационарных быстро флуктуирующих процессов, подобных $n(t)$, показывает высокую эффективность применения для их описания авторегрессионных моделей [1,2]. Поэтому в дальнейшем описание и анализ компоненты $n(t)$ проводится в терминах авторегрессионных моделей:

Учитывая особенности модели неустойчивости, проведем исследование возможности построения рекуррентного алгоритма МНК на “скользящем” окне. Для чего прежде всего рассмотрим линейную модель составляющей $m(t)$ процесса изменения фазы $\varphi(t)$, в виде

$$Z(t) = AN + n(t)$$

Применение рекуррентной процедуры МНК на скользящем окне дает возможность организовать сравнительно несложную процедуру оценивания параметров компоненты $m(t)$ процесса $\varphi(t)$. Такая процедура будет использована для обработки результатов измерений фазы сигнала НКИ.

Для полного исследования и синтеза оптимального алгоритма при идентификации НКИ КА проведен анализ процедуры оценивания линейным фильтром Калмана с конечной памятью компоненты $m(t)$ процесса $\varphi(t)$ альтернативно модификации МНК.

1. Заключение

Разработанный алгоритм обработки информации о процессах неустойчивости задающих генераторов БРТС позволяет значительно упростить оценивание параметров исследуемых моделей. При этом за счет использования “скользящего окна” при оценке обрабатываемых параметров повышается качество и оперативность идентификации НКИ КА.

Список литературы

- [1]. Козелков С.В. Применение планетного радиолокатора для задач навигации космических аппаратов // Системи обробки інформації: Зб. наук. пр. Вип.1(5).- Харків: НАНУ, ПАНМ, ХВУ, 1999.- С.139-142.
- [2]. Справочник по антенной технике: Справ.в 5т. Т.1. / Л.Д.Бахрах, Л.С.Бенисон, Е.Г.Зелкин и др. / Под ред.Я.Н.Фельда, Е.Г.Зелкина.-М.: ИПРЖР, 1997.- 256с.
- [3]. Справочник по спутниковой связи и вещанию. / Под ред.Кантора Л.Я.- М.: Радио и связь, 1986.-
- [4]. Чаки Ф. Современная теория управления: Нелинейные, оптимальные и адаптивные системы.- М.: Мир, 1975.- 251с.
- [5]. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Т.1.- 2-е изд., перераб. и доп.- М.: Сов.радио, 1974.- 751с.

Критерий существования веса ортогональности эквидистантных элементарных сигналов

Дегтярев А. Н.

Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Россия
degtyaryov1966@yandex.ru

Аннотация: Для снижения уровня межсимвольной интерференции и межканальных помех предлагается формировать передаваемые сигналы с помощью базисных функций, полученных смещением импульсных характеристик линейных систем на кратные интервалы времени. Предложен алгоритм вычисления веса ортогональности базисных функций. Сформулирован критерий существования указанного веса ортогональности.

1. Введение

Особенностью современных цифровых систем передачи информации (СПИ) является то, что уровни межсимвольной интерференции (МСИ) и межканальных помех (МКП) превышает уровень шума в канале связи. В работе [1] показано, что решение задачи одновременного снижения уровней МСИ и МКП, а, следовательно, повышения помехоустойчивости и эффективности СПИ связано с разработкой новых методов описания сигналов. В качестве базисных сигналов предлагается использовать эквидистантно смещенные импульсные характеристики линейных систем. В монографии [2] предложен метод ортогонализации функций, основанный на определении веса ортогональности. Особенностью этого метода является тот факт, что получаемый вес является знакопеременной функцией. Для определения веса требуется решать систему линейных уравнений, число которых равно числу ортогонализуемых функций, что при большом числе уравнений приводит к существенным вычислительным затратам.

Таким образом целесообразно разработать алгоритм вычисления веса ортогональности, снижающий вычислительные затраты. Кроме того, необходимо рассмотреть вопрос о сходимости указанного алгоритма, т.е. сформулировать критерий существования веса ортогональности для различных систем базисных функций.

2. Алгоритм вычисления веса ортогональности элементарных сигналов

Алгоритм вычисления веса ортогональности функций $\varphi_1(t)$, $\varphi_2(t)$, ..., $\varphi_N(t)$, изложенный в работе [2] основан на решении системы уравнений

$$\int_{t_1}^{t_2} \varphi_i(t) \varphi_j(t) h(t) dt = \begin{cases} 1, & i = j, \\ 0, & i \neq j, \end{cases} \quad (1)$$

где $h(t)$ — искомый вес ортогональности, (t_1, t_2) — интервал выполнения условий (1).

Вес $h(t)$ предлагается искать в виде

$$h(t) = \sum_{i=1}^N b_i l_i(t), \quad (2)$$

где $l_1(t), l_2(t), \dots, l_N(t)$ — известные функции, b_i — искомые коэффициенты N — число ортогонализуемых функций.

Алгоритм, снижающий вычислительные затраты состоит в следующем.

На первом этапе вес $h_1(t)$ вычисляется для первых N уравнений в соответствии с (1).

На втором этапе вычисляются функции

$$h_2(t) = h_1(t) + \sum_{i=1}^{N+1} b_i' l_i(t), \quad h_3(t) = h_1(t) + h_2(t) + \sum_{i=1}^{N+2} b_i'' l_i(t)$$

и т.д.

После каждого вычисления функции $h_m(t)$ определяется поведение коэффициентов $b_i^{//.../}$. Если после M вычислений получено неравенство

$$b_i > b_i' > b_i'' > \dots > b_i^{//.../} < \varepsilon,$$

то с достаточной для практических целей погрешностью ε можно принять значение i -го коэффициента равным

$$b_i + b_i' + b_i'' + \dots + b_i^{//.../}.$$

На третьем этапе вес принимается равным

$$h(t) = \sum_{i=N+M}^{2N+M} b_i l_i(t),$$

и вычисление неизвестных коэффициентов продолжаются с первого этапа.

3. Критерий существования веса ортогональности

Полученный алгоритм позволяет сформулировать критерий существования веса ортогональности. Если после M вычислений на каждом втором этапе получено неравенство

$$b_i > b_i' > b_i'' > \dots > b_i^{//.../} < \varepsilon,$$

то вес ортогональности, заданный в виде взвешенной суммы (2) функций $l_1(t), l_2(t), \dots, l_N(t), \dots$, существует.

4. Результаты численного эксперимента

Представлены результаты использования предложенного алгоритма и критерия существования для определения веса ортогональности некоторых систем базисных функций.

5. Направление дальнейших исследований

Приведенный алгоритм и критерий существования веса ортогональности не дают ответ на вопрос, как должны выбираться функции $l_1(t), l_2(t), \dots, l_N(t), \dots$. Критерий позволяет определить сходимость веса, если функции $l_1(t), l_2(t), \dots, l_N(t), \dots$ уже выбраны.

Направлением дальнейших исследований является разработка рекомендаций для выбора функций $l_1(t), l_2(t), \dots, l_N(t), \dots$.

Список литературы

1. Дегтярев А.Н. Ортогонализация функций и повышение помехоустойчивости высокоскоростных систем передачи информации. М.: Вузовский учебник. Инфра-М. 2015. 152 с.
2. Дегтярев А.Н., Афонин И.Л., Мирянова В.Н. Повышение эффективности систем передачи информации путем ортогонализации сигнального базиса // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2018. Т. 1. № 1. С. 62—77.

Оптимальный алгоритм обработки сигналов на фоне негауссовского фликкер-шума

¹ Паршин А. Ю., ¹ Паршин Ю.Н.

¹ ФГБОУ ВО Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина
ул. Гагарина, 59/1, Рязань, 390005, Россия
parshin.y.n@rsreu.ru

Аннотация: Представлены результаты анализа эффективности обработки сигнала на фоне фликкер-шума при учете негауссовского характера его распределения вероятностей. На основе модели фликкер-шум в виде системы стохастических нелинейных дифференциальных уравнений и оценочно-корреляционно-компенсационного подхода получен алгоритм вычисления логарифма отношения правдоподобия. Сравнительный анализ нелинейного и линейного алгоритмов обработки показал выигрыш нелинейного алгоритма, особенно значительный при большом времени наблюдения.

1. Введение

Рассматривается обработка сигналов систем передачи информации применительно к задачам Интернета вещей (IoT). Высокие требования к энергетической эффективности с одной стороны в системах IoT и невысокая скорость передачи информации позволяет применять сигналы с малой шириной спектра. В низкочастотной области спектра заметное влияние по сравнению с тепловыми шумами оказывают фликкер-шумы. Развиваются статистические методы обработки сигналов и использованием моделей фликкер-шумов: модель фрактального броуновского движения, негауссовские модели. На основе оценочно-корреляционно-корреляционного подхода разрабатывается оптимальный алгоритм обработки сигнала на фоне суммы негауссовского фликкер-шума и теплового шума. Проведен анализ помехоустойчивости оптимальной обработки сигнала на фоне гауссовского и негауссовского броуновского движения и теплового шума.

2. Объекты и методика исследования

Объектами исследований являются алгоритмы обработки сигналов на фоне фликкер-шума. Негауссовская модель фликкер-шума задана в виде системы нелинейных стохастических дифференциальных уравнений [2], которые в дискретном времени имеют вид:

$$x(k+1) = x(k) - \Delta t \gamma(k)x(k) + w_x(k), \quad (1)$$

$$\gamma(k+1) = \gamma(k) + \Delta t \sigma_\gamma \gamma^\mu(k) w_\gamma(k), \quad (2)$$

где $\gamma(k)$ – зависящая от времени скорость изменения процесса $x(k)$, σ_γ – скорость изменения процесса $\gamma(k)$, μ – показатель изменения спектра, $w_x(k), w_\gamma(k)$ – независимые гауссовские случайные величины с дисперсиями D_x, D_γ соответственно. Значения процесса $x(k)$ ограничены на отрезке $[0, 1]$. Случайный процесс $x(k)$, сформированный в соответствии с уравнениями (1), (2), имеет свойства шума вида $1/f^\alpha$. Модели гауссовских и негауссовских случайных процессов, рассмотренные в работах [1, 2], имеют общее свойство: их спектральная плотность мощности пропорциональна некоторой степени $1/f^\alpha$, что хорошо согласуется со спектральными свойствами фликкер-шума.

3. Анализ эффективности алгоритмов обработки методом компьютерного моделирования

Для обработки детерминированного сигнала $s(k)$ на фоне негауссовского фликкер-шума $x_{FN}(k)$, задаваемого моделью (1), и некоррелированного шума $x_N(k)$:

$$y(k) = s(k) + x_{FN}(k) + x_N(k),$$

используется оценочно-корреляционно-компенсационный подход [3]. Требуемая статистика – логарифм отношения правдоподобия, для большого объема выборки K в дискретном времени имеет вид:

$$z(k+1) = z(k) + (y(k) - \hat{x}_{FN0}(k)) \times (s(k) + \hat{x}_{FN1}(k) - \hat{x}_{FN0}(k)), \quad k = 1, \dots, K, \quad (3)$$

где $\hat{x}_{FN0}(k), \hat{x}_{FN1}(k)$ – фильтрационные оценки фликкер-шума, полученные для случая отсутствия или наличия сигнала соответственно.

Уравнения для фильтрационных оценок $\hat{\mathbf{X}}(k+1) = \begin{bmatrix} \hat{x}_{FN}(k+1) \\ \hat{y}(k+1) \end{bmatrix}$ в случае отсутствия сигнала получены на основе негауссовской модели шума вида $1/f$ и алгоритма квазилинейной фильтрации [3, 4]:

$$\hat{\mathbf{X}}(k+1) = \hat{\mathbf{X}}(k+1|k) + \mathbf{K}(k+1) \times [y(k+1) - \hat{x}_{FN}(k+1|k)], \quad (4)$$

где $\hat{\mathbf{X}}(k+1|k) = \begin{bmatrix} 1 - \Delta t \hat{\gamma}(k) & -\hat{x}_{FN}(k) \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \times \hat{\mathbf{X}}(k)$ – оценка одношагового предсказания. Матрица коэффициента передачи фильтра $\mathbf{K}(k+1)$ определяется уравнением:

$$\mathbf{K}(k+1) = \tilde{\mathbf{V}}_x(k+1) \times \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \times D_n^{-1},$$

где априорная ковариационная матрица получена равна:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{V}}_x(k+1|k) = & \begin{bmatrix} 1 - \Delta t \hat{\gamma}(k) & -\hat{x}_{FN}(k) \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{V}}_x(k) \begin{bmatrix} 1 - \Delta t \hat{\gamma}(k) & -\hat{x}_{FN}(k) \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix}^T + \\ & + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \Delta t \sigma_y \gamma^\mu(k) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} D_x & 0 \\ 0 & D_y \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \Delta t \sigma_y \gamma^\mu(k) \end{bmatrix}^T. \end{aligned}$$

Ковариационная матрица фильтрационных ошибок:

$$\tilde{\mathbf{V}}_x(k+1) = \tilde{\mathbf{V}}_x(k+1|k) - \tilde{\mathbf{V}}_x(k+1|k) \times \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \times \left[\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \times \tilde{\mathbf{V}}_x(k+1|k) \times \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + D_n \mathbf{I} \right]^{-1} \times \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \times \tilde{\mathbf{V}}_x(k+1|k).$$

Полученный алгоритм описывает фильтрацию фликкер-шума в предположении отсутствия полезного сигнала. Для получения оценки фликкер-шума при наличии сигнала необходимо вычесть в уравнении (4) детерминированный сигнал:

$$\hat{\mathbf{X}}(k+1) = \hat{\mathbf{X}}(k+1|k) + \mathbf{K}(k+1) \times [y(k+1) - s(k) - \hat{x}_{FN}(k+1|k)].$$

Полученная таким образом замкнутая система уравнений позволяет рассчитать отношение правдоподобия или его логарифм, который используются в качестве достаточной статистики для обнаружения сигнала и оценки его параметров.

Проведен сравнительный анализ эффективности обработки нелинейным и линейным алгоритмом. Критерием качества выбрано отношение сигнал-помеха $q = \frac{\overline{z(K)}^2}{z^2(K) - \overline{z(K)}^2}$. Анализ,

проведенный методом компьютерного моделирования, показал, что использование нелинейного алгоритма обработки дает выигрыш в отношении сигнал-шум по сравнению с линейным алгоритмом. Установлено, что эффективность нелинейного алгоритма монотонно увеличивается с увеличением времени наблюдения, в то время как эффективность линейного алгоритма остается постоянной.

4. Заключение

Результаты анализа доказывают целесообразность применения нелинейных алгоритмов обработки сигнала с учетом негауссовского характера распределения вероятностей фликкер-шума. Актуальность применения нелинейных алгоритмов связана с повышенными требованиями к энергоэффективности радиосистем и, следовательно, использования узкополосной фильтрации сигнала. Так как в области низких частот линейная фильтрация фликкер-шума неэффективна, то дополнительным ресурсом является учет негауссовского характера фликкер-шума и нелинейная обработка сигнала.

Список литературы

1. Kaulakys B., Ruseckas J. Stochastic nonlinear differential equation generating $1/f$ noise // Physical Review E 70, 020101(R). 2004.
2. Kaulakys B., Alaburda M., Ruseckas J. Modeling non-Gaussian $1/f$ noise by the stochastic differential equations // NOISE AND FLUCTUATIONS: 19th International Conference on Noise and Fluctuations - ICNF 2007, AIP Conf. Proc. 922. 2007. С. 439-442.
3. Сосулин Ю.Г. Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов – М.: Советское радио. 1978. 320 с.
4. Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паршин Ю.Н. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех – М.: Радиотехника. 2014. 632 с.

Метод конструктивного синтеза активной фазированной антенной решетки на основе нейросетевого подхода

Мищенко С.Е., Шацкий В.В., Литвинов А.В., Елисеев Д.Ю.

ФНПЦ «РНИИРС»

ул. Нансена, 139, Ростов-на-Дону, 344032, Россия

mihome@yandex.ru

Аннотация: Решение задачи конструктивного синтеза активной фазированной антенной решетки формируется на выходе нейронной сети, состоящей из классифицирующей части и нескольких аппроксимирующих частей. Выходные сигналы классифицирующей части определяют распределение номиналов усилителей СВЧ вдоль раскрытия и форму границы раскрытия. Выходной сигнал аппроксимирующей части соответствует коэффициентам передачи усилителей СВЧ. На вход нейронной сети поступает нормированный сигнал, соответствующий координатам фазового центра излучателя. Приведены результаты численного решения задачи конструктивного синтеза активной фазированной антенной решетки с усилителями нескольких номиналов.

1. Введение

С развитием активных фазированных антенных решеток (АФАР) сложность задач конструктивного синтеза только возросла. Кроме геометрии раскрытия необходимо уметь определять расположение усилителей мощности (УМ) СВЧ заданных номиналов на его поверхности при ограничениях на динамический диапазон регулировки УМ. Один из возможных подходов развития существующего аппарата конструктивного синтеза антенн состоит в применении нейронных сетей (НС). Цель работы состоит в определении конструктивных параметров раскрытия АФАР при помощи нейросетевого подхода. Решаемые задачи состоят в обосновании структуры НС для решения задач конструктивного синтеза АФАР, разработке алгоритма обучения НС для решения задач конструктивного синтеза.

2. Обоснование структуры нейронной сети

Пусть задана координатная сетка из M точек (x_m, y_m) ($m = 1, 2, \dots, M$). Предположим, что во все M точек помещены излучатели, которые составляют гипотетическую M -элементную АФАР, диаграмма направленности (ДН) которой описывается векторным выражением

$$F(\theta, \varphi) = \mathbf{A}^T \mathbf{C} \mathbf{f}(\theta, \varphi), \quad (1)$$

где $\mathbf{A} = (A_m)$ – вектор амплитуд возбуждения излучателей, фазовые центры которых размещены в точках (x_m, y_m) ($m = 1, 2, \dots, M$); $\mathbf{C}$ – матрица коэффициентов взаимной связи излучателей; $\mathbf{f}(\theta, \varphi) = (f_m(\theta, \varphi))$ – вектор-функция, элементами которой являются комплексные функции, описывающие ДН излучателей АФАР; T – символ транспонирования.

Требуется из области допустимых решений выбрать такие вектор амплитуд возбуждения излучателей $\mathbf{A}_0$ и матрицу $\mathbf{C}_0$, которые обеспечивают наилучшее качество АФАР, оцениваемое при помощи показателя $Q(\mathbf{A}, \mathbf{C})$, в смысле критерия

$$Q(\mathbf{A}_0, \mathbf{C}_0) = \min_{\mathbf{A} \in \mathbf{D}_A, \mathbf{C} \in \mathbf{D}_C} Q(\mathbf{A}, \mathbf{C}). \quad (2)$$

Здесь $\mathbf{D}_A, \mathbf{D}_C$ – области допустимых решений для векторов $\mathbf{A}$ и $\mathbf{C}$.

В докладе сформулированы правила формирования областей допустимых решений. Результирующее амплитудное распределение формировалось по формуле

$$A(x_m, y_m) = a_{k_m} + (\Delta_{k_m} - 1)c_{k_m}(x_m, y_m), \quad (3)$$

где a_k и Δ_k – амплитуда и динамический диапазон регулировки коэффициента передачи усилителя k -го номинала ($k = 1, 2, \dots, K$); k_m – номер номинала усилителя в точке с координатами (x_m, y_m) ; $c_k(x_m, y_m) \in [0, 1]$ – значение параметра, определяющего коэффициент передачи m -го усилителя.

Для решения сформулированной задачи предложена НС, состоящая из классифицирующей части и K независимых аппроксимирующих частей. Каждый фрагмент сети представляет собой полносвязную сеть со смещением. Выходной сигнал аппроксимирующей части НС можно представить выражением:

$$c_k(x, y) = g\left(\mathbf{w}_2^{(ap,k)} s\left(\mathbf{w}_1^{(ap,k)} g\left(\mathbf{w}_0^{(ap,k)} \mathbf{u}^{(ap)}(x, y)\right) + \mathbf{b}_1^{(ap,k)}\right) + \mathbf{b}_2^{(ap,k)}\right), \quad (4)$$

где $\mathbf{u}^{(ap)}(x, y)$ – нормированный вектор входных сигналов; $\mathbf{w}_i^{(ap,k)}$ – матрицы коэффициентов взаимной связи размерностей; $\mathbf{b}_1^{(ap,k)}$ – коэффициенты смещения скрытого слоя; $\mathbf{b}_2^{(ap,k)}$ – коэффициент смещения для выходного слоя НС; $g(x)$ – функция активации нейрона.

Выходной сигнал классифицирующей части определяется выражением

$$\mathbf{Y}(x, y) = g\left(\mathbf{w}_2^{(cl)} s\left(\mathbf{w}_1^{(cl)} g\left(\mathbf{w}_0^{(cl)} \mathbf{u}^{(cl)}(x, y)\right) + \mathbf{b}_1^{(cl)}\right) + \mathbf{b}_2^{(cl)}\right). \quad (5)$$

Принадлежность канала АФАР к определенному номиналу оценивается по номеру выходного канала классифицирующей части с максимальным уровнем выходного сигнала.

3. Алгоритм обучения НС и численные результаты

Предварительная настройка классифицирующей части осуществлялась таким образом, чтобы номиналы УМ постепенно возрастали к центру раскрыва АФАР при помощи метода обратного распространения ошибки. Аппроксимирующая часть предварительно не настраивалась, ее коэффициенты выбирались при помощи датчика случайных чисел. Далее осуществлялось обучение всей НС при помощи генетического алгоритма с ограничением выборки коэффициентов НС [2]. В качестве критерия рассматривалось выполнение требований к уровню боковых лепестков ДН и ширине луча.

В качестве примера была решена задача конструктивного синтеза АФАР, цель которой состояла в формировании ДН с низким УБЛ порядка -30 дБ при ограничении на суммарную излучаемую мощность до 500 Вт. На рис. 1 приведено исходное амплитудное распределение АФАР с УМ из трех номиналов 1 Вт, 0,5 Вт и 0,25 Вт. На рис. 2 приведено амплитудное распределение, обеспечивающее формирование ДН с УБЛ -27 дБ и излучаемой мощностью – 441 Вт. Число элементов составило 1224. Результат получен после 50-ти эпох обучения НС. Число нейронов скрытого слоя во всех частях НС было равно 100, а в слоях инициализации – 50 и 30. В докладе также приведены результаты решения задач конструктивного синтеза при других исходных данных.

6. Заключение

Для решения задачи конструктивного синтеза АФАР предложена структура НС, состоящей из классифицирующей части, выходные сигналы которой определяют дискретные состояния элементов АФАР, а также нескольких аппроксимирующих частей. Обоснован выбор входных сигналов для построения НС и сформулированы правила формирования амплитудного распределения АФАР на основе выходных сигналов НС. Для реализации НС предложено использовать полносвязные сети со смещением. Разработан алгоритм обучения НС, основанный на предварительной настройке классифицирующей части НС по алгоритму обратного распространения ошибки и всей НС по генетическому алгоритму с ограничением обучаемых коэффициентов.

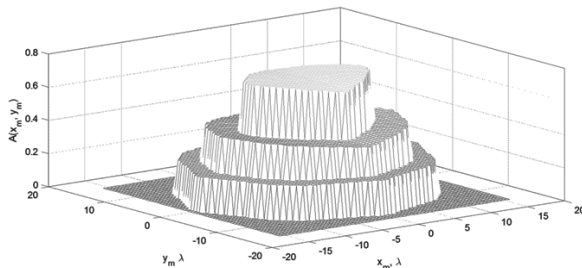


Рис. 1. Исходное амплитудное распределение

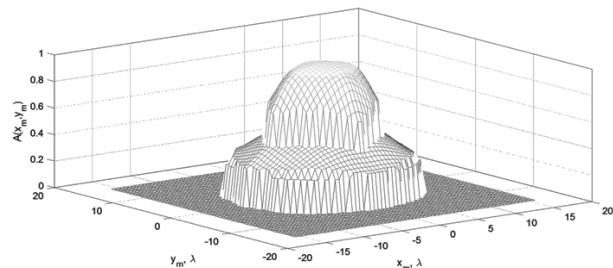


Рис. 2. Синтезированное распределение

Список литературы

1. Войтович Н.Н., Каценеленбаум Б.З., Коршунова Е.Н. и др. Электродинамика антенн с полупрозрачными поверхностями: методы конструктивного синтеза / Под ред. Б.З. Каценеленбаума и А.Н. Сивова. М.: Наука Гл. ред. физ.-мат. лит., 1989. – 176 с.
2. Назаров А.В., Лоскутов А.И. Нейросетевые алгоритмы прогнозирования и оптимизации систем. – Спб.: Наука и техника, 2003. – 384с.

Проектирование и анализ технических характеристик ЦФАР с помощью современных САПР

Бурыкин А.И., Куприц В.Ю., Мещеряков А.А.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
пр. Ленина 40, г. Томск. Россия

andrei.burykin@main.tusur.ru, tomskvlad@mail.ru, msch@rts.tusur.ru

Аннотация: Рассматриваются методы проектирования фазированных антенных решеток с использованием современных систем автоматического проектирования. Приведен сравнительный анализ характеристик проектируемых ЦФАР, полученных различными САПР.

1. Введение

Цифровые фазированные антенные решетки (ЦФАР) – наиболее эффективные и перспективные антенные системы, позволяющие осуществлять быстрый обзор пространства путем формирования заданного количества лучей, осуществлять многофункциональный режим работы, использовать адаптивные алгоритмы обработки сигналов и т. п. В настоящее время ЦФАР широко применяют в различных областях радиоэлектроники – радиолокации, связи, радионавигации и т.п. Широкое распространение ЦФАР в основном связано с возможностями формирования остронаправленных сканирующих лучей, что позволяет значительно увеличить энергетический выигрыш, реализовать высокую скорость обзора пространства.

2. Объект исследования

Расчет и конструирование современных антенн значительно усложнились в последние годы из-за увеличения числа характеристик, подлежащих определению, а также стремления оптимизировать и более точно рассчитывать характеристики антенн, избегая экспериментальных проверок.

На первом этапе проектирования рассматриваются технологические возможности отраслевой промышленности, которые создают массовую элементную базу АФАР или ЦФАР, определяются варианты элементной базы для данного типа радиотехнических систем и выработываются технические и экономические требования к каждому элементу с учетом его серийного производства.

На втором этапе происходит разработка вариантов функциональных схем АФАР или ЦФАР, отвечающих заданным техническим требованиям, а также учитывающих конструкторско-технологические особенности построения антенн.

На следующем этапе происходит разработка антенных решеток с помощью систем автоматического проектирования (САПР). Этот этап также можно разбить на следующие подэтапы:

1. Системотехническое проектирование.
2. Функциональное проектирование.
3. Техническое проектирование (конструирование).

Целью данного сообщения является рассмотрение и анализ наиболее популярных и распространенных САПР, которые удобны для проектирования ЦФАР.

3. Системы автоматического проектирования

MatLab [1] – пакет прикладных программ для решения инженерных задач. Язык программирования *MatLab* позволяет рассчитать характеристики и параметры антенных решеток

на начальном этапе проектирования. Данный САПР обладает дополнительными пакетами программ, такие как Simulink и Phased Array System Toolbox для проектирования антенных решеток.

Simulink [2] – графическая среда для моделирования. Моделирование антенных решеток основывается уже на готовых разработанных библиотеках. Также есть возможность создавать собственные библиотеки на основе уже имеющихся элементов при помощи языка программирования MatLab.

PhasedArraySystemToolbox [1] дополнительный инструмент в пакете программ MatLab. Данный инструмент позволяет проектировать, моделировать и анализировать фазированные антенные решетки и их параметры.

SystemVue [3] - программное обеспечение, представляющие собою специализированную среду САПР, предназначенную для проектирования электронных устройств на системном уровне, в том числе устройств для ЦФАР. Программное обеспечение базируется на существующих и разрабатываемых библиотеках элементов.

Genusys[3] – программное обеспечение, предназначенное для проектирования и моделирования ВЧ и СВЧ плат и модулей. В Genesys присутствует удобный инструмент для синтеза ВЧ фильтров, микрополосковых фильтров делителей мощности, генераторов и других компонентов, от которых можно с легкостью отталкиваться для дальнейшего проектирования ВЧ компонент антенной решетки.

ADS [3] – САПР, предназначена для разработки ВЧ - и СВЧ высокоскоростных цифровых электронных устройств. САПР удобен для проектирования электрических схем и трассировки печатных плат, а так же позволяет проводить анализ разработанных электрических схем, полученных характеристик, топологии и электромагнитной совместимости печатных плат.

EMPro [3] - представляет собой платформу электромагнитного трехмерного моделирования для анализа объемных электронных компонентов. Программа *EMPro* характеризуется наличием современных средств проектирования, моделирования и анализа при высокопроизводительной технологии моделирования.

CST STUDIO SUITE [4] – пакет прикладных программ представляет собой набор инструментов для проектирования, моделирования и оптимизации трехмерных электромагнитных систем. Одной из особенностей среды проектирования CST STUDIO SUITE является интеграция нескольких методов моделирования и подключаемых модулей. Пакет CST STUDIO SUITE – основной инструмент для инженеров, занимающиеся проектированием антенн и антенных систем.

4. Заключение

В докладе приведен анализ характеристик различных САПР, рассмотрены варианты моделирования ЦФАР. С помощью данных программных продуктов можно полностью автоматизировать процесс на всех этапах проектирования. Также взаимная интеграция между данными САПР позволит спроектировать цифровую антенную решетку, начиная на системном уровне, переходя к проектированию антенн, СВЧ элементов, приёмно-усилительных трактов, устройств цифровой обработки сигнала.

Работа выполнена в рамках проекта по государственному заданию Минобрнауки РФ № 8.7348.2017/8.9.

Список литературы

1. MatLab [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://ru.wikipedia.org/wiki/MATLAB> (Дата обращения 25.04.2019).
2. Simulink [Электронный ресурс] - Режим доступа: <https://en.wikipedia.org/wiki/Simulink> (Дата обращения 25.04.2019).
3. Системы автоматизированного проектирования Keysight EEsol. (дата обращения 25.04.2019).
4. CST – Computer Simulation Technology [Электронный ресурс] – Режим доступа: http://eurointech.ru/eda/microwave_design/cst/ (дата обращения 25.04.2019).

Моделирование цифрового диаграммообразования в безэховой камере

Добычина Е. М., Снастин М. В.

Московский авиационный институт
Волоколамское шоссе, 4, Москва, 125993, Российская Федерация
dem5577@yandex.ru

Аннотация: Представлены результаты имитационного моделирования процессов цифрового диаграммообразования, принципов обработки и использования полученных экспериментальных данных. Разработаны методики и создана экспериментальная установка для натурного моделирования и измерения характеристик цифровых антенных систем с пространственно-временной обработкой сигнала в научно-производственном центре радиоинформационной метрологии МАИ (НПЦ РИМ МАИ).

1. Введение

Цифровая антенная решетка (ЦАР) – это антенная система, представляющая собой совокупность аналого-цифровых каналов, в которой диаграмма направленности формируется в цифровом виде, без фазовращателей [1]. Современные технологии ЦАР своим массовым развитием обязаны интеграции процессоров цифровой обработки сигналов с аналого-цифровыми и цифро-аналоговыми преобразователями в рамках одного модуля [2]. Построение каналов ЦАР на такой основе позволяет унифицировать процедуры и аппаратные узлы обработки сигналов и упрощает их адаптацию к тому или иному протоколу работы. При этом архитектура радиоэлектронной аппаратуры может оптимизироваться по ресурсам и функциональности под непосредственно выполняемые задачи [3].

Натурное моделирование процессов цифрового диаграммообразования (ЦДО), принципов обработки и использования полученных экспериментальных результатов является важнейшим этапом в практической реализации нового типа антенных систем – ЦАР.

2. Объект исследований и методика эксперимента

В антенном измерительно-вычислительном комплексе на базе безэховой камеры собрана экспериментальная установка, позволяющая воспроизводить процесс цифрового диаграммообразования. Исследования представляли собой дискретные измерения комплексного коэффициента передачи с помощью векторного анализатора цепей N 5225 А между передающей антенной QR 2000 и каждым элементом приемной линейной решетки, которая моделировалась линейным перемещением вдоль оси X измерительного зонда SH 4000 или SH 800 на антенном позиционере – планарном сканере [4]. Излучатель, имитирующий пеленгуемую цель, устанавливался в дальней зоне виртуальной приемной цифровой антенной решетки [5].

3. Результаты экспериментальных исследований и анализ полученных данных

Ключевая особенность ЦАР – цифровое формирование лучей диаграммы направленности (ДН) антенной решетки. Созвездие лучей, синтезируемое, например, по алгоритмам быстрого преобразования Фурье либо посредством классических процедур дискретного Фурье-анализа, является совокупностью пространственно-частотных фильтров, каждый из которых селектирует строго определенный набор сигналов и подавляет остальные, воспринимаемые как помехи.

Передающая антенна, как имитатор цели, устанавливалась напротив центрального положения элемента приемной цифровой апертуры, т.е. центрального положения антенны на планарном подвижном сканере. Перед этим проводилась полная двухпортовая SOLT калибровка на каждой измеряемой частоте. Измерения повторялись для нескольких уровней мощности передатчика и разных полос приёмника; устанавливалась вертикальная поляризация.

В результате измерений были получены выборки амплитудного и фазового распределения вдоль плоскости виртуальной антенны, представленные соответственно на рис. 1 а) и б).

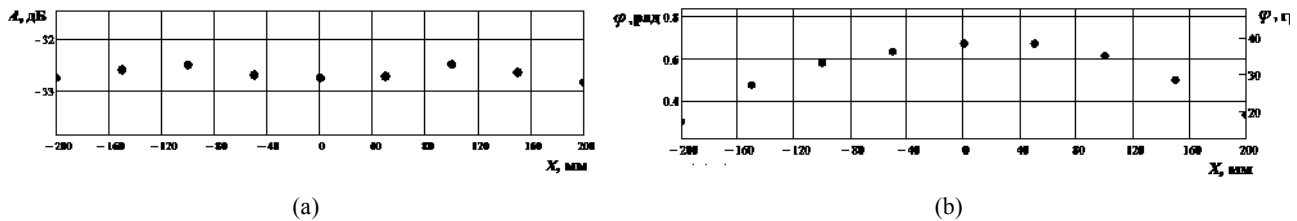


Рис. 1. Выборки распределений, полученных на макете ЦАР: (а) амплитудного; (b) фазового

С помощью специального алгоритма можно восстановить цифровую суммарную диаграмму направленности (ЦДН) модели экспериментальной решетки (рис.2), максимум которой соответствует углу прихода сигнала от антенны имитатора цели.

При цифровой обработке не составляет труда без дополнительных измерений построить и разностную ДН, что и продемонстрировано на рис. 3.

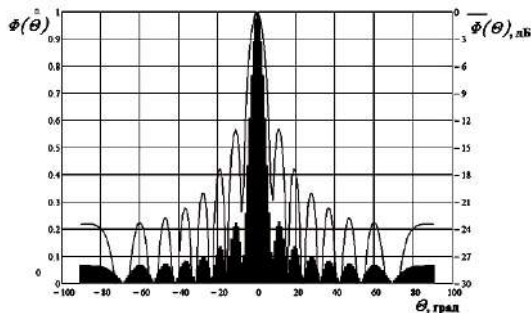


Рис.2. ДН экспериментальной ЦАР, угол прихода 0 град.

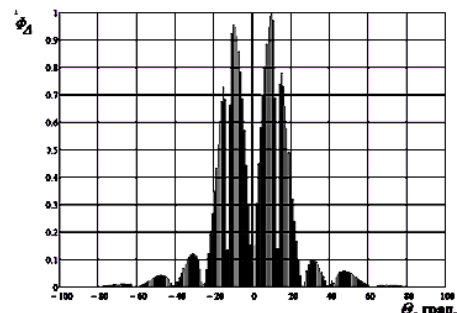


Рис.3. Разностная ДН макета ЦАР, угол прихода 0 град.

Цифровой метод построения ДН дает возможность увеличить точность определения угла прихода сигнала от имитатора без дополнительных средств, только путем изменения параметров алгоритма вычислений [5]. Если объем вычислительных затрат не является ограничением в конкретной ЦАР, то теоретически ошибку пеленгации можно уменьшить до сколь угодно малых величин.

4. Заключение

Составлен алгоритм и показан пример формирования цифровой диаграммы направленности с помощью имитационной натурной модели приемной ЦАР. Подтверждена возможность цифрового электрического сканирования в пространстве и высокоточного определения угловой координаты цели. Измерения проводились в присутствии шумов, возникающих даже в безэховых камерах за счет ограниченного отражения сигнала от близко расположенных предметов, намеренно использованных в представленном эксперименте.

В экранированной безэховой камере с использованием установки планарного сканирования антенны проведена серия экспериментов, в результате которых полностью цифровым образом построены суммарные и разностные цифровые диаграммы направленности имитационного макета ЦАР, причем воспроизведен режим пеленгации источника излучения с определением угла прихода сигнала с точностью до тысячных долей ширины ДН ЦАР.

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках выполнения в научно-производственном центре радиоинформационной метрологии (НПЦ РИМ) МАИ государственного заказа «Обеспечение проведения научных исследований» по теме № П7342-04000.

Список литературы

1. Григорьев Л.Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. М.: Радиотехника, 2010. 144 с.
2. Добычина Е.М., Кольцов Ю.В. Цифровые антенные решетки в бортовых радиолокационных системах. М.: Издательство МАИ, 2013. 160 с.
3. Добычина Е.М., Шмачилин П.А. Построение цифровых антенных решеток для современных радиоэлектронных систем // Научно-технические серии. Выпуск: Устройства СВЧ и антенные системы. Книга 3. Активные и цифровые антенные решетки и их элементы. Коллективная монография; под ред. А.Ю. Гринёва. М.: Радиотехника, 2014. 172 с.
4. Gregson S., McCormick J., Parini C. Principles of Planar Near-Field Antenna Measurements // The Institution of Engineering and Technology. London. 2007. 413 p.
5. Добычина Е.М., Снастин М.В., Харалгин С.В. Исследование цифровой антенной решетки в экранированной безэховой камере // Научно-технический вестник Поволжья. 2018. № 12. С. 136-139.

Влияние полей ближней зоны на работу АФАР

Якубов В.П., Беличенко В.П., Балзовский Е.В.

*Национальный исследовательский Томский государственный университет
проспект Ленина, 50, Томск, 634050, Россия
bvp@mail.tsu.ru*

Традиционно при разработке широкополосной сканирующей ФАР к ее антенным элементам непременно предъявляется требование наличия широкой полосы пропускания, а также дополнительные требования к ширине диаграммы направленности, поляризации излучения, электрической прочности, габаритам, весу и т.д. В тоже время общеизвестно, что взаимная связь между элементами решетки может очень существенно ухудшить ее пропускную способность и способность осуществлять широкоугольное сканирование, вплоть до возникновения эффекта «ослепления» при некоторых углах сканирования.

Сравнительно недавно исследователями из университета штата Огайо (США) и специалистами Harris Corporation был разработан и воплощен в конструкциях нескольких антенных решеток конечных размеров новый подход. В идейном отношении он базируется на теории, используемой при проектировании частотно-избирательных поверхностей, для которых характерна периодичность и сильная связь между элементарными фрагментами поверхности [1]. Как оказалось, выбирая в качестве элементов антенной решетки обычные достаточно узкополосные и близко расположенные дипольные излучатели можно создать низкопрофильные антенные решетки, с полосой пропускания около 10:1, сохраняющие в заданных пределах другие электродинамические характеристики. Однако использование диэлектрических элементов в конструкциях решеток обуславливает снижение их характеристик, особенно в области высоких частот, где диэлектрики вносят заметные потери. Дальнейшее развитие описанный выше подход получил в нескольких недавно выданных патентах США (см., например, [2]). Здесь уже речь идет о широкополосных, низкопрофильных, совершенно не содержащих диэлектрических элементов антенных решетках, способных передавать и принимать сигналы с произвольными состояниями поляризации.

Следует отметить, что достаточно убедительная электродинамическая теория обсуждаемых решеток на сегодняшний день не разработана. В то же время, несомненным является то, что подобная теория должна оперировать процессами формирования и переноса энергии между элементами решетки и на этой основе предлагать наиболее рациональное выполнение антенных элементов. В докладе проведено аналитическое исследование процессов формирования и переноса интерференционных потоков энергии между плотно размещенными элементами линейной АФАР конечных размеров. Элементы АФАР моделировались электрическими и/или магнитными диполями. В результате установлены характерные особенности интерференционного переноса энергии в области перекрытия ближних реактивных полей элементов решетки с учетом соотношения амплитуд и фаз возбуждающих их колебаний. Структура интерференционных потоков энергии изучена также для случая решетки расположенной над бесконечным идеально проводящим экраном с привлечением метода зеркальных изображений. Кроме этого, при численном исследовании характеристик низкопрофильной семи-элементной дипольной АФАР с плоским рефлектором предпринята попытка использования теории характеристических мод [3] с целью выявления физики широкополосного излучения такой решетки в условиях малой высоты размещения диполей над рефлектором.

Список литературы

1. Munk B.A. Finite Antenna Arrays and FSS. New York: Wiley-IEEE Press, 2003, 480 p.
2. Patent 10256545 US, H01Q 21/06 (20060101). Dielectric-free metal-only dipole-coupled radiating array aperture with wide field of view / A. O. Boryssenko, K. Vanhille, B. L. Cannon. Appl. No. 16/017410; Filled June 25 2018; published April 9, 2019.
3. Chen Y., Wang C.-F. Characteristic Modes: Theory and Applications in Antenna Engineering. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2015. 267 p.

Отказоустойчивые АФАР с нейросетевым блоком управления

Аносова Н.П., Кондратьева С.Г., Шмачилин П.А.

Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет) «МАИ»

Волоколамское шоссе, д.4, Москва, 125993, Российская Федерация

shmachilin@gmail.com

Аннотация: Разработана модель и схемы построения АФАР с нейросетевым блоком управления, обеспечивающим коррекцию амплитудно-фазового распределения в зависимости от качества работы отдельных модулей решётки. Показана возможность адаптации системы к отказам отдельных модулей. Определены требования к аппаратной части нейросетевого блока управления.

1. Введение

Требования к разрабатываемым в последние годы глобальным телекоммуникационным системам в области пропускной способности и отказоустойчивости непрерывно возрастают. Вместе с этим возрастает необходимость обеспечения подобных систем антеннами, способными обеспечить адаптацию и автоматическую подстройку своих параметров к изменяющимся условиям рабочей среды. В качестве примера подобной системы можно привести спутниковую систему глобального широкополосного доступа к сети Internet. В наземном сегменте такой системы подвижные абонентские станции должны быть снабжены антенной решёткой (АР), обеспечивающей автоматическую подстройку луча ДН на активный (выбранный) спутник связи. При этом для обеспечения низкой стоимости в системе может быть предусмотрено поворотное устройство, способное грубо ориентировать полотно АР на выбранный спутник. Подобное решение снижает стоимость механических приводов поворотного устройства, а также снижает требования к ширине сектора сканирования АР. Проблемой в данном случае является необходимость автоматически отслеживать угловое положение спутника в системе координат АР при изменении ориентации носителя в пространстве.

Реализация подобной АР возможна как с частичным применением цифровых методов обработки сигнала в последних каскадах диаграммообразующей схемы АР, так и с полным переводом всех операций процесса формирования ДН в цифровую форму с оцифровкой сигнала непосредственно на выходе каждого антенного элемента.

Активное развитие систем программно-определяемого радио (Software-defined radio – SDR) в последние годы даёт возможность реализовать подобную систему с использованием устройств SDR, алгоритмы цифрового формирования ДН и управления в которой могут быть реализованы непосредственно в ПЛИС модулей.

2. Нейронная сеть, как средство управления диаграммообразующей схемой

Процесс изменения ориентации носителя, как и процесс деградации характеристик отдельных модулей АФАР не является строго детерминированной величиной. При этом антенная система обязана в процессе своей работы подстраиваться под изменяющиеся факторы её рабочего процесса. Одним из призывов искусственных нейронных сетей (ИНС), как математической (и алгоритмической) абстракции, является возможность исключения недетерминированного фактора из процесса управления. В данном случае антенная система может быть представлена схемой, изображённой на рис.1.

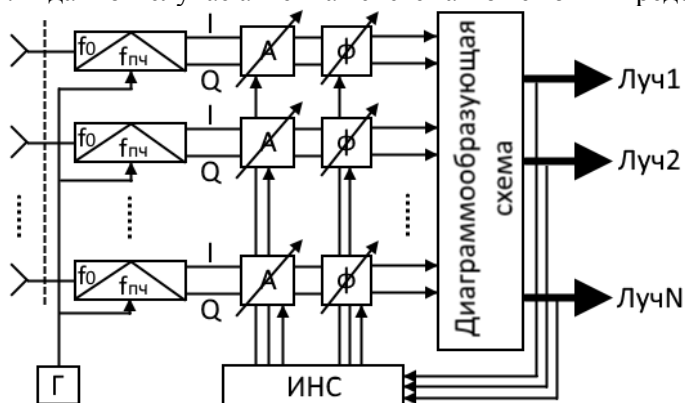


Рис. 1. Структура приёмной части АР с системой управления с нейросетевым модулем коррекции амплитудно-фазового распределения.

Сигнал с выхода антенного элемента проходит через преобразователь частот, формирующий на выходе квадратурный сигнал промежуточной частоты. При этом в данном модуле может быть интегрирован АЦП. Сигнал с выходов АЦП в квадратурной форме должен быть подан в схему цифрового диаграммообразования (ЦДО). Для обеспечения возможности внесения корректирующего воздействия в каждом канале может быть установлен каскад из модуля управления амплитудой и фазой квадратурного сигнала. Эти модули могут иметь как цифровой, так и аналоговый характер. Амплитудно-фазовыми коэффициентами данных модулей осуществляет управление искусственная нейронная сеть (ИНС). ИНС получает данные с выхода схемы ЦДО используя оценки параметров выходных сигналов угловых каналов, а также входными параметрами ИНС могут служить дополнительные источники данных: инерциальная система носителя, датчики углового положения поворотного устройства и т.п.

3. Структура нейронной сети

Для обработки данных, получаемых с выхода диаграммообразующей схемы, применяется система оценивания параметров и характеристик выходных цифровых сигналов. Рассматриваются оценки: мощности, максимального правдоподобия, оценки информационной составляющей цифрового принимаемого сигнала и оценка сигнал-шум. При этом, каждая оценка свой параметр/характеристику выходного сигнала в числовое значение, которое после масштабирования и поступает на входной слой ИНС.

Рассматриваются нейронные сети двух видов: прямого распространения (многослойный перцептрон с одним, либо несколькими скрытыми слоями) и рекуррентные нейронные сети класс LSTM. Сети LSTM обладают способностью к анализу данных во времени, так как обладают внутренним состоянием. Это особенно полезно для обеспечения возможности слежения за изменяющимися во времени характеристиками системы.

Модель сети может быть реализована на базе операций матричного умножения, которые могут быть эффективно реализованы в специализированных вычислителях. Оценка реализуемых параметров в работе производилась на основе имитационной модели, построенной на языке высокого уровня C#.

3. Имитационное моделирование работы АФАР в режиме адаптации

Обучение нейроконтроллера проводилось эпохами по 1000 образцов радиосцен в каждой. Радиосцена представляла собой совокупность источников излучения, действующих аддитивно на апертуру решётки. Сигналы в радиосцене различались типом (гармонический - различной частоты и амплитуды, пачка прямоугольных радио/видео-импульсов, нормальный шум) и пространственным углом падения на решётку. При этом, в аналоговой части системы моделировались ситуации отключения модуля (до 20% от модулей апертуры), амплитудно/фазовые искажения путём введения соответствующих фильтров (аналоговых прототипов).

В результате обучения нейроконтроллер показал способность выдавать корректирующие амплитудно-фазовые коэффициенты в каналы ЦАР, обеспечивающие комплексное улучшение качество приёма сигнала.

4. Заключение

Разработана модель АФАР с цифровой схемой формирования диаграммы направленности и нейросетевым модулем управления. Показана возможность применения нейронных сетей прямого распространения и рекурсивного типа для обеспечения автофокусировки и адаптации режима работы АФАР к изменяющимся условиям рабочей среды. Разработан программный комплекс на языке C#, обеспечивающий имитационное моделирование режимов работы цифровой антенной решётки с нейросетевым модулем управления.

Список литературы

1. Анализ влияния декорреляции сигналов в каналах фазированных антенных решёток на эффективность адаптивной пространственной фильтрации Ратынский М.В. Радиотехника и электроника. 2017. Т. 62. № 6. С. 546-553.
2. Галушкин А.И., Судариков В.А., Шабанов Е.В. Нейроматематика, Методы решения задач на нейрокompьютерах // Математическое моделирование. – 1991. №8. – С.93-111.
3. Башлы П.Н., Богданов В.М. Нейросетевой метод решения задачи оптимизации энергетических параметров антенных решёток. //Нейрокompьютеры: разработка и применение. – 2002. - № 11. - С. 41-47.

Технические приложения сфокусированных антенных решеток

¹ Ведын Д. А.

¹ ФГБОУ ВО «Казанский национальный исследовательский технический университет
им. А.Н. Туполева – КАИ»
ул. Карла Маркса, 10, Казань, 420111, Российская Федерация
denis_ved@icloud.com

Аннотация: Представлены результаты расчетно-экспериментального определения (прогнозирования) радиационной стойкости двух типов КМОП интегральных микросхем (интерфейсных приемо-передатчиков, схем памяти) при воздействии гамма-излучения Co^{60} . Получены аналитические дозовые зависимости параметров тестовых МОП-транзисторов и КМОП больших интегральных схем.

1. Введение

К настоящему времени проведено значительное число исследований свойств сфокусированных антенн и практических разработок систем и устройств, опирающихся на принципы сфокусированных апертур. Использование принципа фокусировки электромагнитного поля позволяет повысить напряженность поля в окрестности точки фокусировки и снизить напряженность поля за пределами этой окрестности за её пределами. Этот факт и может быть использован при построении перспективных технологических микроволновых комплексов, в том числе и адаптивных, повышение потенциала систем радиосвязи, систем неразрушающего контроля и т.д.

2. Математическая модель сфокусированной антенной решетки

В апертурной теории антенн используется представление поля излучения антенны, как суперпозиции полей элементарных источников, характеризующихся их типом и амплитудно-фазовым пространственным распределением. Поле излучения антенны конечных размеров представляет собой суперпозицию неоднородных сферических волн, излучаемых элементами антенны. В поле элементарного электрического источника выделяют две зоны: ближнюю зону (зону реактивного поля), соответствующую малым расстояниям до точки наблюдения и дальнюю зону, в которой поле имеет вид неоднородной сферической волны. Область пространства, заключенная между границами ближней и дальней зон обычно называют промежуточной зоной, в которой можно выделить две области: прилегающую к границе ближней зоны и к границе дальней зоны. Для ряда приложений представляет интерес электромагнитное поле в ближней промежуточной зоне, называемой в литературе, зоной ближнего излученного поля.

К основным параметрам математической модели сфокусированной антенной решетки можно отнести:

1. число излучателей;
2. расстояние от излучателей до точки фокусировки;
3. метод формирования сфокусированного излучения;
4. параметры излучаемого сигнала.

Фигура расположения излучателей определяется требованиями технологического процесса и может быть как плоской, так и объемной (рис. 1).

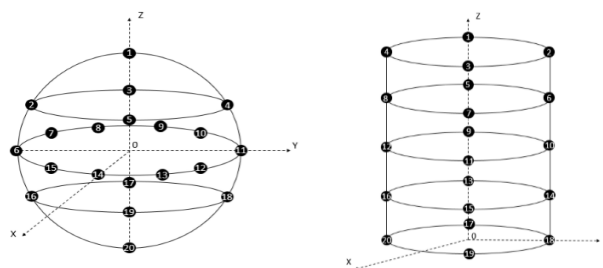


Рис.1. Расположение излучателей в сферической и цилиндрической системах координат.

3. Модель сфокусированного микроволнового комплекса.

Разработка нового способа конвейерной переработки позволит осуществить необходимые циклы нагрева, управления температурой, обеспечения автоматической подачи материалов, предназначенных для переработки в рабочую зону СВЧ-камеры. Это предоставит возможность для проведения новых экспериментов с получением продукта требуемого качества. [1] Для реализации конвейерного метода переработки веществ с использованием широкополосной сфокусированной апертуры [2-7] необходимо выбрать наиболее подходящий тип конвейера и осуществить фокусировку по широкополосному сигналу.

Для реализации данной установки была создана модель (рис.1). В качестве излучателя был рассчитан и смоделирован делитель мощности из прямоугольного волновода с внутренними размерами стенок 45х90 и толщиной стенок 2 мм.

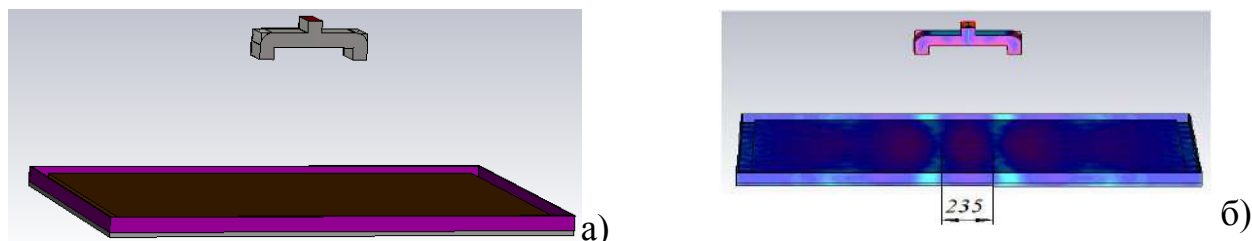


Рис. 1 – Конвейер с размещенным над ним СВЧ-излучателем: общий вид (а), распределение электромагнитной энергии (б)

Графики распределения электромагнитного поля в разных плоскостях при длительности импульса $t_{\text{и}} = 0,5$ нс (рис. 2).

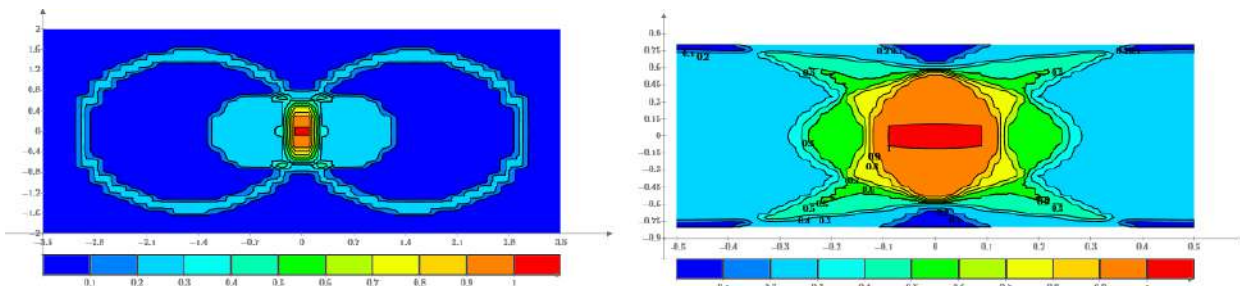


Рис. 2 – График распределения электромагнитного поля в плоскости X-Z.

Также в докладе рассматриваются особенности использования сфокусированных апертур для задач пеленгации и систем повышения потенциала радиосвязи.

4. Заключение

В докладе показаны особенности использования сфокусированных антенных решеток в современных и перспективных технических приложениях.

Список литературы

1. Д.А. Веденькин, А.З. Халиков. Реализация конвейерного метода переработки веществ с использованием широкополосной сфокусированной апертуры // Инженерный вестник Дона. 2017. №3 URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/N3y2017/4256
2. Веденькин Д.А., Седелников Ю.Е. Параметры разреженных сфокусированных антенных решеток, Наука и бизнес: пути развития. 2013. № 10 (28). С. 56-59.

Антенна для систем ММО

Лукьянчиков А. В.

ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
brain75@mail.ru

Аннотация: Представлены результаты разработки двухканальной антенны с поляризационным разнесением каналов. Проведено математическое моделирование с целью определения параметров возбуждения для ортогональных видов поляризации поля излучения антенны.

1. Введение

Существующие тенденции повышения эффективности радиосредств, в том числе применяемых на подвижных объектах, приводят к необходимости разработки и создания антенных устройств, более полно использующих потенциальные свойства электромагнитного поля. Особого внимания заслуживают малогабаритные антенные устройства, качественные характеристики которых определяются не только возможностью формирования требуемой направленности излучения, то есть амплитудной диаграммой направленности, но и возможностью формирования заданного вида поляризационной структуры электромагнитного поля, как при излучении, так и при приеме [1].

В настоящее время в системах радиосвязи чаще всего используются антенны с фиксированной поляризацией излучения, что ограничивает предельно достижимые возможности радиосистем, как по скорости битового потока, так и по устойчивости радиосвязи на предельных расстояниях. Одним из способов повышения этих возможностей является использование многоканальных антенн с поляризационным разнесением каналов, путем использования антенн с работающими на ортогональных видах поляризации поля излучения [2].

Поэтому целью работы является разработка двухканальной антенны с поляризационным разнесением каналов.

2. Основная часть

Представление эллиптически поляризованной волны в виде суммы двух волн круговой поляризации очень полезно при рассмотрении вопроса о передаче энергии между двумя антеннами с учетом поляризационного разнесения. Если используются две произвольно поляризованные антенны, то относительная мощность на выходе согласованной приемной антенны определяется следующим выражением [3].

$$\frac{P}{P_{\max}} = \frac{|E_1^{\text{ПР}} E_2^{\text{ПР}} + E_1^{\text{ЛЕВ}} E_2^{\text{ЛЕВ}}|^2}{\left[(E_1^{\text{ПР}})^2 + (E_1^{\text{ЛЕВ}})^2 \right] + \left[(E_2^{\text{ПР}})^2 + (E_2^{\text{ЛЕВ}})^2 \right]} \quad (1)$$

где 1, 2 — индексы, характеризующие поле первой и второй антенны;

P — фактическая мощность передаваемая от антенны 1 к антенне 2.

$P_{\max}$ — представляет собой наибольшую мощность, принимаемую при полном согласовании поляризаций.

На основании выражения (1) установлено что, для передачи максимальной мощности от источника сигнала к приёмнику необходимо, чтобы приёмная и передающая, были согласованными по поляризации. Для количественной оценки поляризационного согласования антенн вводят [2] поляризационный коэффициент передачи ($|\xi|$ — по полю или $|\xi|^2$ — по мощности)

Расчётное выражение для поляризационного коэффициента передачи через параметры эллипса поляризации записывается следующим образом:

$$\xi(\beta_A, k_{\vartheta_A}, \beta_e, k_{\vartheta_e}) = \sqrt{\frac{\cos^2 \beta_A + k_{\vartheta_A}^2 \sin^2 \beta_A}{1 + k_{\vartheta_A}^2}} \sqrt{\frac{\cos^2 \beta_e + k_{\vartheta_e}^2 \sin^2 \beta_e}{1 + k_{\vartheta_e}^2}} + \sqrt{1 - \frac{\cos^2 \beta_A + k_{\vartheta_A}^2 \sin^2 \beta_A}{1 + k_{\vartheta_A}^2}} \sqrt{1 - \frac{\cos^2 \beta_e + k_{\vartheta_e}^2 \sin^2 \beta_e}{1 + k_{\vartheta_e}^2}} \times \exp \left[j \left(\arctan \frac{2k_{\vartheta_A}}{(1 - k_{\vartheta_A}^2) \sin 2\beta_A} + \arctan \frac{2k_{\vartheta_e}}{(1 - k_{\vartheta_e}^2) \sin 2\beta_e} \right) \right]. \quad (2)$$

Проведем анализ (2) для различных типов антенн. Падающая волна пройдя через радиотрассу попадает на приёмную антенну со определенными параметрами эллипса поляризации $0 \leq \beta_e \leq \pi$ и $-1 \leq k_{\vartheta_e} \leq 1$. На рис. 1 изображены характерные зависимости при $\beta_e = 0$, для некоторых типов антенн. Для анализа выбраны следующие типы антенн: антенны с фиксированной, линейной (горизонтальной и вертикальной) поляризацией; фиксированной круговой (левосторонней и правосторонней) поляризацией; разрабатываемый тип антенны с переключаемой поляризацией (линейная — вертикальная, горизонтальная и круговая — левосторонняя, правосторонняя).

Для антенн с левосторонней и правосторонней поляризацией, а также для антенн вертикальной и горизонтальной поляризацией наблюдается снижение поляризационного коэффициента передачи $|\xi|^2$ до 0 (рис. 1), что свидетельствует об отсутствии приёма при определённых параметрах k_{ϑ_e} и β_e эллипса поляризации приходящей волны.

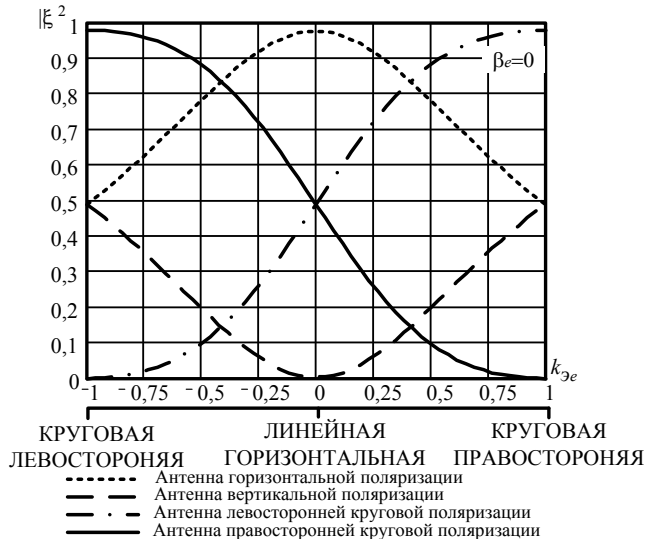


Рис. 1. Зависимость поляризационного коэффициента передачи от параметров эллипса поляризации приходящей волны при $\beta_e = 0$ для выбранных типов антенн.

Таким образом для антенн ортогональных видов поляризации всегда найдутся такие параметры эллипса поляризации приходящей волны когда поляризационный коэффициент передачи равен нулю этот называется поляризационным разнесением. Это свойство используется для построения многоканальных антенн для систем ММО с целью повышения скорости передачи телекоммуникационной системы.

4. Заключение

На основании проведенного исследования получены следующие результаты. Обоснован метод создания многоканальной антенны с поляризационным разнесением каналов для систем ММО. Для этого наилучшим образом подходит конструкция двухканального излучателя с ортогональными видами поляризации, который способен формировать поле линейной или круговой поляризации. Использование двух антенн ортогональной поляризации, позволит сделать эти каналы независимыми друг от друга, что существенно увеличит пропускную способность радиоканала в целом за счет более полного использования потенциальных свойств электромагнитного поля.

Список литературы

1. Lukyanchikov A.V. Two-channel Wi-Fi band patch radiator // Proc. 8th Int. Conf. on Antenna Theory and Techniques (ICATT'11). — 20 — 23 September, 2011. — Kyiv, 2011, pp. 194-196
2. Лобкова Л.М., Лукьянчиков А.В. Метод управления поляризационной структурой поля излучения спиральной конической антенны // Изв-я ВУЗов. Радиоэлектроника. — Киев: КПИ, 2007. — Т.50. — № 10. — С.3—24.

Антенная решетка с двумя ортогональными поляризациями для обеспечения мобильной связи на стадионах

Комов Владислав Вячеславович¹

¹ Guandong Sigtenna Communication Technology Co., Ltd., China

На таких объектах как стадионы, где необходимо одновременно обеспечивать связью большое количество плотно расположенных людей, сеть связи должна иметь большую емкость создавать минимальные помехи соседним антеннам. Для минимизации этих помех антенная решетка должна иметь диаграмму направленности с крутыми скатами и с минимальным уровнем боковых лепестков. Как показывают результаты расчетов, для достижения диаграмм такой формы, излучающие элементы решетки должны быть маленького размеры и расположены близко друг к другу. Однако такие излучатели имеют слишком широкий луч, который в Н плоскости намного шире чем в Е, поэтому очень тяжело добиться симметричной диаграммы направленности в решетке.

Для этого были проведены расчеты и оптимизация антенной решетки с дополнительными директорами над излучателями, которые позволяют уменьшить взаимное влияние между излучателями, уменьшить уровень боковых лепестков в заданном частотном диапазоне и добиться минимального уровня кросс поляризации.

Предложенная диаграммообразующая схема антенной решетки обеспечивает такую частотную зависимость распределением мощности между излучателями, позволяет уменьшить количество излучателей системы и минимизировать ее размер , но и уменьшить частотную зависимость ширины луча по уровню -3 и -10 дБ. Благодаря этому можно уменьшить взаимное влияние между расположенными на стадионе антенными решетками и улучшить качество связи.

Экспериментальные характеристики диаграммы направленности разработанной антенной решетки, для диапазона частот 1695-2200 МГц, приведены в таблице:

Ширина луча по уровню -3dB в горизонтальной и вертикальной плоскости	48±3
Ширина луча по уровню -10dB в горизонтальной и вертикальной плоскости	63±3
Ширина луча по уровню -20dB в горизонтальной и вертикальной плоскости	80±4
Уровень боковых лепестков в горизонтальной и вертикальной плоскости	≥20 dB

Разработка четырехдиапазонной печатной антенны круговой поляризации

¹ Безгин А. А., ² Савочкин А. А.

¹ Морской гидрофизический институт РАН
ул. Капитанская, 2, Севастоль, 299011, Россия
bezghinaa@gmail.com

² Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Россия
savochkin_mail@mail.ru

Аннотация: Рассмотрена комбинированная четырехдиапазонная антенна круговой поляризации для спутниковой системы связи Argos-3 и системы позиционирования GPS диапазонов L1 и L2.

1. Введение

С случае реализации систем оперативного контроля морских акваторий, наряду с обеспечением спутниковой связи решается задача определения координат объекта [1]. Для этого, рядом с антенной системы спутниковой связи устанавливают приемную антенну системы определения координат. Предлагаемый вариант комбинированной антенны имеет два независимых входа: один вход предназначен для работы системы спутниковой связи, второй для — приемника GPS. В качестве основы для разработки использован вариант реализации двухчастотной антенны Argos-3 с одной точкой питания [2]. В большинстве автономных устройств для определения координат используются приемники системы GPS работающие в диапазоне L1 [3]. Однако, существуют задачи, для решения которых требуется повысить точность определения координат. Для этого приемниками GPS обрабатывается сразу два сигнала, принимаемые в разных частотных диапазонах L1 и L2 [4, 5].

2. Геометрия антенны

На рис. 1 приведена схема комбинированной антенны Argos-3/GPS_{L1+L2}. Модель антенны создана в CAD FEKO, в среде пакета уточнены геометрические размеры и рассчитаны основные характеристики.

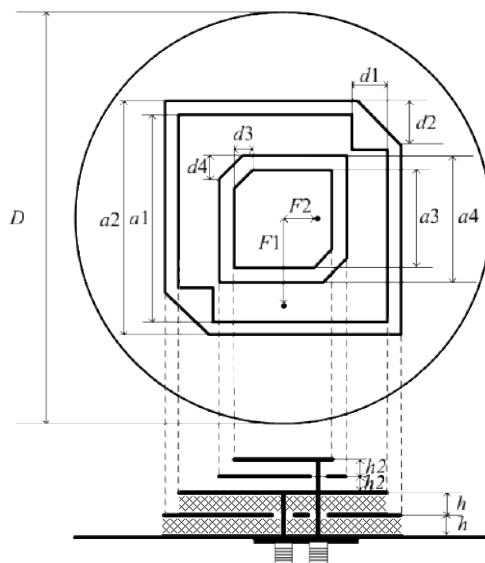


Рис. 1 — Схема комбинированной антенны Argos-3/GPS_{L1+L2}

Излучатель Argos-3 состоит из двух квадратных излучателей с размерами $a_1=158$ мм и $a_2=180$ мм и экрана диаметром $D=400$ мм. В качестве материала выбран двухсторонний фольгированный стеклотекстолит FR4 толщиной $h=4$ мм с относительной диэлектрической проницаемостью

$\varepsilon=4,4$. Точка питания излучателя смещена от его центра на расстояние $F1=72$ мм. Вырезы верхнего излучателя имеют квадратную форму с размерами $d1=14$ мм. Вырезы нижнего излучателя выполнены в виде треугольников со стороной $d2=21$ мм. Геометрические размеры излучателей Argos-3 не изменились. Излучатели GPS со сторонами $a3=92,5$ мм и $a4=12,3$ мм расположены над излучателем Argos-3 на высоте $h2=2$ мм. Вырезы выполнены в виде треугольников со сторонами $d3=7,5$ мм и $d4=7,3$ мм. Точка питания удалена от центра на расстояние $F2=20$ мм.

3. Результаты моделирования

На рис. 2 представлены частотные зависимости КСВ в диапазонах частот Argos-3 (а) и GPS (б) соответственно. Уровень КСВ меньше двух наблюдается в диапазонах частот (399...411) МГц, (458...475) МГц, (1262...1287) МГц и (1555...1588) МГц.

Рис. 2 — Частотная зависимость КСВ комбинированной антенны для диапазона Argos-3 (а) и GPS (б)

На рис. 3 показаны диаграммы направленности антенны при правосторонней и левосторонней поляризациях на частотах GPS (а) и Argos-3 (б). Коэффициент усиления в главном направлении составил 2,8 дБ на частоте 401,6 МГц и 4 дБ на частоте 465,9 МГц, 8,2 дБ на частоте 1275 МГц, 9 дБ на частоте 1575 МГц.

Рис. 3 — ДН комбинированной антенны на частотах GPS (а) и Argos-3 (б) для правосторонней и левосторонней поляризаций

Коэффициент эллиптичности в главном направлении составил $-2,7$ дБ на частоте 401,6 МГц, -2 дБ на частоте 465,9 МГц (рис. 4, б), $-1,8$ дБ на частоте 1275 МГц и $-1,8$ дБ на частоте 1575 МГц (рис. 4, а). Ширина ДН по уровню -3 дБ составила 100° на частоте 401,6 МГц, 108° на частоте 465,9 МГц, 50° на частоте 1275 МГц и 54° на частоте 1575 МГц.

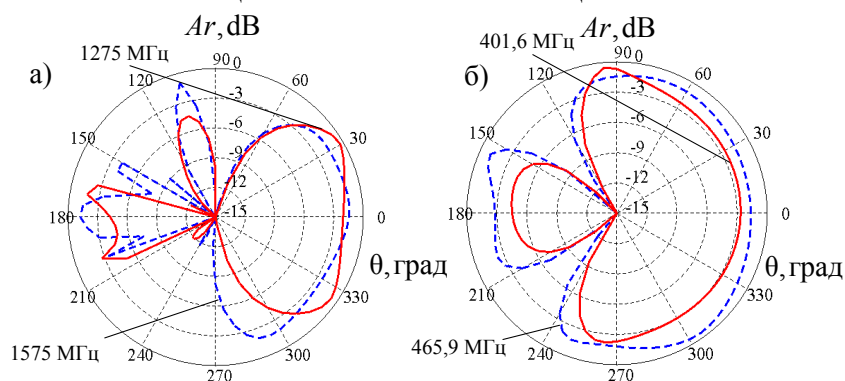


Рис. 4 — КЭ комбинированной антенны на частотах GPS (а) и Argos-3 (б)

4. Заключение

Путем моделирования в САПР доказана возможность создания многодиапазонных комбинированных антенн путем установки излучателей, работающих каждый для своего диапазона, друг над другом. Доказано, что при расположении излучателей друг над другом сохраняются поляризационные характеристики каждого излучателя. Разработанная модель комбинированной антенны Argos-3/GPS_{L1+L2} формирует слабонаправленное поле правосторонней круговой поляризации.

Список литературы

1. Дрифтерная измерительно-информационная система оперативного контроля морских акваторий. С.В. Мотыжев, Е.Г. Лунев, А.П. Толстошеев Е.М. Быков, Н.Ю. Юркевич, А.А. Безгин Известия ЮФУ. Технические науки, 2015. № 1 (162). С. 24 — 41.
2. Безгин А. А., Савочкин А. А. Двухдиапазонная антенна круговой поляризации Мат. МНТК «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии», 4 — 10 сентября 2016. М., Минск, Севастополь, 2016. С. 1002 — 1008.
3. Безгин А. А., Савочкин А.А. Комбинированная антенна Argos-3/GPS. Материалы 14-й международной молодежной науч. техн. конф. «Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций», 22 — 26 октября 2018 г. Севастополь: СевГУ, 2018. С. 95.
4. Интерфейсный контрольный документ. Навигационный радиосигнал открытого доступа с кодовым разделением в диапазоне L1 [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <http://russianspacesystems.ru/wp-content/uploads/2016/08/IKD-L1-s-kod.-razd.-Red-1.0-2016.pdf> (дата обращения 10.05.19)
5. Интерфейсный контрольный документ. Навигационный радиосигнал открытого доступа с кодовым разделением в диапазоне L2 [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <http://russianspacesystems.ru/wp-content/uploads/2016/08/IKD-L2-s-kod.-razd.-Red-1.0-2016.pdf> (дата обращения 10.05.19)

Антенные системы радиолиний передачи информации малых космических аппаратов

¹Генералов А.Г., ¹Гаджиев Э.В., ²Овчинникова Е.В., ²Нгуен Динь То, ²Кондратьева С.Г.,
²Шмачилин П.А.

¹АО «Научно-исследовательский институт электромеханики»,
ул. Панфилова 11, Истра, 143502, Российская Федерация
otd24@niiem.ru

²Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет) «МАИ»
Волоколамское шоссе, д.4, Москва, 125993, Российская Федерация
oea8888@gmail.com

Аннотация: На космических аппаратах используются антенно-фидерные устройства, входящие в состав различных бортовых систем и комплексов. Одной из таких систем является радиолиния передачи целевой информации. Разработана модель антенной решетки радиолинии передачи целевой информации из волноводных излучателей и определены ее характеристики.

1. Введение

Обеспечение обмена информации между космическим аппаратом (КА) и наземными пунктами управления является одной из главных задач. От качества и непрерывности сеансов связи КА с наземными службами зависит выполнение возложенной целевой задачи на КА [1].

Как правило, на борту КА используются приёмо-передающие антенны, входящие в состав следующих систем [2]:

- телеметрической системы;
- телекомандной системы;
- навигационных систем (ГЛОНАСС, GPS);
- радиолинии передачи целевой информации (РЛЦИ);
- межспутниковой связи;
- специальных систем (например, КОСПАС-САРСАТ);
- научных систем и комплексов и др.

Данная работа посвящена состоянию и перспективам развития антенно-фидерных устройств РЛЦИ класса малых КА.

С ростом объёма решаемых задач с помощью космических технологий произошло изменение требований к РЛЦИ КА. Данное изменение заключается в резком увеличении требуемой скорости передачи данных с борта КА на наземные пункты приёма информации.

В свою очередь, определённые ограничения вызваны достаточно коротким временем сеанса связи КА с пунктами приёма (около 10–15 мин), а также ограниченное количество самих пунктов приёма [3].

Таким образом, возникает актуальная, современная задача о построении высокоскоростной и сверхвысокоскоростной линий передачи.

2. Перспективы развития

В работе рассмотрено построение антенной системы РЛЦИ на примере малого КА «Канопус-В» № 1 [4–5].

При построении АФУ РЛЦИ для малых КА, построенных на базе платформы «Канопус-В», используется два передатчика и две зеркальные антенны сантиметрового диапазона.

Таким образом, этот подход позволяет осуществлять передачу данных со скоростями 61,44 Мбит/с и 122,88 Мбит/с.

Однако используемый в настоящее время подход к построению АФУ РЛЦИ КА обладает рядом недостатков:

- для обеспечения функционирования двух бортовых передатчиков необходима большая мощность (≈ 120 Вт на каждый);

- применение двух передатчиков требует применения двух передающих антенн, что, в свою очередь, приводит к дополнительным требованиям по электромагнитной совместимости и по оптимальному размещению этих антенн на поверхности КА с целью снижения влияния корпуса КА на энергетические параметры антенн [6, 7];
- ограничено количество наземных пунктов приёма информации, способных принимать сигнал с данной энергетикой;
- значительные габариты применяемых передающих антенн.

3. Антенная решетка радиолинии передачи целевой информации

Возрастающие требования к информационности емкости, быстродействию, массогабаритным параметрам и энергетическим характеристикам радиосистем передачи информации приводят к необходимости разработки антенн работающих в широкой полосе частот и обеспечивающих требуемые характеристики направленности. В качестве примера практической реализации такой антенной системы можно рассмотреть антенную решетку из волноводных излучателей, изготовленную по технологии гальванопластики рис.1 [8]. На рис.2 приведены зависимости коэффициента стоячей волны КСВ от частоты.

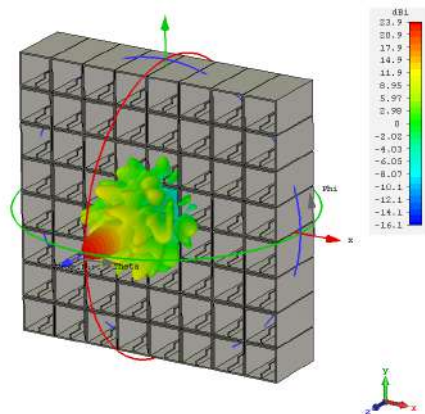


Рис.1. Антенная решетка из волноводных излучателей с круговой поляризацией

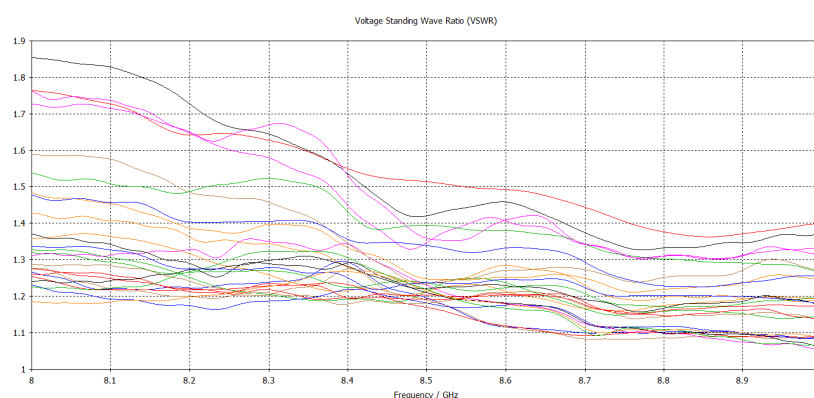


Рис.2. Зависимости КСВ от частоты.

В докладе также приведены характеристики направленности и поляризационные характеристики антенны.

4. Заключение

Разработана модель антенного полотна, состоящего из волноводных излучателей с круговой поляризацией. Проведена параметрическая оптимизация излучателей с целью улучшения частотных характеристик согласования и направленности. Определены энергетические и поляризационные характеристики антенной решетки при сканировании.

Список литературы

1. Пригода Б.А., Кокунько В.С. Антенны летательных аппаратов. М: Воениздат, 1964 г. 120 с.
2. Генералов А.Г., Гаджиев Э.В. Состояние и перспективы развития бортовых антенно-фидерных устройств радиолинии передачи целевой информации. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2018. № 2 (30). С. 44–52.
3. Бекренев О.В., Гончаров А.К., Мартынов С.И. Антенные системы приемных комплексов для оснащения приемных станций ЕТРИС. В книге: Иосифьяновские чтения – 2017. Материалы конференции. 26 октября 2017. С. 240–241
4. Космический комплекс оперативного мониторинга техногенных и природных чрезвычайных ситуаций «Канопус-В» с космическим аппаратом «Канопус-В» № 1. М.: ФГУП «НПП ВНИИЭМ», 2011. 110 с.
5. Владимиров А.В., Салихов Р.С., Сенюк Н.А., Золотой С.А. Космическая система оперативного мониторинга техногенных и природных чрезвычайных ситуаций на базе КК «Канопус-В» и Белорусского космического аппарата // Вопросы электромеханики. Труды НПП ВНИИЭМ. 2008. Т. 105. С. 49–57.
6. Бочаров В.С., Генералов А.Г., Гаджиев Э.В. Исследование влияния корпуса космического аппарата на характеристики направленности бортовых антенн. В книге: Иосифьяновские чтения – 2015. Материалы конференции. 11 ноября 2015. С. 61–63.
7. Гаджиев Э.В., Кондратьева С.Г., Овчинникова Е.В. Математическое моделирование бортовых антенн космических аппаратов с учётом дифракции. В сборнике: Гагаринские чтения – 2016 Сборник тезисов докладов XLII Международной научной молодёжной конференции. В 4-х томах. 12–15 апреля 2016. С. 499–500.
8. Воскресенский Д.И., Овчинникова Е.В., Кондратьева С.Г., Фам Ван Винь, Шмачилин П.А. Двухдиапазонная рупорная антенная решетка системы спутникового телевидения // Журнал «Антенны», №3, 2018г, С. 8-18.

Повышение эффективности антенн ММО систем связи

Обуховец В.А.

Южный Федеральный университет
ул. Б. Садовая, 105/42, г. Ростов-на-Дону, 344006. Россия
vaomailru@mail.ru

Аннотация: Последние два десятилетия ознаменовались возрастанием интереса к проблемам применения систем ММО (Multiple Input Multiple Output) в радиолокации и беспроводной связи. Использование принципов построения ММО систем в комплексах связи позволяет за счет увеличения количества передающих и приемных антенн повысить емкость каналов и скорость передачи информации. В докладе рассмотрены вопросы модернизации антенн носимых средств мобильной связи, позволяющих уменьшить корреляцию каналов и увеличить спектральную эффективность системы связи.

1. Введение

Современные системы связи характеризуются непрерывным ростом объема передаваемой информации. Так, по прогнозу, в 2021 г. объем трафика должен возрасти более, чем в 200 раз по сравнению с 2010 г. Такой рост обеспечивается применением систем с использованием принципов ММО, в которых за счет увеличения числа каналов удастся повысить производительность системы без расширения частотного спектра передаваемых сигналов. Такой эффект принято характеризовать спектральной эффективностью. Теоретически последняя должна увеличиваться пропорционально числу каналов связи. Однако практическая реализация подобных систем связи наталкивается на ряд ограничений, не позволяющих достичь теоретически предсказуемого выигрыша по нескольким причинам.

2. Взаимная корреляция каналов связи

Одной из причин является взаимная корреляция каналов связи, обусловленная, главным образом, электромагнитным взаимодействием излучателей системы ММО. Исследования показывают, что при достаточно большом разнесении антенн таким взаимодействием можно пренебречь. Однако для устройств мобильной связи, использующих принципы ММО, из-за малых габаритов гаджетов расстояния между антеннами является достаточно малым, и взаимная связь между ними может оказывать существенное влияние на скорость передачи информации и емкость каналов связи.

3. Цель работы

Целью работы является проведение на основе компьютерного моделирования сравнительного анализа ряда конструкций развязывающих устройств и некоторых их модификаций применительно к антеннам устройств мобильной связи и оценка достижимой спектральной эффективности.

4. Результаты исследований

В работе представлены результаты исследования целого ряда устройств, снижающих величину коэффициента взаимной корреляции мкпрополосковых антенн, применяемых в

носимых устройствах мобильной связи поколения 5 G. Исследования выполнены численными методами путем моделирования в среде HFSS. Для ряда вариантов разработаны и изготовлены лабораторные макеты антенн и представлены результаты сравнения экспериментально полученных параметров с расчетными. Наилучшие результаты обеспечивают устройства развязки прямоугольных полосковых излучателей со сложными вырезами в диэлектрике подложки. Они могут применяться для снижения коэффициента взаимной связи в полосе частот до 10 %.

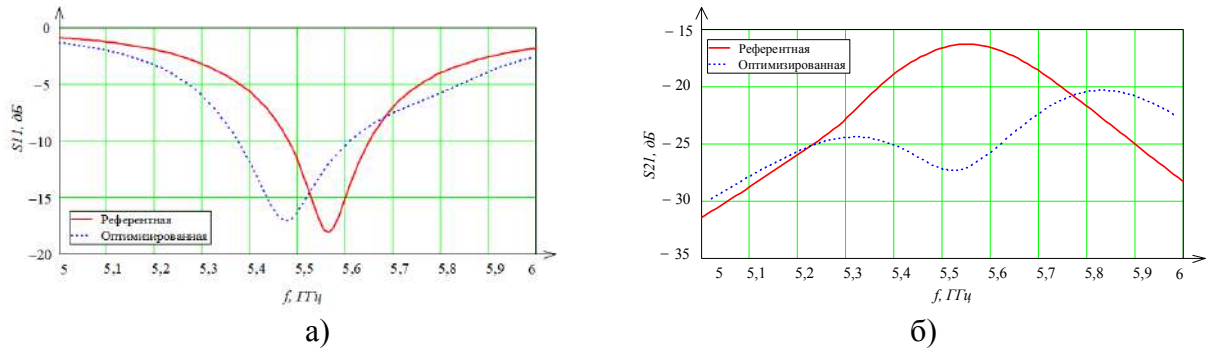


Рис. 1. S-параметры исходной и модернизированной антенны

5. Заключение

Исследованные устройства развязки микрополосковых излучателей позволили снизить величину коэффициента корреляции и, тем самым, обеспечить возможность повышения величины спектральной эффективности ММО системы связи.

Список литературы

1. Xue Cheng-Dai, Zhang Xiu Yin, Cao Yun Fei, Hou Zhangju, Ding Chao Feng. MIMO antenna using hybrid electric and magnetic coupling for isolation enhancement // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2017. DOI 10.1109/TAP.2017.2738033.
2. Diallo A., Luxey C., Le Thuc, Staraj R., Kossiavas G. Enhanced two-antenna structures for universal mobile telecommunications system diversity terminals // IET Microw. Antennas Propag. – 2008. Vol. 2, № 1. – P.94-101.
3. Habashil A., Nourinia J, Ghobadi G. A rectangular defected ground structure (DGS) for reduction of mutual coupling between closely-spaced microstrip antennas // 20th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE2012). – May 15-17 2012. – Tehran, Iran. P. 1347-1351.
4. Ma N., Zhao H. Reduction of the mutual coupling between aperture coupled microstrip patch antennas using EBG structure // 2014 IEEE International Wireless Symposium (IWS 2014). – 2014. – P.1-4.
5. Chiu C.-Y., Cheng C.-H., Ross D. Murch R.D., Rowell C.R. Reduction of mutual coupling between closely-packed antenna elements // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2007. Vol. 55, №. 6. – P.1732-1738.
6. Yang J.O., Yang F., Wang Z. M. Reducing mutual coupling of closely spaced microstrip MIMO antennas for WLAN application // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2011. Vol. 10. – P. 310-313.
7. Sharawi M. Current misuses and future prospects for printed multiple-input, multiple-output antenna systems // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 2017. Vol. 59, № 2.
9. Vendik O.G., Kozlov D.S. A novel method for the mutual coupling calculation between antenna array radiators: analysis of the radiation pattern of a single radiator in the antenna array // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 2015. Vol. 57, № 6. – P. 16-21.
10. Vaughan R. G., Andersen J.B. Antenna diversity in mobile communications // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 1987. Vol.36. – P.149-172.
11. Blanch S., Corbella J.R.I. Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description // Electron Lett. – 2003. Vol. 39, №. 9. – P.705-707.
12. Farsi S., Aliakbarian H., Schreurs D., Nauwelaers B., Vandenbosch G.A.E. Mutual coupling reduction between planar antennas by using a simple microstrip U-section // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2012. Vol. 11. – P.1501-1503.

Проблемы создания антенн, интегрированных с солнечными батареями

Обуховец В.А.

Южный Федеральный университет
ул. Б. Садовая, 105/42, г. Ростов-на-Дону, 344006. Россия
vaomailru@mail.ru

Аннотация: Рассмотрены вопросы создания микрополосковых антенн, размещенных на поверхности солнечной батареи и использующих ее в качестве подложки. Построена математическая модель, учитывающая элементы ее конструкции и их электродинамические параметры. Представлены результаты численных экспериментов для нескольких вариантов излучателей со сплошной или сетчатой поверхностью полоскового элемента.

1. Введение

Создание новых технологий в области радиоэлектроники, освоение современной элементной базы позволили резко сократить габариты и массу приборов. Дальнейшему прогрессу в данном направлении препятствуют трудности создания миниатюрных антенн [1]. В связи с этим в печати появились сообщения о попытках создания антенн, интегрированных с другими компонентами радиоэлектронных систем, и в частности, с бортовыми покрытиями [2] и солнечными батареями [1, 3 - 5]. Особый интерес представляет последнее направление, поскольку солнечные батареи имеют значительные размеры и позволяют разместить на них большое количество микрополосковых излучателей.

В настоящей работе представлены результаты электродинамического моделирования характеристик микрополосковых антенн, размещенных на поверхности солнечной батареи.

2. Структура и свойства кристаллического кремниевого солнечного элемента

Для исследования возможности построения микрополосковых антенн с использованием в качестве подложки солнечной батареи кратко рассмотрена структура кремниевого солнечного элемента и физические процессы, происходящие в нем под воздействием света. Приведены варианты эквивалентных электрических схем, используемых для получения энергетических соотношений и расчета режима работы элемента. Проанализированы основные виды потерь, как оптических, так и электрических, проведено сравнение достижимых значений КПД различных типов солнечных элементов.

3. Микрополосковые излучатели, интегрированные с элементами солнечных батарей

В работе проведено исследование прямоугольных микрополосковых излучателей нескольких типов:

- 1) использующих в качестве полоскового элемента («patch») непосредственно солнечный элемент;
- 2) металлических полосковых излучателей, расположенных над солнечной батареей, использующих ее как подложку и частично затеняющих ее;

3) излучателей с уменьшенным затенением батареи, имеющих вид тонкопроволочной сетки из параллельных проводов, или проводов, образующих прямоугольную сетку, расположенных над поверхностью батареи.

Методом численного моделирования для перечисленных излучателей получены основные «антенные» характеристики: диаграммы направленности, зависимости входного КСВ и импеданса от частоты и размеров излучателей. Для ряда конструкций проведена оптимизация параметров сетки проводов и подложки, усложненной за счет добавления прозрачных диэлектрических слоев.

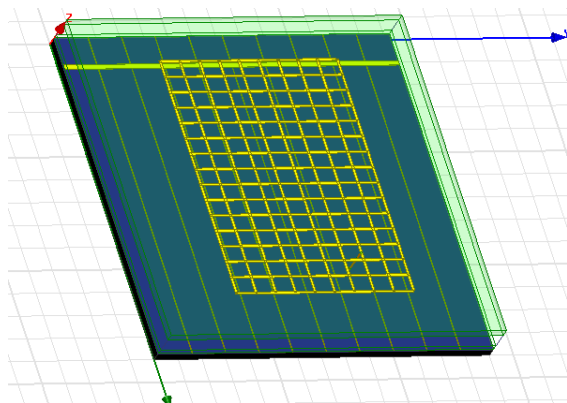


Рис. 1. Расчетная модель сетчатого излучателя.

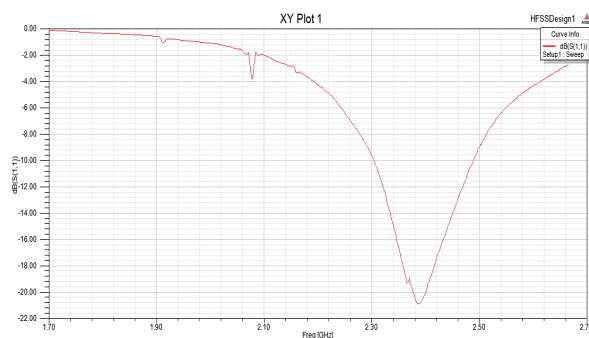


Рис. 2. Входной коэффициент отражения.

4.

Заключение

Проведенные исследования и результаты вычислительных экспериментов свидетельствуют о принципиальной возможности разработки интегрированных систем, объединяющих в одном полотне солнечную батарею и антенную систему. Оптимизация конструктивных параметров позволяет получить микрополосковые антенны и антенные решетки с приемлемыми характеристиками при минимально возможном затенении солнечной батареи.

Список литературы

1. S. Gao, Y. Rahmat-Sami, R.E. Hodges, X.-X. Yang. Advanced Antennas for Small Satellites. Proceedings of the IEEE, Vol. 106, No. 3, March 2018. P.391-403.
2. M. Tanaka, Y. Suzuki, K. Araki, R. Suzuki. Microstrip Antennas with Solar Cells for Microsatellites. Electron Letters. 1996, Vol. 31, pp.263-266.
3. T. Yekan, R Baktur. Conformal Integrated Solar Panel Antennas. IEEE Antennas & Propagation Magazine, 2017, April, p. 69-78.
4. G. J. N. Lenin, R. Vimala, R.Sornakeerthi, K.R.A. Britto. Design of Low Profile Wide Band Solplant with DGS. ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences. 2016, Vol. 11, No.3, p. 1729-1734.
5. S.V. Shunu, M.J. Roo Ons, M.Ammann, S. Gallagher, B. Norton. Insert-Fed Microstrip Patch Antenna with Integrated Polycrystalline Photovoltaic Solar Cell. EuCAP 2007. The Second European Conference on Antennas and Propagation, Edinburg, 11-16 November, 2007.
6. J. Browne. Making Invisible Antennas for Satellites Solar Panels. Microwaves & RF. Apr 25, 2017. www.mwrf.com.

Двух лучевые антенные решетки для базовых станций сотовой СВЯЗИ

¹ Следков В. А., ¹ LI ZIMENG., ¹ Тараненко В. В., ² Остапенко А. Э.

¹ Guangdong Sigtenna Communication Technology Co., Ltd., China

² Южный федеральный университет, Ростов-на-Дону, Россия

Аннотация: Исследованы различные варианты построения двух лучевых антенных решеток, состоящих из трёх и четырёх колонок излучателей. Разработаны микрополосковые диаграммообразующие схемы на основе матрицы Батлера для диапазонов частот 690-960 и 1695-2690 МГц. Проведено моделирование и оптимизация диаграмм направленности двух лучевых антенных решеток с различными типами излучателей. Проведено сравнение результатов моделирования с измеренными диаграммами направленности и частотными характеристиками опытных образцов антенной решетки.

1. Введение

В настоящее время мобильные системы связи являются одними из самых перспективных и быстро прогрессирующих сегментов современного телекоммуникационного рынка. В последние годы увеличивается не только количество сетей, осуществляющих передачу данных, но и число абонентов. Многолучевые антенные решетки могут обеспечить увеличение емкости сети, что повысит пропускную способность всей системы и улучшит качество обслуживания пользователей.

Основными компонентами многолучевой антенной системы являются собственно антенна и устройство формирования луча [1, 2]. Антенна состоит из большого количества антенных элементов, объединенных в антенную решетку. Устройство формирования луча обеспечивает необходимую фазу сигналов, подводимых ко всем элементам антенны для того, чтобы сформировать лучи в различных направлениях. Для реализации требуемых характеристик многолучевой антенной системы одинаково важны электрические и конструктивные параметры обоих компонентов.

В данной работе приведены результаты электродинамического моделирования и измерения опытных образцов антенных решеток для диапазонов частот 690-960 и 1695-2690 МГц.

2. Антенная решетка и диаграммообразующее устройство

Антенна состоит из дипольных антенных элементов – излучателей с двойной поляризацией. Антенна спроектирована как фазированная антенная решетка с одинаковым расстоянием разнесения элементов и заданным сдвигом фаз. На каждый антенный элемент поступает сигнал с определенными амплитудой и фазой, которые соответствуют требуемому направлению итогового электромагнитного излучения.

Расстояние между излучающими элементами выбрано примерно равным половине длины волны на центральной частоте рабочего диапазона. Питанием антенной решетки служит устройство формирования луча, выполненное в виде печатной платы, и подающее на вход излучающих элементов сигнал с заданным фазовым сдвигом. Поля антенных элементов, с пришедшими различными фазами, суммируются в дальней зоне антенной решетки и формируют луч.

Диаграммообразующая схема выполнена на основе матрицы Батлера, состоящей из четырех 3 дБ 90°-ых направленных ответвителей и двух фазовращателей. Матрица Батлера обладает практически идеальными равноамплитудными и линейными фазовыми распределениями возбуждения. Диаграммообразующая схема изготовлена на подложке с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 3.3$ и толщиной $h = 0.8$ мм.

3. Результаты моделирования и измерения опытных образцов

Электродинамическое моделирование и расчет производились в специализированном программном обеспечении CST Microwave Studio.

В процессе моделирования и расчета диаграммообразующей схемы на основе матрицы Батлера был получен сдвиг фаз (90°) между соседними выходными каналами, которые, в свою очередь, подключены ко входу антенных элементов.

Диаграммы направленности на центральных частотах диапазонов 690 – 960 и 1695 – 2690 МГц, полученные в результате расчета спроектированных антенных решеток, изображены на рисунке 1. Ширина диаграмм направленности по уровню -10 дБ в обоих частотных диапазонах примерно равна 120°.

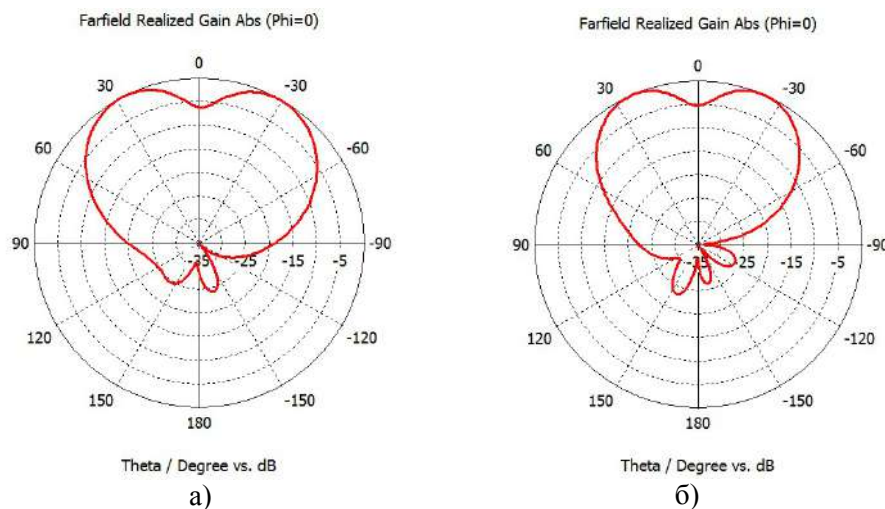


Рис. 1. Суммарные диаграммы направленности антенных решеток на центральных частотах а) 690 МГц и б) 2200 МГц.

4. Заключение

Приведены результаты электродинамического моделирования антенной решетки. По рассчитанной модели будет сделан опытный образец.

Предложенные в докладе двухлучевые антенные решетки способны решить проблему постоянно растущего спроса на использование данных и повысить емкость сети в широкой полосе частот. Такие решетки могут обеспечить оптимальные условия обслуживания абонентов в необходимых угловых секторах.

Список литературы

1. Устройства СВЧ и антенны/Под ред. Д. И. Воскресенского. Изд. 2-е, доп. и перераб. - М.: Радиотехника, 2006. - 375 с.
2. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ: Учеб. для радиотехнич. спец. вузов. — М.: Высш. школа, 1988. — 434 с.
3. Марков Г. Т., Сазонов Д. М. Антенны. Учебные для студентов радиотехнических специальностей вузов. Изд. 2-е, перераб. и доп. — М.: Энергия, 1975. — 528 с.
4. Устройства СВЧ и антенны: Проектирование фазированных антенных решеток: учеб. пособие для вузов / Д. И. Воскресенский, В. И. Степаненко, В. С. Филиппов и др.; под ред. Д. И. Воскресенского. — М.: Радиотехника, 2012. — 744 с.
5. Чистюхин В.В. Антенно-фидерные устройства: Уч. пособие. Ч.2. — М.: МИЭТ, 2005. — 80 с.

Особенности диаграмм направленности антенных систем в режимах излучения ультракоротких микроволновых импульсов

Палицин А. В., Гойхман М. Б., Громов А. В., Ковалев Н. Ф.

Федеральный исследовательский центр Институт прикладной физики Российской академии наук (ИПФ РАН),
ул. Ульянова, 46, БОКС - 120, г. Нижний Новгород, 603950, Россия
pal@ipfran.ru

Аннотация: Представлены результаты расчетов диаграмм направленности антенных систем в режимах излучения ультракоротких импульсов. Показано, что в многоканальных системах боковые лепестки диаграмм направленности уменьшаются вследствие запаздывания импульсов, излучаемых различными каналами. Степень подавления боковых лепестков зависит от отношения поперечных размеров антенной системы к длине корреляции.

1. Введение

Одним из важных направлений развития СВЧ электроники является разработка многоканальных систем, позволяющих повысить излучаемую энергию и одновременно управлять диаграммами направленности [1]. В настоящее время наиболее мощными источниками излучения в сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн являются приборы релятивистской СВЧ электроники, в частности лампы обратной волны (ЛОВ), в которых продемонстрированы режимы сверхизлучения с высокой энергетической эффективностью генерации, а также возможность управления фазой выходного излучения [2,3]. Отличительной особенностью сверхизлучательных режимов генерации является малая длительность СВЧ импульсов, составляющая доли наносекунды в миллиметровом диапазоне длин волн [2]. В то же время большая пиковая мощность таких генераторов накладывает ограничения на минимальный размер антенн, используемых для вывода их излучения. В качестве антенн обычно применяются рупорные излучатели с размерами апертур, значительно превышающими длину волны излучения λ . Это означает, что в многоканальных излучающих системах период расположения каналов d составляет величину порядка нескольких λ . Известно, что в этом случае значительно возрастает уровень боковых лепестков диаграмм направленности, по сути, формируются многолепестковые диаграммы с несколькими почти равными максимумами. Именно такая картина полей излучения наблюдается в многоканальных системах, состоящих из нескольких мощных релятивистских генераторов [2].

Подобная комбинация параметров – малой длительности импульсов и относительно большого периода расположения излучателей – характерна также и для многоэлементных систем, состоящих из источников сверхширокополосных импульсов [1]. Для таких систем было показано, что боковые лепестки их диаграмм направленности могут быть значительно подавлены, если количество излучателей велико [1]. В отличие от сверхширокополосных систем, где отдельные импульсы весьма похожи на один период электромагнитного поля, в настоящем докладе теоретически рассматриваются особенности формирования диаграмм направленности при излучении импульсов с длительностями, превышающими несколько периодов поля.

2. Результаты теоретических исследований диаграмм направленности короткоимпульсных многоканальных систем

Ранее нами было показано, что для коротких электромагнитных импульсов, излучаемых в виде набора одномерных гауссовых волновых пучков, наблюдается эффект уменьшения боковых лепестков в суммарных диаграммах направленности [4,5]. В качестве количественного критерия для наблюдаемого эффекта предложено использовать обычно не применяемый в антенных системах параметр – длину корреляции [4]. В настоящем докладе предложенный подход развит на двумерные многоканальные системы. Теоретически исследованы особенности двумерных диаграмм направленности для решеток элементов, излучающих ультракороткие импульсы длительностью в несколько периодов поля. Для определенности выбрано, что поле излучения каждого элемента на частоте f представляет собой скалярный осесимметричный гауссов волновой пучок:

$$E_{0,0}(x, y, z) = \operatorname{Re} \left\{ \frac{-ika^2}{z - ika} \exp \left[ik \frac{x^2 + y^2}{2(z - ika^2)} \right] \exp(i2\pi ft - ikz) \right\}, \quad (1)$$

В (1): $E_{0,0}(x, y, z)$ - безразмерное (нормированное) электрическое поле; $k = 2\pi/\lambda = 2\pi f/c$ - волновое число; x и y - поперечные координаты; z - продольная координата; a - параметр определяющий размер пучка в его перетяжке. На рис. 1 представлены результаты моделирования диаграммы направленности решетки 8×8 в двух режимах: излучения синусоидального сигнала на частоте $f_0 = 36$ ГГц (рис. 1а); и излучения импульсов длительностью 0,1 нс (рис. 1б) с той же несущей частотой f_0 . Основной лепесток диаграммы направленности не искажается при укорочении импульсов, в то время как боковые существенно уменьшаются. Связано это с взаимным запаздыванием импульсов, излученных отдельными частями решетки.

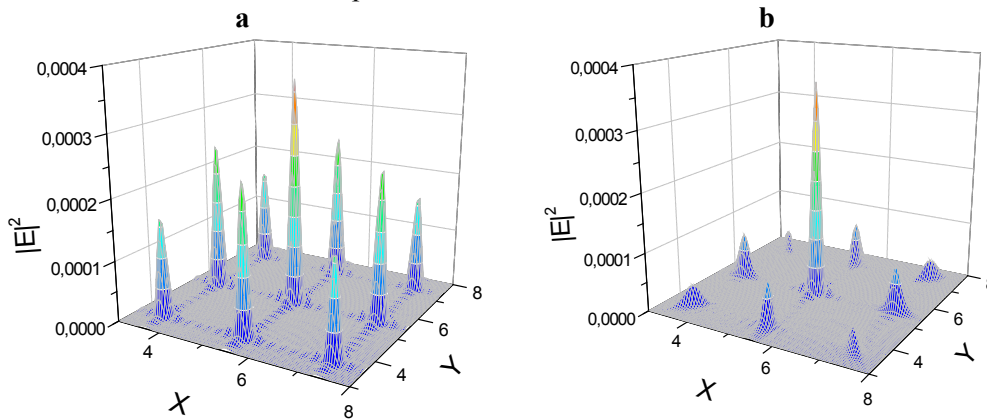


Рис. 1. Диаграммы направленности решетки 8×8 в режимах излучения: (а) - синусоидальных сигналов и (б) - коротких импульсов.

Также в докладе представлены результаты теоретических исследований дифракции плоской волны на системе отверстий в случае ультракоротких импульсов. Показано, что амплитуда боковых дифракционных максимумов зависит от длительности импульсов. Данный эффект может быть положен в основу нового метода измерения длительности ультракоротких микроволновых и лазерных импульсов.

3. Заключение

В докладе представлены результаты теоретических исследований диаграмм направленности многоканальных антенных систем в режимах излучения ультракоротких импульсов. Показано, что амплитуда боковых лепестков (или боковых дифракционных максимумов) может быть значительно снижена, если длина корреляции для них много меньше размера антенной системы. Зависимость амплитуды боковых дифракционных максимумов от длительности импульсов может быть положена в основу нового метода измерения длительности ультракоротких микроволновых и лазерных импульсов.

Список литературы

1. Колосов Ю.А. [и др.] ; Верба В.С., Курочкин А.П. (ред.) Антенно-фидерные и оптоэлектронные устройства. М. : Радиотехника, 2014. 351 с.
2. A. Sharypov, A. A. El'chaninov, G. A. Mesyats, et al. Coherent summation of Ka-band microwave beams produced by subgigawatt superradiance backward wave oscillators. Appl. Phys. Lett. 103, 134103 (2013).
3. N.S. Ginzburg, A.W. Cross, A.A. Golovanov, et al. Coherent summation of emission from relativistic cherenkov sources as a way of production of extremely high-intensity microwave pulses // IEEE Trans. on Plasma Science. 2016. T. 44. № 4. С. 377-385.
4. A. V. Palitsin, M. B. Goykhman, A. V. Gromov, N. F. Kovalev. Wave beams of short radio pulses generated by gigawatt microwave sources // 30th Joint Russian-German Meeting on ECRH and Gyrotrons, Nizhny Novgorod, June 17-24, 2018. EPJ Web of Conferences 187, 01013 (2018).
5. M.B. Goykhman, A.V. Gromov, N.F. Kovalev, A.V. Palitsin. Summation of wave beams of short microwave pulses // Электромагнитные волны и электронные системы. 2018. Т. 23. № 6. С. 46-50.

Расширение рабочей полосы печатных излучателей с помощью распределенного возбуждения

Воскресенский Д.И., Овчинникова Е.В., Нгуен Динь То, Фам Ван Винь, Е Хтут Кхаунг

Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет) «МАИ»

Волоколамское шоссе, д.4, Москва, 125993, Российская Федерация

oea8888@gmail.com

Аннотация: Разработаны модели печатных излучателей. Показана возможность расширения рабочей полосы по согласованию с помощью распределенного возбуждения. Определены характеристики направленности и частотные характеристики печатных излучателей.

1. Введение

Одним из основных направлений развития антенной техники является расширение рабочей полосы [1—3]. Широкополосные излучатели необходимы для создания антенных систем с цифровым управлением и формированием луча. При размещении антенн на мобильных носителях необходимо также минимизировать их массу и габариты. Наиболее компактными в настоящее время являются антенные системы, выполненные с использованием печатной технологии [4]. Однако такие излучатели имеют узкую полосу. К числу их недостатков можно также отнести большие потери.

Существуют сверхширокополосные (СШП) излучатели к ним относятся взаимодополняющие структуры, антенны бегущей волны и т.д., которые размещаются в свободном пространстве. При размещении этих широкополосных антенн над подложкой с экраном они превращаются в микрополосковые резонаторы. Излучение таких антенн происходит за счет образовавшихся щелевых излучателей по краям структур. Так как это излучение не достаточно интенсивное, получается высокая добротность системы, что ограничивает ее рабочую полосу. Если излучать с поверхности излучателя, то наличие экрана приводит к существенному изменению формы ДН, которая зависит от размеров экрана и толщины диэлектрика. В данной работе рассмотрен ряд вариантов расширения полосы печатных излучателей и приведены результаты моделирования печатных излучателей различной конфигурации.

2. Объекты исследований

Для получения эффекта расширения полосы желательно сохранить форму диаграммы направленности (ДН) элемента, а изменения конструкции приводят к нарушению желаемой формы ДН излучателя. Как известно, объем запасенной реактивной электро-магнитной энергии определяет рабочую полосу излучателя. В низкочастотной технике для расширения рабочей полосы антенн используется увеличение объема. Этот прямой путь в СВЧ технике приводит к искажению ДН, поэтому увеличение размеров недопустимо. Для получения широкополосного излучения необходимо выполнить ряд условий: широкополосность устройства возбуждения, согласующего и излучающего элементов.

В докладе показан широко распространенный печатный излучатель возбуждаемый коаксиальной линией с волновым сопротивлением 50 Ом. Возбуждение такого же печатного излучателя полосковой несимметричной линией имеет более узкую полосу. Для расширения полосы было предложено введение трех штырей со стороны подложки на неполную глубину диэлектрического слоя рис.1.

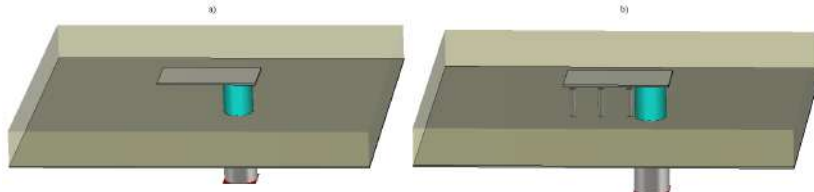


Рис. 1. Модели печатных излучателей без распределенного возбуждения (а) и с распределенным возбуждением (б).

Это позволило расширить полосу с 16% до 22%. Физика процесса может быть пояснена следующим образом: введенные штыри концентрируют электрическое поле, что увеличивает запасенную электрическую энергию. При этом увеличение реактивной энергии приводит к уменьшению эффективности излучения. Однако эти штыри, в отличие от других способов расширения полосы, не изме-

няют форму ДН. Вариации различных вариантов показали оптимальную глубину погружения штырей. Возможны и другие способы расширения рабочей полосы печатных излучателей, размещаемых над экраном, путем распределенного возбуждения. Одним из таких способов является размещение системы щелей на микрополосковом элементе рис.2.

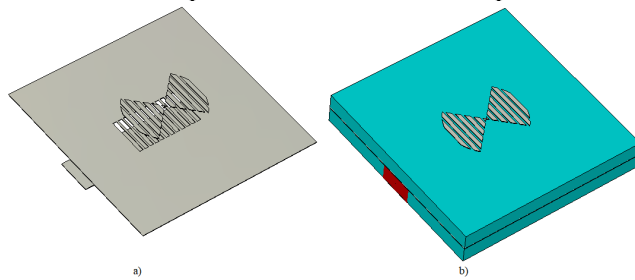


Рис. 2. Модели печатных излучателей без подложки (а) и с подложкой (б).

Дальнейшее расширение полосы требует изменения как системы возбуждения, так и системы излучения. Наименьшими изменениями ДН обладает линейный излучатель с равномерным распределением токов или полей по длине. Таким излучателем может быть щель с равномерным возбуждением.

3. Моделирование печатных излучателей

Моделирование печатного излучателя, показанного на рис.1а и 1б проводилось с помощью программы электродинимического моделирования CST Microwave studio пространственно-временным методом. На рис.3 показаны результаты исследования зависимостей коэффициента стоячей волны (КСВ) печатных излучателей (а) и (б) от частоты. В докладе приводятся аналогичные зависимости для элементов в составе антенной решетки, а также результаты параметрической оптимизации излучателя. Полученные зависимости показывают, что рабочая полоса излучателя (а) по согласованию, примерно в 1,4 раза уже полосы излучателя (б).

На рис.4 приведены пространственные ДН излучателей. Из расчетов видно, что штыри слабо влияют на форму ДН и приводят к уменьшению усиления антенны на 1дБ.

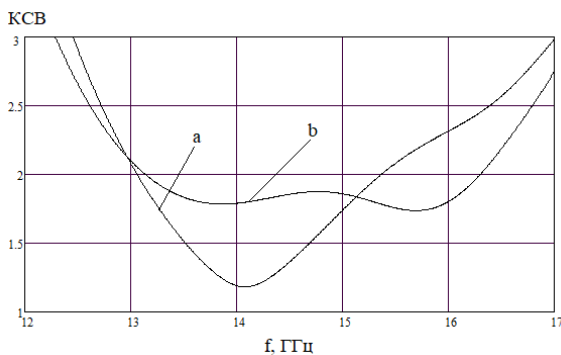


Рис. 3. Зависимости КСВ от частоты печатных излучателей без распределенного возбуждения (а) и с распределенным возбуждением (б).

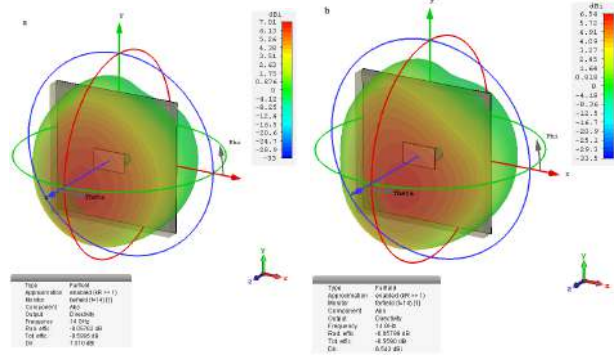


Рис.4. Пространственные диаграммы направленности печатных излучателей без распределенного возбуждения (а) и с распределенным возбуждением (б).

4. Заключение

Разработаны модели расчета печатных излучателей различных типов. Показана возможность расширения рабочей полосы печатных излучателей. Рассмотрено влияние взаимодействия элементов в антенной решетке из печатных излучателей. Определены характеристики направленности и частотные характеристики излучателей.

Список литературы

1. Руднев Е. А., Хромых Е. А., Чаплыгин А. А., Шульженко С. Н. Широкополосная плоская антенна. Патент РФ №2272340.
2. Юрцев О.А. Резонансные и апертурные антенны. Ч.2: Методическое пособие по курсу "Антенны и устройства СВЧ" для студентов специальности "Радиотехника". В 3 Ч. - Мн.: БГУИР, 2000, 89 с.
3. A. A. Lestari, E. Bharata, A. B. Suksmono, A. Kurniawan, A. G. Yarovsky, and L. P. Ligthart, "A modified Bow-Tie antenna for improved pulse radiation," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 58, no. 7, pp. 2184–2192, Jul. 2010.
4. Панченко Б.А., Нефедов Е.И. Микрополосковые антенны // М.: Радио и связь. 1986.

Аспекты построения антенн для радиозатменного метода диагностики ионосферы

¹Генералов А.Г., ¹Гаджиев Э.В., ²Шмачилин П.А., ³Полушковский Ю.А.,
³Скрипачев В.О., ³Туманов М.В.

¹АО «Научно-исследовательский институт электромеханики»,
ул. Панфилова 11, Истра, 143502, Российская Федерация
otd24@niiet.ru

²Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет) «МАИ»
Волоколамское шоссе, д.4, Москва, 125993, Российская Федерация
shmachilin@gmail.com

³ФГБНУ «Аналитический центр», г. Москва, Россия
ул. Талалихина, д. 33, стр. 4, Москва, 109316, Российская Федерация
skripatchevv@inbox.ru

Аннотация: В состав бортовой научной аппаратуры космических аппаратов зачастую входят системы и комплексы, обладающие различными антенно-фидерными устройствами. Одной из таких систем может являться бортовой навигационный приемник сигналов глобальных спутниковых систем ГЛОНАСС/GPS, который может быть использован для проведения радиозатменного зондирования ионосферы.

1. Введение

Ионосфера, как среда распространения радиоволн, влияет на характеристики радиосигнала — амплитуду, частоту, фазу, групповое запаздывание и поляризацию радиоволн, что в свою очередь оказывает существенное влияние на качество связи «космический аппарат–космический аппарат», «космический аппарат–Земля», а также точность навигационного определения по сигналам навигационных космических аппаратов (НКА). Эффекты влияния ионосферы используются не только для исследования ионосферной плазмы, но и расчётов необходимых поправок с целью повышения точности навигационного определения. Таким образом, диагностика состояния ионосферы является актуальной задачей.

2. Перспективы развития

Авторами рассматривалась задача диагностики ионосферы посредством оценки характеристик сигналов НКА, реализующей так называемый радиозатменный метод, обладающий сравнительно большой глобальностью и оперативностью. Схема реализации метода приведена на рис.1, где G_1 — затмеваемый НКА; G_2 — опорный НКА; L — МКА-приёмник; $G_n \dots G_{n+2}$ — НКА, с помощью которых определяются навигационные параметры МКА; A — наземная станция приема и обработки данных [1].

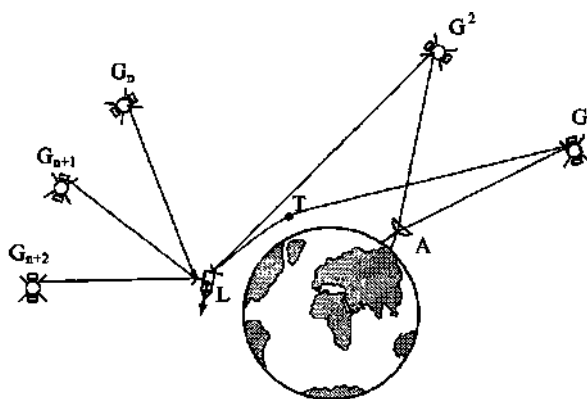


Рис. 1. Схема реализации радиозатменного метода диагностики ионосферы по сигналам НКА

Из рис. 1 следует, что, что реализация метода потребует разработки малогабаритных бортовых антенн с диаграммой направленности в азимутальной плоскости порядка $60^\circ \dots 90^\circ$ и в вертикальной плоскости $20^\circ \dots 30^\circ$.

3. Антенная система для

Известно, что требуется многолучевая бортовая антенна с высоким коэффициентом усиления, которая может принимать опорные сигналы от десяти или более НКА, а также регистрировать соответствующие им отражения от окрестностей зеркальных точек на земной поверхности.

Предлагается улучшить эффективность зондирования на малых космических аппаратах за счёт применения простых, но более эффективных антенн по сравнению с применяемыми в настоящее время [2].

В ходе уточнения требований к антенне у разработчиков аппаратуры зондирования были получены следующие характеристики:

- коэффициент усиления около 10 дБ;
- ширина диаграммы направленности по азимуту от 60° до 90° ;
- ширина диаграммы направленности по углу места от 20° до 30° ;
- рабочие частоты: 1,6 ГГц или 1,2 ГГц.

Возможно применение антенн с неравномерной диаграммой направленности.

Далее были рассмотрены следующие варианты для решения задачи по построению антенн для аппаратуры зондирования [3]:

- спиральный излучатель (количество витков спирали 8);
- спиральный излучатель (количество витков спирали 11);
- спиральная антенная решётка из четырёх элементов (количество витков спирали 6);
- спиральная антенная решётка из четырёх элементов (количество витков спирали 8);
- антенная решётка из двух элементов, например, микрополосковых излучателей;
- микрополосковый (печатный) излучатель;
- рупорный излучатель со спиральным возбуждением.

У спиральной антенной решётки (количество витков спирали 6) применены четвертьволновые «стаканы», диаметр которых $0,7 \lambda$.

4. Заключение

Изучение структуры ионосферы дает возможность не только для решения разного рода прикладных задач, имеющих отношение к таким процессам как, например, распространение радиоволн, мониторинг землетрясений и других событий, связанных с сейсмической активностью Земли, но и понимания физики протекающих в ней процессов.

Большое количество рассмотренных вариантов даёт возможность разработчикам аппаратуры зондирования выбрать оптимальный вариант построения антенной системы для конкретного космического аппарата, на котором планируется установка аппаратуры данного типа, в том числе и для малых космических аппаратов.

Список литературы

1. Гаджиев Э.В., Скрипачёв В.О., Генералов А.Г., Полушковский Ю.А. К вопросу о построении антенн для радиозатменного метода диагностики ионосферы. Тезисы докладов Шестой международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы создания космических систем дистанционного зондирования Земли». – М.: АО «Корпорация «ВНИИЭМ». 2018. С. 129–131.
2. Бочаров В.С., Генералов А.Г., Гаджиев Э.В. Варианты построения бортовых антенн для зондирования поверхности из космоса. Антенны. 2015. № 4 (215). С. 3–8.
3. Генералов А.Г., Гаджиев Э.В., Туманов М.В. Применение спиральных антенн для перспективных бортовых систем и комплексов. В книге: Авиация и космонавтика - 2018 Тезисы 17-ой Международной конференции. 2018. С. 248-249.

Моделирование многокомпонентных дифракционных структур на основе оптимизационных подходов и численных методов

¹ Львович И. Я., ² Львович Я. Е., ¹ Преображенский А. П., ² Чопоров О. Н.

¹ Воронежский институт высоких технологий
ул. Ленина, 73а, Воронеж, 394043, Россия
app@vivt.ru

² Воронежский государственный технический университет
ул. 20-летия Октября, 84, Воронеж, 394006, Россия
choporov_oleg@mail.ru

Аннотация: В работе предлагается методический подход, в котором на основе представления объектов в виде совокупности дифракционных структур происходит их объединение в группы. С использованием нейросетевого моделирования, экспертного оценивания и применения оптимизации на основе генетического алгоритма, происходит формирование объекта с требуемыми рассеивающими свойствами. Приведен пример моделирования объекта, представленного в виде совокупности двумерных цилиндров.

1. Введение

Проблемы создания электродинамических объектов с заданными рассеивающими свойствами давно рассматриваются различными исследователями [1, 2]. Объекты имеют, как правило, сложную форму и нельзя говорить о том, что существуют универсальные методы расчета и оптимизации рассеивающих свойств.

В данной работе предлагается на основе представления объектов в виде групп дифракционных структур и использовании комбинации оптимизационных подходов [3], обеспечивать требуемые характеристики рассеяния.

2. Объекты исследований

Объекты, имеющие сложную форму, представляются в виде совокупности дифракционных структур (ДС) D_i , ($i=1,..I$) каждая из них характеризуется вектором показателей рассеивающих свойств (эффективной площадью рассеяния (ЭПР)) σ_i .

ДС объединены в группы ($m=1,..M$) для обеспечения требуемых уровней рассеяния всего объекта. Объекты группируются в группы так, что уровень рассеяния в $(m-1)$ -й группе будет большим, чем в m -й. Рассматриваются оптимизационные модели и численные методы создания оптимальных объектов относительно двух компонентов: структурных и по уровням рассеянных полей. Структура улучшается вследствие трансформации ДС D_i , ($i=1,..I$) в другое множество D_{i1} , ($i1=1,..I1$), здесь $I_1 < I$, а по уровню рассеянного поля – вследствие перемещения ДС из групп с большей интегральной ЭПР в группы с меньшим ее значением.

2. Нейросетевое моделирование создания групп ДС

Для того, чтобы решить задачу по группировке ДС, характеризующихся ЭПР σ_i , будем рассматривать две конкретные нейронные сети, которые относятся к семейству ART. При получении набора групп, которые состоят из ДС, имеющих близкие наборы показателей эффективности, мы предложили комбинацию таких сетей: Сеть ART-2а [4] и Сеть Fuzzy ART [5]. Если прототип группы будет удовлетворять условию сходства, осуществляем обучение такого прототипа за счет путем изменения его весов с тем, чтобы он был более похожий на входной вектор.

3. Экспертно-оптимизационное моделирование разбиения по группам ДС

Пусть на основе результатов оценивания проведено ранжирование ДС относительно величины интегральной ЭПР Y которая нормирована на числовом интервале $[A, O]$. Затем эксперты, задают число групп (M), на которые требуется разбить все множество ДС и граничные значения по двум соседним $(m-1)$ -м и m -м группам, которые пропорциональны максимально возможному значению инте-

гальной ЭПР А:

$$Y_{m-1,m} = \chi_{m-1,m} A, \quad (7)$$

где $\chi_{m-1,m}$ – является коэффициентом пропорциональности, который вводится экспертами, чтобы разделять $(m-1)$ -ю и m -ю группу, $0 < \chi_{m-1,m} < 1$. Для того, чтобы верифицировать нормативное разделение множества дифракционных структур на m групп предлагаем формировать оптимизационную модель. В оптимизационной модели проведение выбора ДС с меньшими значениями интегральной ЭПР основывается на критерии оптимизации, а задача решается с привлечением направленного рандомизированного поиска с применением вероятностных оценок переменных.

4. Оптимизационное моделирование рассеивающих свойств ДС, сформированных в группы

Происходит редукции структуры объекта, чтобы выровнять рассеивающие свойства ДС так, чтобы дать повышение уровня нижней оценки Y_i^M . Интеграционный механизм применяется в решении задачи: по группам нижнего уровня отмечаем некоторое подмножество ДС D_j , ($j=1, \dots, J$) с низкими интегральными оценками Y_j ($j=1, \dots, J$), их могут поглотить объекты-лидеры D_k , ($k=1, \dots, K$) при низком уровне ЭПР σ_j ($j=1, \dots, J$), $J=K$, $\sigma_j \gg \sigma_k$. Задача представляет собой задачу дискретной бикритериальной оптимизации при линейных ограничениях. При ее решении использовался генетический алгоритм (ГА) [6].

5. Результаты расчетов на основе предлагаемых подходов

Рассматривались ДС, представляющие собой квадратные двумерные цилиндры, расположенные на определенном расстоянии друг от друга и отличающиеся углами поворота α_i (Рис.1). Параметры задачи были следующими: размеры ДС $U=5\lambda$, $L_1=\dots L_{N-1}=7\lambda$, $N=12$, $0^\circ \leq \alpha_i \leq 20^\circ$, сектор углов наблюдения $0^\circ \leq \varphi \leq 30^\circ$. Расчет рассеянных полей проводился на основе метода интегральных уравнений. После применения рассмотренного алгоритма нами были получены три редуцированные группы ДС. Уровень средней ЭПР в рассматриваемом секторе углов не превысил 23 дБ.

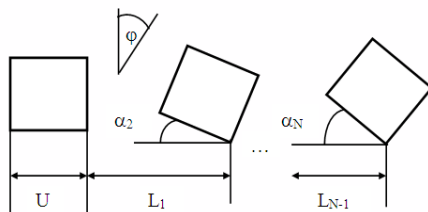


Рис. 1. Схема рассеяния электромагнитных волн на объекте, состоящем из множества ДС.

6. Заключение

Предложен комбинированный подход, на основе которого можно проводить оптимизацию характеристик рассеяния объектов сложной формы. Приведены результаты расчетов в ходе тестового численного эксперимента.

Список литературы

1. Redada S., Boualleg A., Merabtine N., and Benslama M. Radar cross section study from wave scattering structures // Semiconductor Physics, Quantum Electronics & Optoelectronics, 2006. V. 9, N 4. P. 71-76.
2. Gonca Cakir, Levent Sevgi Radar cross-section (RCS) analysis of high frequency surface wave radar targets // Turk J Elec Eng & Comp Sci, Vol.18, No.3, 2010.
3. Львович Я.Е. Многоальтернативная оптимизация: теория и приложения. Воронеж, Издательство "Кварт", 2006, 415 с.
4. Carpenter, G.A., Grossberg, S. Adaptive Resonance Theory// The Handbook of Brain Theory and Neural Networks. - Second Edition (pp. 87-90). Cambridge, MA: MIT Press. - 2003.
5. Carpenter, G.A., Grossberg, S., Rosen, D.B. Fuzzy ART: Fast stable learning and categorization of analog patterns by an adaptive resonance system// Neural Networks, 4, 759-771, 1991.
6. Рутковская Д., Пилиньский М., Рутковский Л. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы. М.: Горячая линия- Телеком, 2013, 384 с.

Разработка печатной фазированной антенной решетки для системы связи пятого поколения

Снегур Д. А., Щекатуринов А. А.

Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Россия
dasnegur@sevsu.ru

***Аннотация:** Представлены результаты моделирования линейки излучателей печатной активной фазированной антенной решетки для системы связи пятого поколения. Исходными данными для данной модели являлись оценочные характеристики разрабатываемого в кремниевой технологии диаграммообразующего модуля АФАР по результатам моделирования его топологии. На основе результатов исследования планируется разработка АФАР для системы связи 5G диапазона ниже 6 ГГц.*

1. Введение

На сегодняшний день в радиотехнике перспективным направлением является разработка мобильной системы связи пятого поколения 5G, которая должна обеспечить более высокую пропускную способность по сравнению с 4G, что в конечном итоге должно благоприятно отразиться на технологиях «Интернета вещей». Поскольку одной из особенностей данной системы является использование режима device-to-device (прямое соединение между абонентами), целесообразно оценить возможности использования малогабаритных фазированных антенных решеток.

В Российской Федерации на данный момент еще не утвержден частотный диапазон системы связи 5G. Однако в ряде стран в тестовом режиме уже используется диапазон, в частности, ниже 6 ГГц. Вероятно, что в РФ для мобильной связи пятого поколения будет использоваться диапазон частот радиорелейных станций прямой видимости, а именно 3,4—4,2 ГГц и 4,4—5 ГГц, утвержденный Правительством РФ [1].

В данный момент в Инжиниринговом центре изделий микро- и нанoeлектроники Севастопольского государственного университета подходит к концу этап разработки приемо-передающих модулей (ППМ) для активных фазированных антенных решеток (АФАР), удовлетворяющих указанному частотному плану [2]. Таким образом, для получения АФАР необходимо разработать антенную решетку. В данной работе приводятся результаты первого этапа разработки фазированной антенной решетки и оценки её использования.

2. Исследуемая антенная решетка

Для корректной работы антенны в диапазоне частот 5 ГГц её геометрические размеры должны быть достаточно большими. С целью минимизации габаритов антенной решетки принято решение о разработке печатных излучателей на СВЧ материале с большим значением относительной диэлектрической проницаемости, что позволит уменьшить рабочую длину волны.

На текущем этапе разработки антенной решетки сформирована модель линейки печатных излучателей и оценен максимальный угол сканирования. В качестве диэлектрика используется СВЧ материала RO4835B. На рисунке 1 показаны излучатели, настроенные на частоту 5 ГГц (КСВ каждого отдельного излучателя не превышает 2 при волновом сопротивлении линии 50 Ом), а также полученные диаграммы направленности.

В качестве сравнения приводятся случаи для трех положений луча: по центру, под углом 50 градусов и максимальным углом наклона. Под максимальным углом наклона принят угол, при котором уровень бокового излучения равен половине мощности относительно центрального лепестка диаграммы направленности. Согласно полученным результатам максимальный угол сканирования равен 60 градусов. Соответственно зона сканирования достигает величины 120 градусов. При этом диапазон сканирования можно расширить, уменьшая уровень бокового излучения за счет использования нелинейного амплитудного распределения.

В качестве исходных данных в модели используются параметры фазовращателя, полученные по результатам моделирования топологии разрабатываемого приемо-передающего модуля. Влияние шага перестройки и ошибок ППМ на характеристики излучения оценены ранее в работе [3].

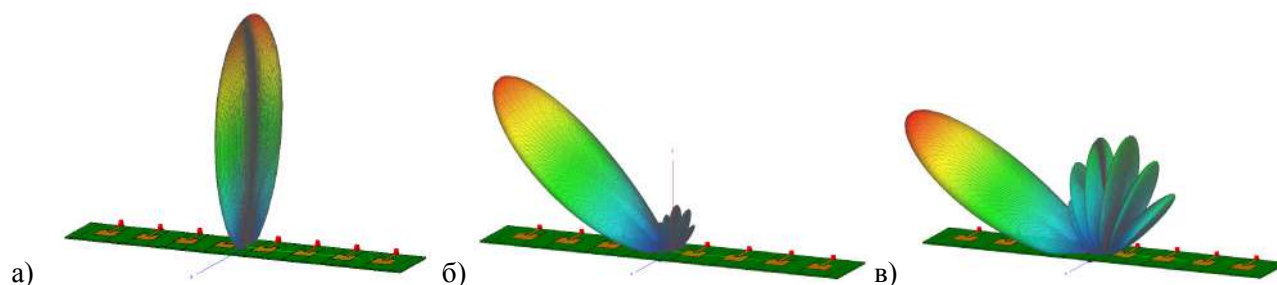


Рис. 1 Модели линеек печатных излучателей и их диаграммы направленности в САПР FEKO (а — центральное положение луча, б — наклон луча на угол 50 градусов, в — предельный угол сканирования)

Для количественной оценки результатов моделирования антенной решетки в таблице 1 приведены численные значения основных характеристик антенны в процессе сканирования.

Таблица 1 — Результаты моделирования сканирования лучем приведённой линейки излучателей

Положение луча, градусов	0	22,5	45	60
Коэффициент усиления, дБ	13,3	12,8	11	8,4
Ширина главного лепестка, градусов	11,8	13	17	21
Уровень первого максимума бокового излучения, дБ	3	1,9	2,8	4,2

4. Заключение

В работе определены электродинамические характеристики антенны и оценена возможность использования разрабатываемой антенной решетки в системе связи пятого поколения. Исследована линейная решетка узкополосных излучателей, рассчитанных на резонансную частоту 5 ГГц. Геометрические размеры линейки составили 26x4,6 см. В результате можно сделать вывод, что решетка из 64 излучателей будет иметь размеры 30x30 см. Актуальной задачей также является исследование широкополосных излучателей, позволяющих выполнять сканирование лучем во всем предполагаемом рабочем диапазоне частот системы 5G ниже 6 ГГц. Для осуществления такого решения предполагается использовать антенные излучатели аналогичные [4, 5]. Поскольку размеры широкополосных излучателей ориентировочно больше представленных в данной работе, то для сохранения размеров всей решетки необходимо использовать материал с большим значением относительной диэлектрической проницаемости.

На следующем этапе разработки планируется изготовление антенных излучателей и компоновка линейки излучателей для проведения экспериментального исследования. В рамках исследования с целью удешевления эксперимента планируется изготовить микрополосковые фазовращатели, которые будут располагаться на обратной стороне антенны (за экраном). При этом переключение фазы будет осуществлять с помощью дискретных СВЧ переключателей.

Дальнейшей задачей также является уменьшение уровней заднего и боковых излучений, что позволит увеличить допустимый угол сканирования. Это будет реализовано, в первую очередь, за счет формирования амплитудного распределения, отличного от линейного. Для этого вППМ предусмотрено наличие аттенуатора с динамическим диапазоном 31 дБ и разрядностью 5 бит. После отладки антенны и изготовления тестовой партии микросхем диаграммообразующих модулей планируется изготовление 64 элементной АФАР для системы связи пятого поколения диапазона частот ниже 6 ГГц.

Список литературы

1. Об утверждении Таблицы распределения полос радиочастот между радиослужбами Российской Федерации и признании утратившими силу некоторых постановлений Правительства Российской Федерации: постановление Правительства Рос. Федерации от 21.12.2011 № 1049-34 // Таблица распределения полос радиочастот между радиослужбами Российской Федерации. С. 71-72.
2. Разработка монолитной интегральной схемы управления амплитудой и фазой сигнала С-диапазона частот / И.Ф. Филиппов [и др.] // СВЧ техника и телекоммуникационные технологии : 28-я Междунар. Крымская конф. (КрыМи-Ко'2018). — Севастополь, 9 — 15 сент. 2018 г. : матер. конф. в 9 т. — Москва ; Минск ; Севастополь, 2018. — С. 1964 — 1970.
3. Snegur D.A., Golovin V. V., Gimpilevich Y.B. Influence of Sige Vector Phase Shifter Characteristics on Antenna Array Radiation Pattern // 2018 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering, APEDE 2018. 2018.
4. Mishra R., Muchhal N., Mishra R.S. Multiple T slot compact and ultra wide band microstrip patch antenna for wimax applications // 2014 IEEE Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science, SCEECS 2014. 2014.
5. Deshmukh A.A. et al. Ultra-wide band E-shaped patch antenna // 2016 IEEE Annual India Conference, INDICON 2016. 2017.

Разработка тонкостенного рефлектора бортовой зеркальной космической антенны

¹Новиков А.Д., ¹Ажевский Я.А., ¹Резник С.В., ¹Просунцов П.В.,

¹Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана
ул. 2-я Бауманская, 5 к.1, Москва, 105005, Россия
sreznik@bmstu.ru

Аннотация: Представлены результаты разработки тонкостенного рефлектора бортовой зеркальной космической антенны. Для получения высокой стабильности формы и размеров при малой погонной плотности исследована возможность применения углепластиков на основе плетеных углеродных тканей.

1. Введение

В последние годы малые космические аппараты (МКА) (массой до 500 кг) становятся важным сектором в космической индустрии благодаря невысокой массе таких аппаратов, а, следовательно, низкой стоимости выведения [1–4]. Развитие МКА требует разработки нового поколения средств связи, в частности, создания сверхлегких рефлекторов бортовых зеркальных космических антенн, особенно для высокочастотных систем.

Высокая частота рабочего диапазона ужесточает требования к размеростабильности конструкции рефлектора. Допустимое отклонение отражающей поверхности рефлектора от расчетного значения не должно превышать значения $\Delta = \lambda/16$, где (λ – рабочая длина радиоволны спутниковой антенны). Для антенн, работающих в Ку- и V-диапазонах это значение не должно превышать 0,1 мм [5].

Столь строгие требования к размеростабильности и массе конструкций вынуждают использовать композиционные материалы, в частности, углепластики. Использование плетеных углеродных тканей позволит повысить точность повторения поверхности рефлектора, теплопроводность и механические характеристики. Однако отсутствуют достоверные математические модели, позволяющие использовать в расчетах характеристики подобных тонкостенных углепластиков.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Объектом исследования являлся рефлектор бортовой зеркальной космической антенны, выполненный из полимерного композиционного материала (ПКМ) на основе плетеных углеродных тканей. Конструктивно-компоновочная схема рефлектора представляла собой параболическую оболочку диаметром 1200 мм, фокусным расстоянием 500 мм и строительной высотой 180 мм с реберным подкреплением на выпуклой поверхности, выполненным по схеме «шестиконечная звезда» (рис. 1) [6–7].

Рис. 1. Рефлектор бортовой зеркальной космической антенны

Высота ребер жесткости составляла 90 мм, толщина ребер 0.6 мм. Толщина оболочки рефлектора – 0.6 мм. Масса конструкции составила 2,5 кг, или 1,92 кг/м² в пересчете на погонную плотность.

3. Расчетно-экспериментальное определение характеристик углепластика

Одним из важных шагов для проектирования конструкций является создание корректной математической модели материала. В данной работе разрабатывалась математическая модель тонкостенного углепластика на основе плетеных углеродных тканей. Не существует стандартных характеристик ПКМ, поэтому были проведены испытания подобного композита.

Одним из подходов к разработке моделей материалов является использование специализированных программных комплексов. В данной работе использовался программный пакет MSC Digimat. Данный программный пакет позволяет на основе представительного объема материала спрогнозировать ортотропные характеристики композиционного материала (рис. 2).

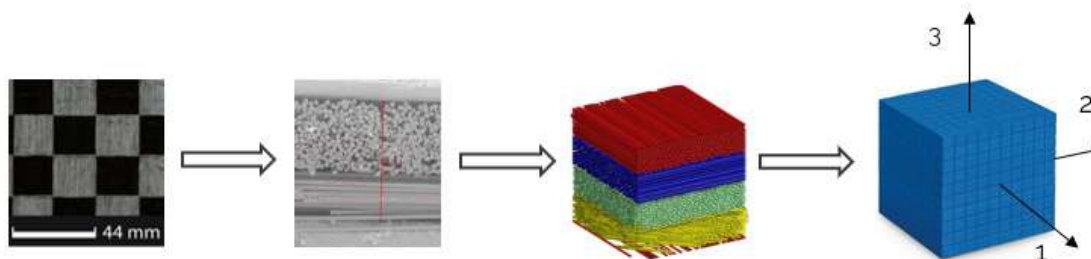


Рис. 2. Этапы гомогенизации характеристик композиционного материала с помощью программного комплекса MSC Digimat

В данной работе производился расчет характеристик для углепластика на основе эпоксидного связующего Cytec 950-1 и высокомодульных углеродных волокон Cytec Thornel Carbon fibers P-75S. В качестве исходных данных для дальнейшего расчета характеристик углепластика использовались следующие данные: Модуль упругости связующего – 4,2 ГПа; модуль сдвига – 1,6 ГПа; коэффициент Пуассона – 0,3; коэффициент линейного теплового расширения связующего – $4,5 \cdot 10^{-5} \text{ K}^{-1}$; удельная теплоемкость связующего – 1000 Дж/(кг·К); коэффициент теплопроводности связующего – 0,22 Вт/(м·К); модуль упругости вдоль волокна – 517,1 ГПа; модуль упругости поперек волокна – 9,1 ГПа; модуль сдвига – 13,1 ГПа; коэффициент Пуассона – 0,23; коэффициент линейного теплового расширения вдоль волокна – минус $1,46 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$; коэффициент линейного теплового расширения поперек волокна – $12,5 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$; удельная теплоемкость углеродного волокна – 660 Дж/(кг·К); коэффициент теплопроводности вдоль волокна – 185 Вт/(м·К); коэффициент теплопроводности поперек волокна – 2,4 Вт/(м·К).

В результате проведенной гомогенизации с помощью программного комплекса MSC Digimat были получены следующие характеристики углепластика для армирования 0/90/45/-45: коэффициент теплопроводности – 26 Вт/(м·К); удельная теплоемкость – 762 Дж/(кг·К); плотность – 1 550 кг/м³; излучательная способность (степень черноты) – 0,85; поглощательная способность – 0,735; коэффициент линейного теплового расширения – $6,1 \cdot 10^{-7} \text{ K}^{-1}$; модуль упругости – 110 ГПа; коэффициент Пуассона – 0,3.

Также были проведены испытания образцов тонкостенного композита (рис. 3) на испытательной машине Zwick Z100, рассчитанной на нагрузку до 10 кН. Испытания подтвердили характеристики, полученные в MSC Digimat: модуль упругости – 107 ГПа; коэффициент Пуассона – 0,3.

Рис. 3. Образец в испытательной машине

4. Заключение

Предложен расчетно-экспериментальный метод определения характеристик тонкостенных углепластиков на основе плетёных тканей. В частности, были разработаны механические модели, позволяющие определить механические характеристики с достаточно высокой точностью.

Полученные характеристики будут использованы для анализа конструктивно-компоновочных схем сверхлегких рефлекторов зеркальных космических антенн систем спутниковой и межспутниковой связи.

Список литературы

1. Sudhakar K. Rao., Advanced Antenna Technologies for Satellite Communications Payloads // IEEE Transactions on Antennas and Propagation – 2015. DOI: 10.1109/TAP.2015.2391283.
2. Коршунов Ф.П., Богатырев Ю.В., Вавилов В.А. Воздействие радиации на интегральные микросхемы. Минск: Наука и техника, 1986. 254 с.
3. S. Rao, L. Shafai, & S. Sharma, “Handbook of Reflector Antennas and Feed Systems”, Volume 3, Applications of Reflectors, Artech House, June 2013.
4. Gao S., Rahmat-Samii Y., Hodges R., Advanced antennas for small satellites // Proceedings of the IEEE – 2018. DOI: 10.1109/JPROC.2018.2804664.
5. Ka-Band & Q/V-Band Antennas. URL: http://www.hps-gmbh.com/wp-content/uploads/2017/05/HPS_Ka-Band-QV-Band-Antennas-Flyer.pdf (assessed 20 October 2018).
6. С.В. Резник, П.В. Просунцов, А.Д. Новиков Перспективы повышения размерной стабильности и весовой эффективности рефлекторов зеркальных космических антенн из композиционных материалов // Известия высших учебных заведений. Машиностроение. 2018. № 1 (694). С. 71-83. DOI 10.18698/0536-1044-2018-1-71-83
7. Биткина Е.В., Денисов А.В., Биткин В.Е. Конструктивно-технологические методы создания размеростабильных космических композитных конструкций интегрального типа // Известия Самарского научного центра РАН. 2012. Т. 14. № 4-2. С. 555—560.

Излучатели с двумя ортогональными поляризациями для антенн современных базовых станций сотовой связи

Комов Владислав Вячеславович¹

LI ZIMENG¹

Следков Виктор Александрович¹

¹ Guandong Sigtenna Communication Technology Co., Ltd., China

Проведено исследование различных типов излучателей с двумя наклонными ортогональными поляризациями с целью создания компактных излучателей для антенных решеток, обеспечивающих ширину луча в 65 градусов в горизонтальной плоскости и малый уровень кросс поляризации в секторе 120 градусов. Предложена усовершенствованная конструкция скрещенных диполей для диапазонов 690-960 и 1695-2690 МГц, которая позволяет формировать необходимую ширину луча по уровню половинной мощности, в горизонтальной плоскости, так и в наклонных плоскостях диполя Е и Н, сохраняя при этом высокое согласование излучателя с питающей линией.

Так же предложена усовершенствованная конструкция излучателя в виде дипольного квадрата для диапазонов частот 690-960 МГц. Для расширения частотного диапазона и сохранения необходимых размеров, над каждым из четырех диполей, расположены металлические директоры, имеющие с ними емкостную связь. Питание каждого элемента излучающей части осуществляется с помощью компланарной линии, центральные линии которых подходят к двум развязанным делителям мощности исполненных на одной печатной плате, расположенная в центре дипольного квадрата. При заданных размерах, данный тип конструкции позволил нам значительно сузить ширину луча по уровню половинной мощности в горизонтальной и наклонных Е и Н плоскостях, что позволяет использовать этот излучатель в различных многодиапазонных структурах.

Экспериментальные характеристики диаграмм направленности, разработанных излучателей, приведены в таблице:

	1695-2690 МГц Скрещенный диполь	690-960МГц Скрещенный диполь	690-960 МГц Квадратный диполь
Ширина луча в горизонтальной плоскости по уровню -3 dB	65±4	65±3	60±5
Ширина луча в Е плоскости по уровню -3 dB	62±3	63±5	58±3
Ширина луча в Н плоскости по уровню -3 dB	75±15	75±11	64±5

Компактная пяти-диапазонная антенная решетка с вертикальной поляризацией

Тараненко Владимир Владиславович¹

¹Guandong Signtenna Communication Technology Co., Ltd., China

Исследованы возможности уменьшения габаритов антенной решетки с вертикальной поляризацией, работающей в пяти диапазонах частот: 423-443, 840-930, 1525-1625, 2400-2500 и 5725-5850 МГц. Исходя из требований компактности, вертикальной поляризации и ширины диаграмм направленности антенны, было решено использовать излучатели в виде пластин, возбуждаемых металлическими полосками, расположенными под излучающими пластинами. Ввиду больших размеров излучателей, было принято решение использовать двухэтажную конструкцию антенны, так как в другом случае расположение антенн всех диапазонов было бы невозможно на отведённом пространстве.

Излучающая пластина нижнего диапазона реализована в виде печатной платы, она установлена на металлическом рефлекторе, края которого изогнуты вверх и сам рефлектор имеет продольные прямоугольные вырезы определённого размера и периодичности, для обеспечения уменьшения заднего лепестка диаграммы направленности данного диапазона, не увеличивая его габаритные размеры. Излучающая пластина этого диапазона в свою очередь служит рефлектором для излучателей остальных диапазонов.

В центре излучающей пластины первого диапазона располагается отдельная печатная плата, представляющая собой антенну пятого диапазона. Она состоит из шести излучателей реализованных в виде микрополосковых антенн, которые дополнены пассивными прямоугольными излучателями в виде металлических пластин, закреплённых сверху каждого излучателя на пластиковых столбиках. Пассивные излучатели добавлены с целью улучшения согласования антенны данного диапазона, расширения рабочей полосы частот, а также позволяют производить настройку опытного образца решётки, путём изменения высоты столбиков.

Антенны второго, третьего и четвёртого диапазонов имеют аналогичные друг другу конструкции, представляют из себя металлические пластины установленные на пластиковых столбиках, возбуждаемые металлическими полосками, расположенными под излучающими пластинами, поверх излучателей так же расположены пассивные излучатели прямоугольной формы. Излучатель второго диапазона пространственно разнесён, и расположен по бокам антенны пятого диапазона, для экономии пространства. Излучатели третьего и четвёртого диапазонов расположены у левого и правого краёв излучающей пластины первого диапазона.

Разместив излучатели антенной решётки предложенным образом удалось максимально эффективно использовать отведённые габаритные размеры, а также удовлетворить требованиям к коэффициенту усиления, ширинам диаграмм направленности в Е и Н плоскостях и КСВН, выставленных для каждого диапазона. Этого удалось добиться путём использования двухэтажной конструкции антенны, основного рефлектора сложной формы, а также путём применения дополнительных пассивных излучателей.

Питание всех излучателей кроме излучателя первого диапазона, осуществляется за счёт микрополосковых делителей расположенных на верхней стороне печатной платы первого диапазона, а в случае пятого диапазона на одной плате с печатными антеннами.

Произведён электромагнитный анализ данной структуры средствами САПР, сравнение полученных результатов опытного образца антенны с результатами компьютерного моделирования.

Антенная решётка обладает следующими характеристиками:

Диапазон [МГц]	423-443	840-930	1525-1625	2400-2500	5725-5850
КУ [dB]	6	11	12	14	15
Ширина ДН [°]	Н:65 Е:60	Н:65 Е:25	Н:65 Е:35	Н:65 Е:15	Н:65 Е:30
КСВН	1.5	1.5	1.5	1.5	1.8

Повышение дальности действия сверхширокополосных РЛС на основе антенных решеток

¹ Лаговский Б.А., ¹ Самохин А.Б., ² Трипати М.Р.

¹ Московский технологический университет РТУ МИРЭА
пр-т Вернадского, 78, Москва, 119454, Российская Федерация, robertlag@yandex.ru
² Университет Дружбы Уттар-Прадеш, Сектор 125, Нойда, Индия.

Аннотация: Представлены и исследованы аналитические и численные решения вариационных задач повышения дальности действия сверхширокополосных РЛС за счет оптимизации характеристик антенных решеток. Обосновано использование новых эффективных алгоритмов обработки UWB-сигналов и пачек UWB-импульсов, не имеющих прямых узкополосных аналогов.

1. Введение

Большое число научных центров активно ведут работы в области UWB технологий [1-5]. В последние годы UWB-сигналы стали все чаще рассматриваться для применения в классической радиолокации.

2. Метод исследований

Тактические и технические характеристики РЛС при использовании UWB импульсов из-за наличия дисперсии значительно отличаются от характеристик при использовании узкополосных сигналов. Кроме того, отраженный сигнал зависит от дисперсионных свойств ЭПР радиолокационных целей.

Пусть функция $U_r(t)$ описывает зависимость от времени принимаемого импульса. Важнейший параметр обнаружения импульса - максимальное значение сигнала: $U_M = \max_t(U_r(t))$

Требуется найти спектральный состав $V(\omega)$ (или форму $U(t)$) генерируемого UWB импульса, обеспечивающий максимальное значение U_M при дополнительных условиях: - ширина полученной ДН не должна превышать заданную ширину θ_0 ; - энергия импульса должна быть фиксированной:

$$\int_0^{\tau} U^2(t)dt = \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} V(\omega)V^*(\omega)d\omega = const \quad (1)$$

Характеристики отражения в цели виде $R(\omega)$ считаются частично известными.

Считая форму ДН игольчатой, максимальное значение сигнала, принимаемого с направления θ , может быть представлено как:

$$U_M(\theta) = \max_t(U_r(\theta, t)) = \max_t \left(\int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} V(\omega)f(\theta, \omega)^2 R(\omega) \exp(i\omega t) d\omega \right) \quad (2)$$

где $f(\theta, \omega)$ – ДН, нормированные на коэффициент направленного действия на каждой из частот. Математическая формулировка поставленной задачи: найти спектр генерируемого сигнала $V(\omega)$, включая значения $\omega_{\max}$ и $\omega_{\min}$, обеспечивающий при $\theta = 0$ максимум функционала (2) по заданным характеристикам отражения цели с дополнительными условиями.

Решение задачи разделим на два этапа. На первом строится алгоритм поиска спектра генерируемого сигнала $V(\omega)$ для задаваемых фиксированных значений $\omega_{\max}$ и $\omega_{\min}$. На втором этапе проводится сравнение полученных результатов, и из рассмотренного множества $[\omega_{\min}, \omega_{\max}]$ определяются значения наибольшей и наименьшей частот и соответствующий им спектр UWB импульсов $V(\omega)$, обеспечивающий максимально возможное значение $U_M(0)$.

Первый этап сводится к решению вариационной задачи (3-5) с неопределёнными множителями Лагранжа λ_1 и λ_2 :

$$R(\omega)f(0, \omega)^2 \exp(i\omega t_0) - \lambda_1 R(\omega) \{f(0, \omega)^2 \exp(i\omega t_0) - \sqrt{2}f(\theta_0, \omega)^2 \exp(i\omega t_1)\} = \lambda_2 V^*(\omega) \quad (3)$$

$$\frac{\sqrt{2}}{2} \left\{ \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} V(\omega) f^2(0, \omega) R(\omega) \exp(i\omega t_0) d\omega \right\} = \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} V(\omega) f^2(\theta_0, \omega) R(\omega) \exp(i\omega t_1) d\omega \quad (4)$$

$$\int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} V(\omega) V^*(\omega) d\omega = 1 \quad (5)$$

В итоге, спектр UWB импульса, обеспечивающий максимальное пиковое значение принимаемого сигнала, определяется выражением:

$$V_{opt}(\omega) = \frac{1}{\lambda_2} R^*(\omega) \left\{ f(0, \omega)^{2*} - \lambda_1 \left[f(0, \omega)^{2*} - \sqrt{2} f(\theta_0, \omega)^{2*} \exp(-i\omega \Delta t) \right] \right\} \quad (6)$$

где Δt – разность времени прихода максимумов сигналов с направлений $\theta = 0$ и $\theta = \theta_0$, легко определяемая численно методом последовательных приближений. Нормирующий множитель λ_2 находится при подстановке найденного спектра $V_{opt}(\omega)$ в (1).

На втором этапе решения последовательно вводятся значения $\omega_{\max} > \omega_0$ и $\omega_{\min} < \omega_0$. Сравнивая полученные значения, находим максимум $U_M(0)$, соответствующие ему граничные частоты $\omega_{\max}$ и $\omega_{\min}$ и оптимальный спектр генерируемого UWB сигнала $V_{opt}(\omega)$ в виде (6).

В качестве примера рассмотрена задача обнаружения цели, защищённой поглощающим покрытием. Максимальные значения $R(\omega)$ приходятся на область низких частот, на более высоких частотах значения $R(\omega)$ значительно снижаются.

Частота f и длительность импульса τ выражены в относительных единицах: $f\tau = 1$, т.е. если частота f задаётся в ГГц, то τ в наносекундах. За $f_0 = 1$ выбрано значение частоты, на которой ширина ДН равна $2\theta_0 = 3^\circ$. На этой частоте размер антенны составляет $\sim 20\lambda_0$.

На рис.1 приведены амплитудные спектры сигналов. Их характерными особенностями являются: - использование всей заданной полосы частот; - резкое увеличение доли низкочастотных составляющих в области, где эффективность поглощающего покрытия снижается.

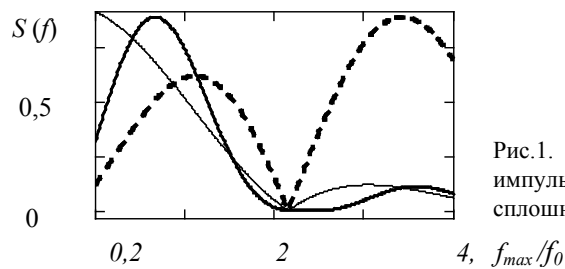


Рис.1. Спектры UWB импульсов. Тонкая сплошная – генерируемый импульс, штриховая – принимаемый с направления $\theta = 0$, жирная сплошная – принимаемый с направления $\theta = \theta_0$

Рассмотрены новые пути повышения максимального уровня принимаемых сигналов, основанные на работе приёмного и/или передающего трактов в режиме адаптации к характеристикам отражения цели.

3. Заключение

Показано, что для каждой цели и имеющейся антенной решётки РЛС существует оптимальная форма (комплексный спектр) излучаемого UWB импульса, обеспечивающий максимальное пиковое значение принимаемого отражённого сигнала. Полученные результаты позволили количественно оценить потенциальные возможности использования UWB сигналов для обнаружения и измерения координат малозаметных целей. Обоснованы методы адаптации приёмных и передающих трактов UWB-радаров к характеристикам отражения объекта, повышающие отношение сигнал/шум.

Список литературы

1. Holami G., Mehrpourberney H. and B. Zakeri. UWB Phased Array Antennas for High Resolution Radars // Proceedings of the 2013 International Symposium on Electromagnetic Theory, pp. 532-535
2. Lagovsky B.A., Samokhin A.B., Shestopalov Y.V. Pulse Characteristics of Antenna Array Radiating UWB Signals // Proc. of the 10th European Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP 2016), Davos, Switzerland, 2016, p. 2479-2482.
3. Lagovsky B.A., Samokhin A.B., Shestopalov Y.V. Increasing accuracy of angular measurements using UWB signals // 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP). IEEE Conf. Publications. Paris, 2017, p. 1083 – 1086.
4. Lagovsky B. A., Chikina A. G. Shape optimization of UWB pulses // PIERS, 2017, p. 475 - 478.
5. Lagovsky B., Samokhin A., Samokhina A. Image restoration of the multiple target by smart antenna array radiating UWB signals // Proceedings of Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), Torino, Italy, 2015, p.363 – 365.

Оптимизация параметров трёхчастотного облучателя зеркальной антенны нелинейного локатора

¹ Слезкин В. Г., Неведров М. Г.

¹ Севастопольский государственный университет»
ул. Университетская, 33, 299053, г. Севастополь, Россия
slezkinvg@mail.ru

Аннотация: Рассмотрена антенна на основе плоской самодополнительной структуры из трёх секторов, питаемых тремя отрезками микрополосковой линии, над ступенчатым металлическим экраном для использования в качестве облучателя антенны нелинейного локатора. Результатами численного моделирования доказано, что на частоте зондирующего сигнала антенна может обеспечить поляризацию излучения, близкую к круговой, а на частотах второй и третьей гармоник этого сигнала — линейную при удовлетворительном согласовании с питающим коаксиальным кабелем.

1. Введение

Нелинейные локаторы, которые используют для поиска скрытых радиоустройств несанкционированного съёма информации, чаще всего комплектуют зеркальными антеннами с трёхчастотными облучателями. Зондирующий сигнал передаётся полем с круговой поляризацией на низшей частоте f_1 , а приём сигналов на частотах второй и третьей гармоник ($f_2 = 2f_1$, и $f_3 = 3f_1$, соответственно) осуществляется на линейных поляризациях. Проектирование таких облучателей представляет собой достаточно сложную задачу, поэтому поиски в этом направлении остаются актуальными.

В данном докладе рассматривается возможность трёхчастотного облучателя на основе модифицированной плоской самодополнительной структуры со ступенчатым экраном.

2. Объект и методика исследований

Плоские самодополнительные структуры хорошо известны: они характеризуются сохранением своей формы при замене металлических пластин вакуумом и наоборот [1], благодаря чему могут работать как диапазонные антенны с коэффициентом перекрытия по частоте 1 : 3 и более. Однако, во-первых, их входное сопротивление близко к 180 Ом, что затрудняет согласование с 50-омным коаксиальным кабелем, а во-вторых, они имеют квазиизотропные диаграммы направленности (ДН).

Для улучшения условий согласования следует уменьшать углы между металлическими секторами [2], а для сохранения широкополосности можно выполнить в них угловые вырезы и соединить края секторов узкими перемычками [3]. Круговую поляризацию излучения на одной частоте можно получить в трёхсекторных структурах со схемой питания на микрополосковых линиях (рис. 1).

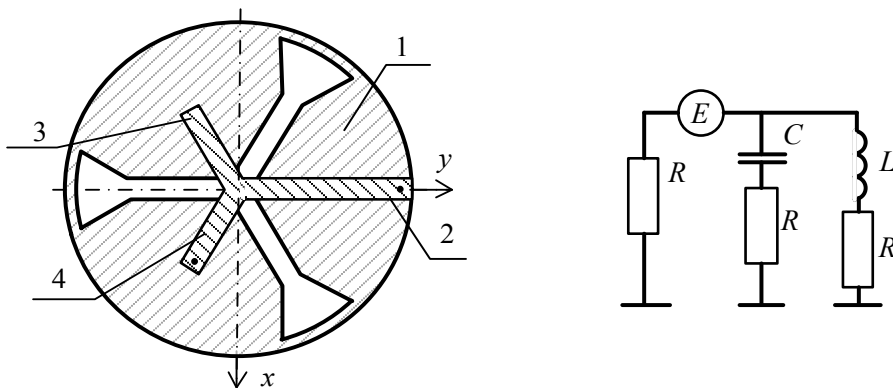


Рис. 1. Схема излучающей структуры (а) и эквивалентная схема цепи питания (б)

Плоская структура из трёх секторов 1 (см. рис. 1 а) выполняется на нижней (по отношению к направлению излучения) плоскости диэлектрического основания (на рисунке не показано). На верхней плоскости основания выполнены подводящий отрезок микрополосковой линии (МПЛ) 2, разомкнутый 3 и короткозамкнутый 4 отрезки МПЛ.

Так как фазы возбуждения МПЛ и её экрана противоположны, для получения круговой поляризации на частоте f_1 достаточно, чтобы отрезки 3 и 4 создавали сдвиги фаз на -60° и $+60^\circ$. Подбором формы излучающей структуры нетрудно обеспечить чисто активное входное сопротивление каждого сектора R , тогда ёмкость разомкнутого отрезка 3 C и индуктивность короткозамкнутого отрезка 4 L должны удовлетворять очевидным условиям

$$\frac{2\pi f_1 L}{R} = \frac{1}{2\pi f_1 C R} = \operatorname{tg} 60^\circ = \sqrt{3}. \quad (1)$$

Используя известные соотношения для замкнутого и разомкнутого отрезков фидера [1], получим

$$\frac{\rho_3 \operatorname{ctg} kl_3}{R} = \frac{\rho_4 \operatorname{tg} kl_4}{R} = \sqrt{3}, \quad (2)$$

где l_3, l_4 — длины отрезков 3 и 4 МПЛ;

ρ_3, ρ_4 — волновые сопротивления этих отрезков;

k — волновое число.

Так как желательно (но не обязательно), чтобы волновые сопротивления всех отрезков МПЛ были одинаковыми, из (2) следует, что длины отрезков окажутся равными

$$\frac{l_3}{\lambda} = 0,083; \quad \frac{l_4}{\lambda} = 0,167. \quad (3)$$

Для обеспечения однонаправленного излучения можно применить плоской металлический экран, имеющий достаточно большой диаметр и установленный на расстоянии h_1 , близком к четверти длины волны в свободном пространстве. Однако на частотах f_2 и f_3 влияние экрана может привести к рассогласованию облучателя с питающим кабелем. Чтобы получить возможность независимой подстройки входного сопротивления на этих частотах, можно попытаться применить ступенчатый экран, причём расстояния h_2, h_3 также должны быть близкими к четверти длины волны на своих частотах (рис. 2).

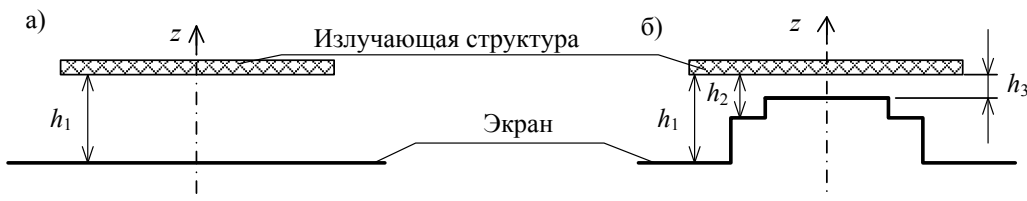


Рис. 2. Схема облучателя с плоским (а) ступенчатым экранами (б)

Для проверки справедливости приведенных рассуждений было выполнено численное моделирование антенны в среде САПР *CST Microwave Studio*. Первоначальные значения расчетного радиуса структуры и расстояния до экрана, были взяты близкими к четверти длины волны для низшей частоты f_1 , равной 2400 МГц. Предварительные значения длин отрезков МПЛ выбирались согласно (3). Путём подбора основных размеров модели удалось обеспечить согласование входа при КСВ, меньших 2,0 в относительных полосах частот (вокруг каждой из расчётных частот) не менее 3 %, коэффициент эллиптичности излучения на частоте 2400 МГц составляет 0,7 и более, значения ширины ДН по уровню -10 дБ модели на частотах 2400 МГц, 4800 МГц и 7200 МГц составили $66^\circ, 46^\circ$ и 52° соответственно. Уровень бокового излучения на всех частотах не превысил -9 дБ. Более подробные данные представлены в докладе.

3. Заключение

На основании результатов численного моделирования в среде *CST MWO* показано, что трёхчастотный облучатель антенны нелинейного локатора на основе плоской самодополнительной структуры и ступенчатого металлического экрана может быть реализован.

Список литературы

1. Фрадин А. З. Антенно-фидерные устройства. М.:Связь, 1977. 440 с.
2. Mishoostin B. A., Slyozkin V.G. Analysis of Wideband Thin-Sided Radiating Structures // The European Conference on Antennas and Propagation EuCAP-2012, 26-30 March 2012, Prague, Czech Republic. Proceedings. IEEE: 2012. P.3848-3851.
3. Мишустин Б.А., Слезкин В.Г. Широкополосная микрополосковая антенна // 26-я междунар. научн.-техн. конф. Кры-МиКо-2016. Материалы конф. М., Минск, Севастополь, 2016. Т. 5. С. 965-970.

Анализ влияния погрешностей базирования излучателей в раскрыве моноимпульсной ФАР на ее характеристики

¹ Русов Ю. С., ¹ Комиссарова Е. В., ¹ Крехтунов В. М.

¹ Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана
ул. 2-я Бауманская, 5, стр. 1, Москва, 105005, Россия
mc_ken@list.ru

Аннотация: Исследовано влияние погрешностей базирования излучателей в раскрыве плоской фазированной антенной решетки (ФАР) с пространственным возбуждением на точность установки луча. Представлены результаты расчетов отклонения положения минимума разностной диаграммы направленности (ДН) в зависимости от величины смещения излучателей для ФАР с диаметрами раскрывов от 10 до 100 длин волн.

1. Введение

Фазированные антенные решетки являются основным типом антенн с электрическим сканированием луча [4, 5]. При их использовании в радиолокационных системах важным параметром является точность установки луча в заданное направление. В моноимпульсной антенне, формирующей как суммарную, так и разностные диаграммы направленности, положение луча ассоциируется с направлением минимума разностной ДН. Практический интерес представляет исследование влияния на точность установки луча ФАР таких ее конструктивных особенностей, как реальная погрешность базирования излучателей в раскрыве антенны и размеры раскрыва.

В статье рассматриваются фазированные антенные решетки с плоским раскрывом и пространственным возбуждением четырехрупорными моноимпульсными облучателями [3, 4]. Такие антенные системы хорошо себя зарекомендовали в ряде практических применений вследствие высокой технологичности при приемлемых электрических характеристиках [1, 6]. Раскрывы этих антенн, как правило, имеют модульное исполнение на базе интегрированных элементов ФАР, содержащих, например, фарадеевские ферритовые фазовращатели и волноводно-диэлектрические излучатели [1, 2, 7].

2. Объекты и методика исследований

Исследование влияния на точность установки луча ФАР погрешностей расположения ее элементов проведено на примере ФАР с круглым раскрывом. Разностные диаграммы направленности апертурной антенной решетки (АР) рассчитываются по формуле [5]

$$F(\theta, \psi) = f_0(\theta, \psi) \sum_{n=1}^N A_n e^{i\varphi_n} e^{ik(x_n \cos\psi + y_n \sin\psi) \sin\theta},$$

где A_n и φ_n – амплитуда и фаза возбуждения элемента ФАР с номером n ; N – общее число излучателей в раскрыве ФАР; x_n, y_n – координаты расположения элементов ФАР в раскрыве антенны, учитывающие погрешности базирования; $k=2\pi/\lambda$; λ – длина волны; θ, ψ – углы сферической системы координат; $f_0(\theta, \psi)$ – ДН излучателя антенной решетки.

При расположении излучателей ФАР в узлах треугольной сетки с шагом $0,68\lambda$ в расчетах учитывалось одинаковое для всех ФАР спадающее к краям раскрыва амплитудное распределение поля, полученное с учетом ДН облучателя и излучателя АР, а также угла облучения излучателя приемной антенной решетки облучателем α_n . Фаза возбуждения φ_n каждого элемента ФАР рассчитывалась с учетом формирования разностной диаграммы направленности АР с координатами минимума $\theta_{отк}$ и $\psi_{отк}$ с учетом номинальных координат излучателей, а при расчете диаграммы направленности антенны использовались координаты элементов ФАР, получаемые при смещении элементов из заданных положений на величину допустимого отклонения. Расчеты выполнены для предельного случая, когда все излучатели смещены на величину заданной погрешности, при этом для каждой из половин раскрыва ФАР смещение происходит в сторону края апертуры. В расчетах ДН ФАР использована диа-

грамма направленности волноводно-диэлектрического излучателя $f_0(\theta, \psi)$, оптимизированного для работы в секторе электрического сканирования луча $\pm 45^\circ$ [1].

3. Результаты исследований

В результате расчетов получены величины смещения разностной ДН при отклонении луча на угол 45° для ФАР различных диаметров. На рис. 1 приведены зависимости рис.1a - смещения ДН при смещении излучателей на $\Delta=0,01\lambda$ для ФАР диаметром $D=10\lambda$ и $D=100\lambda$, рис.1b - обобщенная зависимость величины угла смещения минимума разностной диаграммы направленности ФАР $\Delta\theta$ от диаметра раскрытия D/λ для заданного отклонения луча $\theta_{\text{отк}}=45^\circ$ при погрешности расположения элементов ФАР $\Delta=0,01\lambda$.

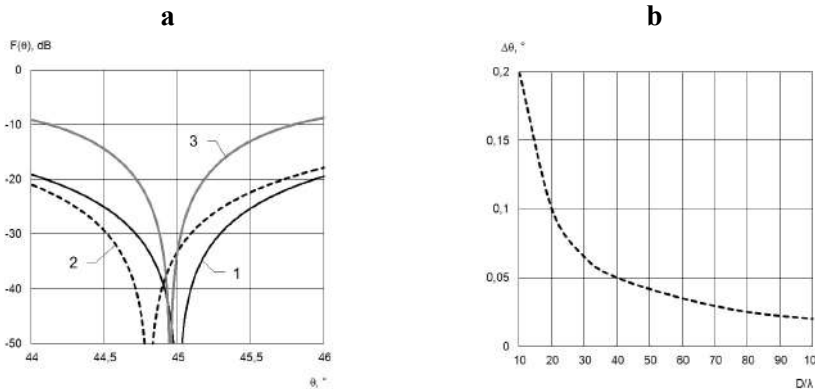


Рис. 1. Смещение разностных ДН ФАР при отклонении луча на 45° (a) и величина углового смещения минимума разностной ДН в зависимости от диаметра раскрытия АР (b) (

При увеличении диаметра раскрытия при прочих равных условиях наблюдается уменьшение величины смещения луча относительно расчетного положения.

В докладе показаны также результаты исследований смещения минимума разностной ДН ФАР при различной величине предельного отклонения координат элементов от номинальных значений, а также при изменении размера раскрытия ФАР. рассчитанные зависимости смещения $\Delta\theta$ минимума разностной диаграммы направленности АР от угла отклонения луча $\theta_{\text{отк}}$ при погрешности расположения излучателей $\Delta=0,01\lambda$ для ФАР разных диаметров: 1 – $D=10\lambda$; 2 – $D=50\lambda$; 3 – $D=100\lambda$.

4. Заключение

Проведенные численные исследования влияния на точность установки луча фазированной антенной решетки таких ее конструктивных параметров как реальные погрешности базирования излучателей в раскрытии антенны и размеры ее раскрытия позволяют сделать следующие выводы.

1. Увеличение численных значений допустимых смещений излучателей ФАР от номинальных положений приводит к росту погрешности установки луча ФАР.
2. Величина смещения минимума разностной ДН ФАР от заданного направления возрастает с увеличением угла отклонения луча антенны в секторе сканирования.
3. Увеличение диаметра раскрытия апертурной ФАР приводит к монотонному уменьшению величины отклонения минимума разностной ДН.
4. Приведенные численные результаты могут быть использованы для обоснованного назначения допусков на смещение излучателей в раскрытии при конструировании многоэлементных плоских проходных антенных решеток с пространственным возбуждением.

Список литературы

1. Крехтунов В.М., Голубцов М.Е., Русов Ю.С., Комиссарова Е.В., Овечкин В.С. Разработка элементов проходной и отражательной фазированных антенных решеток миллиметрового диапазона волн с ферритовыми фазовращателями // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Серия Приборостроение. Специальный выпуск. Антенны и устройства радио- и оптического диапазонов. 2009. С.105-117.
2. Модуль проходной фазированной антенной решетки: патент на изобретение 2461930 РФ / Ю.С. Русов, М.Е. Голубцов, В.М. Крехтунов, С.И. Нефедов. Заявл. 30.12.2010, опубл. 20.09.2012. Бюл. №26.
3. Моноимпульсная антенна: патент на изобретение 2370863 РФ / В.И. Образумов, В.М. Крехтунов, О.Ю. Шевцов, Ю.С. Русов, М.Е. Голубцов. Заявл. 04.08.2008, опубл. 20.10.2009. Бюл. №29.
4. Справочник по радиолокации / Под ред. М.И. Сколника. Пер. с англ. под общей ред. В.С. Вербы. В 2 книгах. Книга 1. М.: Техносфера, 2015. 672 с.
5. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток / Под ред. Д.И. Воскресенского. М.: Радиотехника, 2012. 744 с.
6. Федоров И.Б., Слукин Г.П., Митрохин В.Н., Крехтунов В.М. Элементная база зеркальных антенн и фазированных антенных решеток радиотехнических систем // Антенны. 2016. №8. С. 84-98.
7. Элемент проходной фазированной антенной решетки: патент на изобретение 2461931 РФ / М.Е. Голубцов, Ю.С. Русов, В.М. Крехтунов, С.И. Нефедов, А.И. Фирсенков. Заявл. 30.12.2010, опубл. 20.09.2012. Бюл. №26.

Учёт деформации рефлектора антенны при пассивной моноимпульсной пеленгации

Морозов О.А., Фидельман В.Р., Чуманкин Ю.Е.

*Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского
просп. Гагарина 23 к.3, Нижний Новгород, 603022, Российская Федерация
chumankinyuriy@nfti.unn.ru*

Аннотация:

В работе проведено моделирование влияния растяжения рефлектора антенны на погрешность пеленга. Для уменьшения влияния указанного фактора предложена методика уточнения диаграммы направленности антенны, проведено сравнение погрешности пеленгации с использованием исходной и уточнённой диаграммы направленности.

1. Введение

В настоящее время актуальна задача однопозиционного пассивного определения местоположения источника радиоизлучения (ИРИ). Для определения местоположения источника излучения могут применяться пассивные методы [1,2]. Однопозиционные методы предполагают использование одной многолучевой крупногабаритной принимающей антенны с несколькими каналами приема. Каждому каналу приема соответствует один луч диаграммы направленности (ДН) антенны. Электрические оси лучей ориентированы по-разному. Основным этапом решения указанной задачи является определение пеленга на ИРИ.

При решении задачи детектирования и пеленгации ИРИ моноимпульсным методом погрешность значений ДН антенны вносит вклад в погрешность пеленга. В ходе эксплуатации антенных систем имеет место множество факторов, приводящих к искажению диаграммы направленности. Деформации возможно учитывать, выполняя расчёт диаграммы классическими методами [3] для каждой деформации, но подобная задача является трудоёмкой и занимает значительное время. Поэтому целесообразно использовать быстрый метод расчёта поправок к диаграмме недеформированной антенны. Например, в работе [4] предложен метод компенсации деформации рефлектора, который основывается на аппроксимации значения смещения направления электрической оси антенны в зависимости от деформации. Практический интерес представляет понижение погрешности пеленга, в данной работе проведено исследование погрешности пеленгации с использованием исходной и уточнённой диаграммы направленности. За основу метода уточнения взят метод, предложенный в [4], но расчёт ДН проведён не с использованием пакета GRASP, а по методу блестящих точек [5].

2. Методика численного эксперимента

Исследованию деформации крупногабаритных рефлекторов посвящено достаточно много работ [4,6]. Результаты моделирования показывают, что одним из характерных видов деформации является линейное растяжение рефлектора вдоль одной из его полуосей. При этом характерные значения деформации на краях рефлектора составляют порядка 5 см.

В данной работе рассматривается осесимметричная зеркальная антенна с диаметром 10 м и фокусным расстоянием 7 м. Моделирование проведено для двух характерных конфигураций принимающих элементов антенны, расчёт диаграмм направленности проведён методом блестящих точек [6]. Исходные ДН представлены на рис.1. В соответствии с [4] для каждого луча антенны построена зависимость смещения направления электрической оси от величины деформации антенны. Коэффициент линейной корреляции для каждой из этих зависимостей приближенно равен 0,999.

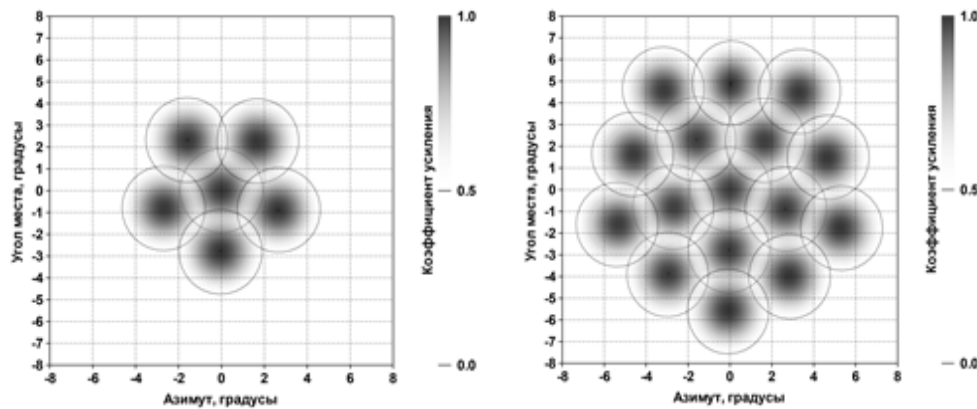


Рис. 1. Диаграммы направленности для шестилучевой (а) и шестнадцатилучевой (б) конфигураций антенн.

Пеленгация осуществлена методом оптимизации суммарно-разностного функционала ошибки [5]. Моделирование приёма сигнала было выполнено с использованием диаграмм направленности деформированной антенны. Для внесения в модель погрешности, обусловленной неточным знанием ДН вычисление пеленга выполнялось с использованием ДН недеформированной антенны, а также скорректированной ДН. Для определения погрешности пеленгации проведено моделирование приёма сигнала с 10000 направлений, равномерно распределённых по области определения ДН.

3. Результаты численного эксперимента и выводы

Численный эксперимент показал, что погрешность пеленга, обусловленная деформацией антенны, составляет $\sim 0,05$ град., что эквивалентно погрешности определения местоположения на Земле ~ 35 км. Учёт смещения главного лепестка позволяет снизить вклад деформации рефлектора в погрешность пеленгации до величины $\sim 0,005$ град. Современные спутниковые системы выполняют определение пеленга с характерными погрешностями сравнимыми по величине с вкладом от деформации рефлектора. Таким образом, учёт линейного смещения электрической оси деформированного габаритного рефлектора является целесообразным при точности пеленгации $\sim 0,2$ град. и менее.

Список литературы

1. Логинов А.А., Морозов О.А., Семенова М.Ю. Алгоритмы повышения точности оценки пеленга в задаче амплитудной моноимпульсной пассивной локации // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского, 2010, №5(2), с. 358-362.
2. Леонов А.И., Фомичев К.И. Моноимпульсная радиолокация. Москва: Радио и связь, 1984. – 312 с.
3. Дробкин А.Л., Зузенко В.Л., Кислов А.Г. Антенно-фидерные устройства. Изд. 2-е доп. и переработ. М.: "Сов. радио", 1974. – 536 с.
4. Бикеев Е.В., Якимов Е.Н., Матыленко М.Г., Титов Г.П. Способ компенсации деформаций конструкции крупногабаритной антенны космического аппарата // Вестник СибГАУ, 2016, т.17, №3, с. 673-683.
5. Лаврентьева А.С., Фидельман В.Р., Чуманкин Ю.Е. Оценка погрешности пеленга, обусловленной отсутствием учета деформации рефлектора антенны // DSPA 2019 – Доклады, 2019, т.1, с.353-356.
6. Пономарев В.С., Пономарев С.В., Халиманович В.И. Термомеханический анализ крупногабаритного сетчатого рефлектора космического назначения // Вестник СибГАУ, 2016, т.17, №2, с 343-349.

Двухдиапазонная антенная система с плоскими рефлекторами

¹ Кирпанев А.В., ¹ Михайлов А. Н.

¹ Акционерное общество "Научно-производственное предприятие "Радар-ммс"
(АО "НПП"Радар ммс")

г. Санкт-Петербург, 197375, Российская Федерация
kirpanev_av@radar-mms.com

Аннотация: Представлена электродинамическая модель двухчастотной антенной системы с общей апертурой Ка- и Х-диапазонов длин волн. Антенна Ка-диапазона представляет собой антенну с плоскими поляризационными рефлекторами. Приведены рассчитанные характеристики антенной системы в Ка- и Х-диапазонах длин волн, подтверждающие эффективность предлагаемых технических решений. Предложены пути практической реализации разработанной антенной системы.

1. Введение

Разрабатываемые в настоящее время антенные системы с существенным разнесением частотных диапазонов открывают широкие возможности для функционирования РЛС в различных условиях окружающей среды, режимах и назначениях [1,2]. Предлагаемая в данной работе конструкция антенной системы, реализованная на одном излучающем раскрыве, имеет компактные размеры и сохраняет характеристики в обоих диапазонах частот.

2. Конструкция антенной системы

Рассматриваемая антенная система состоит из резонансной волноводно-щелевой антенной решетки (ВЩАР) Х-диапазона и антенны с поворотом плоскости поляризации (АППП) Ка-диапазона, которая, в свою очередь, включает в себя облучатель Ка-диапазона, плоский зоннированный транс-рефлектора офсетной (неосесимметричной) структуры, твист-рефлектор. Принцип работы АППП подробно изложен в [3]. Твист-рефлектор антенны Ка-диапазона совмещен с поверхностью излучения ВЩАР.

Неосесимметричная зоннированная поверхность транс-рефлектора АППП Ка-диапазона выполнена в виде многослойной печатной платы, содержащей систему из чередующихся полупрозрачных и радиопрозрачных сегментов кольцевых подзон [4]. В неосесимметричной АППП волна падает на поверхность транс-рефлектора под углом, определяемым углом смещения оси облучателя относительно фокальной оси транс-рефлектора. При этом максимум ДН, сформированной транс-рефлектором, должен быть также направлен по нормали к его поверхности, что требует создания неосесимметричной поляризационной структуры. Такая структура может быть сформирована как вырезка из плоского многослойного осесимметричного транс-рефлектора. Дугообразные полупрозрачные подзоны на слоях многослойного транс-рефлектора образованы вырезками из кольцевых полупрозрачных подзон на соответствующих слоях осесимметричного плоского многослойного транс-рефлектора.

В свою очередь твист-рефлектор АППП Ка-диапазона может быть выполнен в виде плоского отражателя с выполненными в нём сквозными отверстиями по форме, размерам и расположению соответствующие щелевым излучателям ВЩАР устанавливаемого на поверхность ВЩАР Х-диапазона. Для уменьшения взаимного влияния щелей ВЩАР Х-диапазона, происходящего через твист-рефлектор АППП Ка-диапазона, использован твист-рефлектор конструкцией подобной микрополосковой отражательной решётке.

3. Заключение

В работе приведены компьютерные модели антенной системы с двумя типами транс-рефлекторов параболическим и плоским многослойным и проведено численное моделирование их характеристик излучения в X- и Ka-диапазонах частот, результаты которых приведены в таблицах 1 и 2.

Таблица 1

Характеристики излучения в X-диапазоне

Тип несимметричного трансрефлектора	параболический		плоский	
	Аз	Ум	Аз	Ум
Плоскость				
Угол отклонения твист-рефлектора, град.	0	0	0	0
Угол отклонения ДН, град.	0	0	0	0
КНД, дБ	18,6		18,6	
ШДН, град.	19,4	23,8	19,5	23,6
УБЛ, дБ	-18,7	-15,5	-18,5	-15,6

Таблица 2

Характеристики излучения в Ka-диапазоне

Тип несимметричного трансрефлектора	параболический		плоский	
	Аз	Ум	Аз	Ум
Плоскость				
Угол отклонения твист-рефлектора, град.	0	0	0	0
Угол отклонения ДН, град.	0	0	0	0
КНД, дБ	30,3		26,2	
ШДН, град.	4,5	4,6	4,4	5,1
УБЛ, дБ	-24,3	-23,4	-22,1	-17,47

Сравнительный анализ полученных характеристик излучения систем показал, что использование плоской многослойной структуры транс-рефлектора Ka-диапазона частот по сравнению с системой, содержащей параболический транс-рефлектор, не приводит к значительному изменению характеристик излучения антенны в обоих диапазонах частот. Кроме этого, предложенный вариант конструкции антенной системы за счёт использования плоских отражателей транс - и твист-рефлектора АППП Ka-диапазона частот, изготавливаемых по широко применяемой технологии печатных плат, позволяет значительно увеличить технологичность и, соответственно, снизить её стоимость при сохранении основных характеристик излучения в X- и Ka-диапазонах частот.

Список литературы

1. Дудник П.И., Кондратенков Г.С., Татарский Б.Г., Ильчук А.Р., Герасимов А.А. Авиационные радиолокационные комплексы и системы/ Под ред. П.И. Дудника. М.: Изд. ВВИА им. проф. Н.Е.Жуковского, 2006-1112с.
2. Андреев Г.А., Потапов А.А. Миллиметровые волны в радиолокации// Зарубежная радиоэлектроника.-1984.-№11.- С.28-62.
3. Holzman E.L. Transreflector antenna design for millimeter –wave wireless links // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2005. №5. vol. 47. P.9-22.
4. Батутина М.С., Кузьмин А.А., Михайлов А.Н. Антенна с поворотом плоскости поляризации на основе плоского неосесимметричного трансрефлектора //Вопросы радиоэлектроники. 2019. №2. С.26-30.

Пространственно-временная избирательность плоской резонаторной антенны

Бухарин В. А., Войтович Н. И.

ФГАОУ ВО «Южно-Уральский государственный университет (НИУ)»
проспект Ленина, 76, Челябинск, 454080, Россия
bukharinva@susu.ru, voytovichni@mail.ru

Аннотация: Представлены результаты строгого электродинамического моделирования плоской резонаторной антенны и экспериментальные результаты исследований на реальных образцах антенны. Приведены основные пространственно-временные характеристики резонаторной антенны.

1. Введение

Плоская резонаторная антенна (РА) служит излучающим элементом антенной решётки глассадного радиомаяка (ГРМ). Глассадный радиомаяк входит в состав двухчастотного радиомаячного комплекса системы посадки метрового диапазона формата ILS III категории ICAO для аэродромов гражданской авиации, включая аэродромы с высоким уровнем снежного покрова и сложным рельефом местности.

Точностные характеристики ГРМ зависят от стабильности параметров излучающих элементов антенной решётки при воздействии на них внешних факторов окружающей среды. Следовательно, большой практический интерес представляют излучающие элементы с высокими пространственно-временными избирательными свойствами.

В работе приведены результаты электродинамического моделирования РА и экспериментальные результаты исследований на образцах антенны.

РА обладает уникальными свойствами, позволяющими в значительной степени снизить влияние на характеристики радиотехнической системы внешних нежелательных излучений, метеорологических факторов окружающей среды и подстилающей поверхности.

2. Объект исследований

Объектом исследований является плоская резонаторная антенна [1—4]. РА представляет собой антенную решётку с плоской апертурой, каждый излучатель которой синфазно возбуждается основной модой объёмного резонатора (рис. 1).

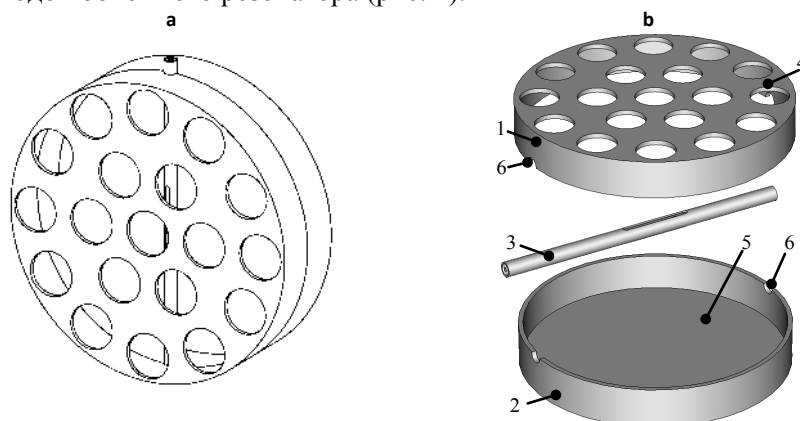


Рис. 1. Внешний вид плоской резонаторной антенны (а) и плоская резонаторная антенна в разобранном виде (б): цилиндрические ячейки (1, 2), коаксиально-щелевой излучатель (3), плоские стенки (4, 5), полукруглые углубления (6).

Антенна построена на основе цилиндрического резонатора, возбуждаемого коаксиально-щелевым излучателем. Резонаторная антенна выполнена из алюминиевого сплава и представляет собой низкий объёмный цилиндрический резонатор с частично прозрачной плоской стенкой. Частично прозрачная стенка изготовлена из плоской пластины, на которой выполнены круглые отверстия. Она является излучающей апертурой антенны. В РА нет сложной диаграммообразующей схемы, распределяющей электромагнитную энергию между излучателями. Роль делителя мощности между излучающими отверстиями выполняет объёмный цилиндрический резонатор.

3. Методы исследования и основные характеристики плоской резонаторной антенны

Для исследования характеристик РА использованы численные и натурные эксперименты. Экспериментальные исследования проведены на образце резонаторной антенны с применением измерителя комплексных коэффициентов передачи и отражения «ОБЗОР-103». Теоретические исследования выполнены в строгой дифракционной постановке краевой задачи пространственно-временным численным методом [3].

Рассматривается плоская РА (рис. 1), имеющая следующие геометрические размеры, выраженные в длинах рабочей волны λ : диаметр цилиндра $1,55\lambda$; длина резонатора $0,497\lambda$; толщина стенки частично прозрачной поверхности $0,0033\lambda$; диаметр отверстий $0,272\lambda$. Излучающие отверстия расположены регулярно на двух окружностях радиусами $0,31\lambda$ и $0,62\lambda$. Одно отверстие расположено в центре апертуры антенны.

Теоретически и экспериментально установлено, что РА в сверхширокой полосе частот подавляет нежелательные сигналы вне рабочей полосы частот. Внеполосные сигналы не могут возбудить электромагнитные колебания, для которых существует самосогласованный режим работы в объёмном цилиндрическом резонаторе, в коаксиально-щелевом резонаторе и в коаксиальной линии передачи. Коэффициент прямоугольности полосы пропускания РА равен 11,28 дБ.

Антенна имеет хорошие поляризационные характеристики. В пределах главного лепестка ДН отношение главной компоненты электрического поля к кросс-составляющей компоненте составляет, примерно, минус 53–71 дБ. В пределах рабочего полупространства не наблюдается изменения типа поляризации. Изменения в соотношении ортогональных компонент и фазовых сдвигах пренебрежимо малы. В диапазоне углов главного лепестка ДН РА поляризация строго линейная.

Амплитудная ДН резонаторной антенны в плоскости вектора напряжённости магнитного поля имеет только один главный лепесток (без боковых лепестков). Ширина ДН по уровню половинной мощности в плоскости вектора напряжённости магнитного поля 43,8 градусов, ширина ДН по уровню половинной мощности в плоскости вектора напряжённости электрического поля 38,2 градуса. Уровень боковых лепестков в диапазоне меридиональных углов ± 150 градусов: в плоскости вектора напряжённости магнитного поля минус 41,5 дБ; в плоскости вектора напряжённости электрического поля минус 22,3 дБ. Коэффициент направленного действия РА 13,3 дБ.

Резонаторная антенна формирует в ближней и промежуточной зонах квазиплоский фронт электромагнитных волн. В пределах главного лепестка амплитудной диаграммы направленности отклонения фазовой диаграммы направленности от плоскости не превышает 5 градусов.

Антенна отличается низким уровнем бокового излучения, низким уровнем кроссполаризационного излучения, высоким коэффициентом использования апертуры, низкой собственной шумовой температурой, имеет высокую пространственно-временную избирательность.

4. Заключение

Полученные результаты свидетельствуют о том, что резонаторная антенна, обладает уникальными электродинамическими и конструкторско-технологическими характеристиками. Она имеет высокий коэффициент полезного действия, низкий уровень бокового и заднего излучения, низкий уровень кроссполаризационного излучения, малую шумовую температуру и высокую частотную избирательность.

Простая конструкция РА в сочетании с высокой пространственно-временной избирательностью обеспечивают высокую стабильность и помехозащищённость радиотехнической системы, уменьшает влияние внешних нежелательных излучений, метеорологических факторов окружающей среды и подстилающей поверхности.

Список литературы

1. Бухарин В.А., Войтович Н.И., Ершов А.В. Плоская резонаторная антенна с круговой апертурой // Научные труды международной научно-практической конференции «СВЯЗЬ-ПРОМ 2007» в рамках IV Евро-Азиатского форума «СВЯЗЬ-ПРОМЭКСПО 2007». Екатеринбург: ЗАО «Компания Реал-Медиа», 2007. С. 288-290.
2. Патент № 2357337. РФ, МПК H01Q13/10. Плоская резонаторная антенна (варианты) / Н.И. Войтович, В.А. Бухарин, А.В. Ершов, Н.Н. Репин. № 2007137544/09, заявл. 09.10.2007; опубл. 27.05.2009. Бюл. № 15.
3. Бухарин В.А., Войтович Н.И. Пространственно-временной метод расчёта резонаторных антенн // Научные труды международной научно-практической конференции «СВЯЗЬ-ПРОМ 2011» в рамках VIII Евро-Азиатского форума «СВЯЗЬ-ПРОМЭКСПО 2011». Екатеринбург: ООО «Компания Реал-Медиа», 2011. С. 371-373.
4. Бухарин В.А., Войтович Н.И. Фазовые характеристики плоской резонаторной антенны // 27-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2017). Севастополь, 5–11 ноября. 2017 г.: материалы конф. В 8 т. Москва; Минск; Севастополь, 2017. Т. 3. С. 710–716.

Антенная система с равномерным фазовым и амплитудным распределением для применения в системах с фазовыми алгоритмами пеленгации

¹Головков А. А., ¹Журавлев А. Г., ¹Терентьева П. В.

¹ Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»
ул. Проф. Попова, 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия agzhuravlev@stud.eltech.ru

Аннотация: В работе представлена антенная система (АС) с равномерным амплитудным и фазовым распределением в азимутальной плоскости. АС с осесимметричной диаграммой направленности (ДН) в плоскости рабочих углов обычно представляет собой комбинацию простых, чаще дипольных излучателей с высокой частотой резонанса, которая позволяет обеспечить неравномерность диаграммы направленности менее 0,13 дБ, а фазовой – менее 1°. В фазовых пеленгаторах для полного обзора в азимутальной плоскости на основе таких АС формируют кольцевые антенные решетки (КАР). Объект разработки может найти применение в фазовых полудуплексных пеленгаторах диапазона DVB-T2.

1. Введение

Фазовый метод определения координат цели широко используется в системах радиомониторинга, так как позволяет обеспечивать высокие точности определения угла прихода излученного или переотраженного от цели сигнала. Высокие точности получаются, когда учтены все фазовые сдвиги в каналах радиоприёмного устройства КАР. Одним из источников таких сдвигов являются направленные свойства антенн, учет которых может стать сложной задачей, поэтому практически интересен переход к ненаправленным АС [1].

2. Современное состояние вопроса

В настоящее время существует немало АС с осесимметричной ДН в азимутальной плоскости [2-4], но их общим недостатком является неравномерность ДН в азимутальной плоскости более 1 дБ. Большинство из них рассчитаны для работы на частотах свыше 1 ГГц, а переход в диапазон частот DVB-T2 сопровождается резким увеличением габаритов АС в целом.

Такой тип АС в свою очередь часто строится в виде КАР из дипольных элементов. Следовательно, количество дипольных элементов (N) и электрический радиус КАР (α_l) являются основными параметрами, которые определяют ограничения на равномерность ДН в азимутальной плоскости.

3. Математическая модель

Для того чтобы выбрать параметры α_l и N , которые обеспечат неравномерность амплитудной диаграммы направленности менее 0,2 дБ была разработана модель КАР (Рис. 1б), в которой каждый излучатель представляет собой тонкий диполь. Выражение описывающее диаграмму направленности такой системы, без учета взаимного влияния между элементарными диполями, имеет вид:

$$F_{\text{array}}(\theta, \varphi, N, \lambda) = \left| \frac{\cos\left(\frac{2\pi\alpha_l}{\lambda} \cos\left(\varphi - \frac{2\pi n}{N}\right)\right) \cos\left(\frac{2\pi\alpha_l}{\lambda} \cos\left(\varphi + \frac{2\pi n}{N}\right)\right) K}{\sin\left(\frac{2\pi\alpha_l}{\lambda} \cos\left(\varphi - \frac{2\pi n}{N}\right)\right) \sin\left(\frac{2\pi\alpha_l}{\lambda} \cos\left(\varphi + \frac{2\pi n}{N}\right)\right)} \right|$$

$$K = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} e^{jk(\alpha_l \lambda_{\text{eff}} \cos(\frac{2\pi n}{N}) \sin(\theta) \cos(\varphi) + \alpha_l \lambda_{\text{eff}} \sin(\frac{2\pi n}{N}) \sin(\theta) \sin(\varphi))}$$
(1)

Первое слагаемое – ДН вибраторной антенны, в предположении синусоидального закона распределения тока, а слагаемое K – учитывает пространственный разнос антенн и амплитудно-фазовое распределение (АФР) в диполях. Без учета взаимного влияния и ввиду синфазного питания, коэффициенты АФР полагались равными единице.

Анализ результатов, полученных по формуле 1 (Рис. 1а), показывает, что АС должна состоять не менее чем из 8 элементов, а электрический радиус антенны, не должен превосходить 0,25. Для электродинамического моделирования была выбрана АС с такими характеристиками.

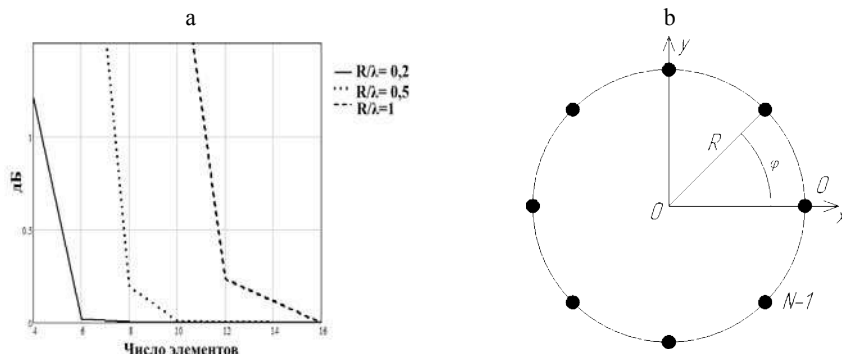


Рис. 1. Зависимость неравномерности ДН от a_l и N (а) и мат. модель (б).

4. Результаты

Так как дипольные элементы являются симметричными, то для их питания используется делитель мощности 1/8, выполненный на симметричной двухпроводной печатной линии. На Рис. 2 представлены результаты электродинамического моделирования. Удалось достигнуть неравномерности амплитудной ДН менее 0,13 дБ и фазовой характеристики направленности менее 1° . Неравномерность ДН можно дополнительно уменьшить с помощью пассивных металлических директоров [2].

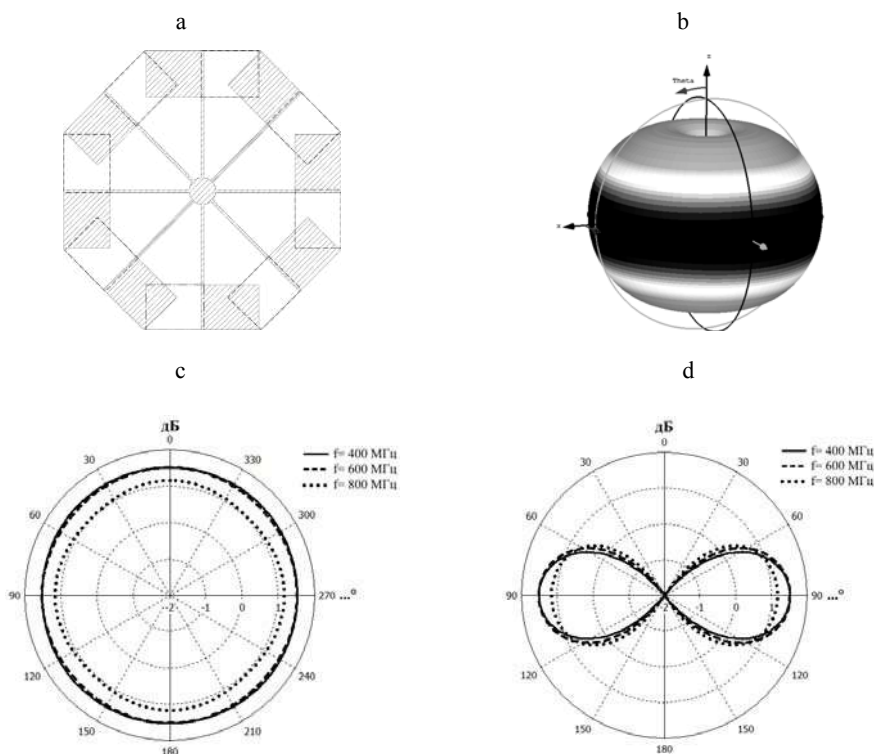


Рис. 2. Вид излучателя (а), 3D ДН (б), ДН в азимутальной плоскости (с) и ДН в угломестной плоскости (д)

Список литературы

1. Шевченко М.Е., Малышев В.Н., Файзуллина Д.Н. Пеленгование источников радиоизлучения в широкой полосе частот с использованием круговой антенной решетки // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2018;(6):30-40
2. Y. Shi, Z. D. Chen, Y. Yu, and others. A novel omnidirectional horizontally polarized antenna for 4G LTE communications // 2016 11th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE), Guilin, China, 18-21 Oct. 2016, 10.1109/ISAPE.2016.7833879
3. H. Zhang, F. Zhang, T. Li, and others. Bandwidth Enhancement of a Horizontally Polarized Omnidirectional Antenna by Adding Parasitic Strips // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters (Volume: 16), pp.880 - 883, DOI: 10.1109/LAWP.2016.2613875
4. Y. Liu, H. Liu, S. Gong. A Wideband Horizontally Polarized Omnidirectional Antenna Using Tightly Coupled Array Mechanism // Proceeding of 2017 International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas, Innovative Structures, and Applications (iWAT), Athens, Greece, 1-3 March 2017, DOI:10.1109/IWAT.2017.7915338

Исследование и разработка фазированной антенной решетки аэрологической РЛС дециметрового диапазона волн

¹ Шабунин С. Н., ¹ Плохов С.Н., ¹ Букрин И.В., ¹ Иванов В.Э.

¹ Уральский федеральный университет имени первого Президента

России Б.Н. Ельцина

г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация

s.n.shabunin@urfu.ru

Аннотация: Применение в аэрологических системах радиозондирования атмосферы радиолокаторов с ФАР позволило значительно повысить технические характеристики радиоканала, обеспечить надежность автосопровождения в ближней зоне при больших угловых скоростях перемещения аэрологического зонда, снизить массогабаритные параметры РЛС. С целью модернизации современных РЛС было проведено моделирование и оптимизация параметров ФАР и фазовращателей в среде NI AWR Design Environment. Результаты моделирования показали, что при проектировании РЛС возможно существенно снизить уровень боковых лепестков ДН ФАР и влияние отражений от подстилающей поверхности в условиях эксплуатации.

1. Введение

Системы радиозондирования (СР) атмосферы предназначены для получения наиболее точной аэрологической информации о термодинамических параметрах свободной атмосферы, таких как температура, влажность, давление, направление и скорость ветра на высотах от уровня земли до 35...40 км. В РФ созданы и эксплуатируются радиолокационная и радионавигационная СР [1, 2]. В эксплуатации на сети Росгидромета находятся РЛС типа «Вектор-М» и МАРЛ. Общей проблемой радиолокационных СР является влияние отражений от подстилающей поверхности при запуске аэрологического радиозонда (АРЗ) в ближней зоне и на значительных удалениях при малых углах места. Автоматическое сопровождение АРЗ по угловым координатам осуществляется методом равносигнальной зоны. Поэтому снижение уровня боковых лепестков диаграммы направленности (ДН) и точное сканирование является важной задачей при проектировании современной РЛС.

2. Постановка задачи

С целью обеспечения устойчивого приема сигнала АРЗ антенной РЛС и его сопровождения с высокими угловыми скоростями перемещения АРЗ при запуске в ближней зоне и надежного приема в дальней зоне на границе зоны работы РЛС, ФАР содержит 4-элементную ФАР 1 ближней зоны и 72-элементную ФАР 2, состоящую из четырех подрешеток (Рис.1), дальней зоны. Для обеспечения автосопровождения по углам обе ФАР работают в режиме электронного сканирования. Моделирование ФАР 1 и ФАР 2 осуществляется в среде NI AWR Design Environment с целью оптимизации ДН и условий их сканирования.

3. Решение задачи.

Расчеты показывают, что коэффициент усиления 4-х элементной ФАР 1 из печатных элементов с воздушным диэлектриком составил 15,8 дБ при синфазном возбуждении ее элементов с уменьшением до 15 дБ при отклонении максимума на 14 градусов (Рис.2). Коэффициент усиления 72-элементной ФАР 2 при нормальном положении луча относительно плоскости решетки составил 28,2 дБ, при отклонении направленные свойства антенны немного снижаются до 27,5 дБ (Рис.3).

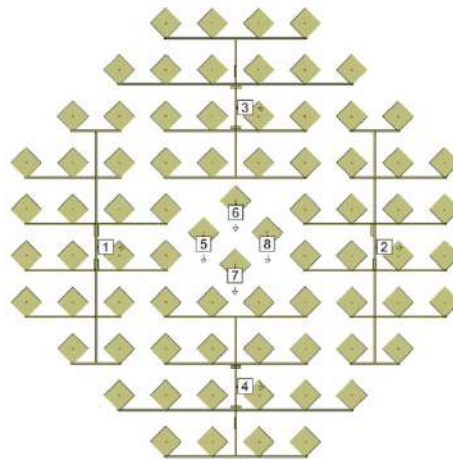


Рис.1. Топология фазированной антенной решетки РЛС

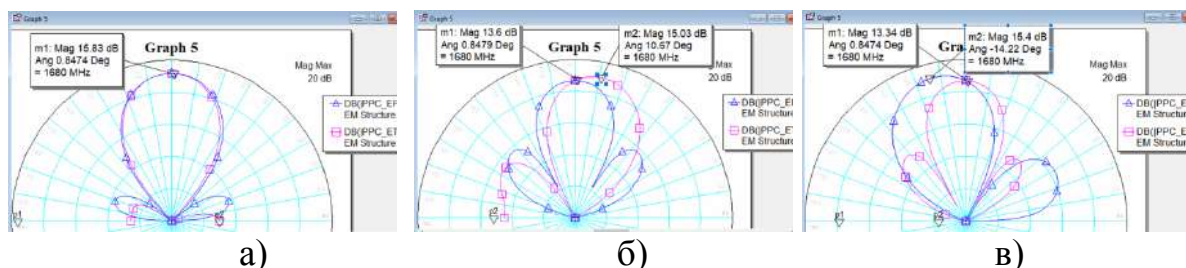


Рис.2. Диаграмма направленности 4-элементной ФАР при синфазном возбуждении (а) и при 60-градусном фазовом сдвиге в плоскости вектора Е (б) и вектора Н (в)

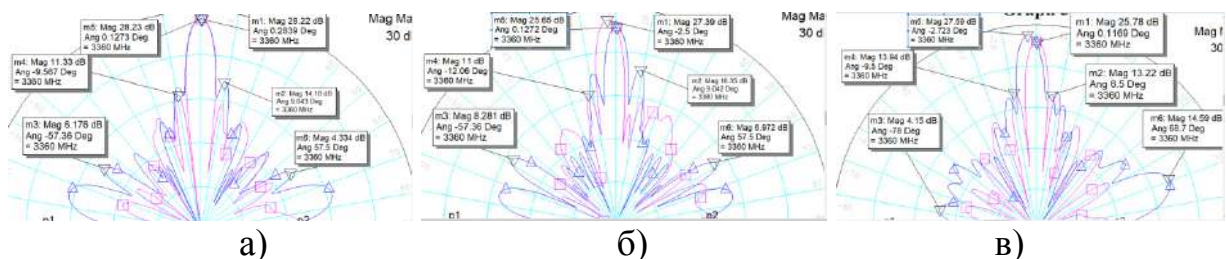


Рис.3. ДН антенной системы РЛС при равно амплитудном синфазном возбуждении (а) и фазировании с шагом 60-градусов в плоскости вектора Е (б) и Н (в).

4.Выводы.

В процессе проектирования разработана документация АФАР РЛС содержащая ФАР1 и ФАР2 в комплексе с когерентным приемопередающим устройством.

5.Литература

1. Киселев В.Н., Кузнецов А.Д. Методы зондирования окружающей среды (атмосферы). Учебник. – СПб., изд. РГГМУ, 2004. – 429 с.
2. Современное состояние и перспективы развития систем радиозондирования атмосферы в России / В.Э. Иванов, А.В. Гусев, К.А. Игнатков, С.И. Кудинов, И.В. Малыгин, В.Я. Носков, О.В. Плохих, В.В. Рысев, О.А. Черных // Успехи современной радиоэлектроники. – 2015. – № 9. – С. 3–49.
3. Воскресенский Д.И. и др. Бортовые антенные решетки и их элементы / Под ред. Д.И. Воскресенского. – Москва: Радиотехника, 2013, – 208с.: ил. ISBN 978-5-88070-338-8.
4. Активные фазированные антенные решетки / под ред. Д.И. Воскресенского, А.И. Канащенкова. - М.: Радиотехника, 2004.
5. Антенны и устройства СВЧ. Проектирование фазированных антенных решеток: учеб. пособие для вузов / под ред. Д.И. Воскресенского. - М.: Радио и связь, 1994.

Increasing Bandwidth of Full-Metal Slot Reflectarray Antennas

M.I. Sugak, ¹S.V. Ballandovich, G.A. Kostikov, L.M. Liubina, Y.G. Antonov

Saint-Petersburg Electrotechnical university "LETI",
Prof. Popova st., 5, Saint-Petersburg, 197376, Russia
¹sssr2123@yandex.ru

Abstract: Results of theoretical and experimental investigations of full-metal slot reflectarray antennas with increased bandwidth are presented. Increased bandwidth is achieved by means of choice of certain sizes for each reflective element that correspond to the phase-error minimum in a required frequency range. Two prototypes - single-layer and two-layer - of K-band slot reflectarray antennas have been manufactured and tested. Effectiveness of the described designing routine is proved by experimental data: achieved bandwidth for the single-layer and two-layer structure is 25% and 32% respectively.

1. Introduction

Full-metal slot reflectarray antennas attract attention due to absence of dielectric losses, strength and ability to be manufactured with such a cost-effective technique as laser cutting. Besides that, their characteristics are very close to those of printed reflectarray antennas [1-4]. One of the main challenges in designing such antennas is to obtain broad band of operating frequencies. Optimization procedures leading to increase of a bandwidth are successfully used in designing printed reflectarray antennas [5]. They are based on phase-error minimization in a required frequency range. In paper presented this approach has been applied to full-metal slot reflectarray antennas - two prototypes have been designed and tested in K-band.

2. Design and test of the full-metal slot reflectarray antennas

Standard single-frequency designing routine is based on a previously calculated dependence of scattered-field phase on one parameter of the reflective element [6]. In order to take into account mutual coupling local periodicity is implied. Local-periodicity approach means that reflective elements are analyzed being placed in the Floquet cell, i.e. in an infinite periodic structure. The Floquet cell can be represented as a waveguide with the periodic boundary conditions on sidewalls; this waveguide is excited with the Floquet port and supports propagation of a discrete set of modes. Using this terminology the scattered-field phase can be denoted as $\arg(S_{11})$.

When the optimization procedure is introduced, scattered-field phase dependence on at least two parameters should be used. This allows to adjust the scattered-field phase of each reflective element so that the sum of phase errors calculated at chosen frequencies takes the minimum value. A target function for this optimization procedure may be written in the following way:

$$\varphi_{\Sigma} = \sum_m \sum_n \left(\sum_i \left| \arg(S_{11}(x_m, y_n, f_i)) + \{ \varphi_{\text{inc}}(x_m, y_n, f_i) - \varphi_0 \} \right| \right) \rightarrow \min,$$

where (x_m, y_n) coordinates of the reflective element; $\varphi_{\text{inc}}(x_m, y_n, f_i)$ – phase of a radiating-horn field at the point (x_m, y_n) ; φ_0 – constant subjected to optimization.

Two prototypes - single-layer and two-layer - of full-metal slot reflectarray antennas operating in K-band have been designed, manufactured and tested. The two-layer antenna array has a square $180 \times 180 \text{ mm}^2$ reflector and $F/D=1$ (distance to the focal point/aperture size); the single-layer antenna array has a hexagonal reflector with a diameter of 180 mm and $F/D=0.8$. Numerical and experimental directivity of the described prototypes is shown in Fig. 1. Experimental data has been obtained with a near-field scanner. Theoretical limit corresponding to 100% aperture efficiency and directivity for the slot reflectarray antennas designed with the standard single-frequency routine are given for comparison in Fig. 1 as well. It is clearly seen that introduction of the optimization procedure has resulted in significant increase of the antenna-arrays' bandwidth - even for the single layer structure. Moreover, directivity increases as frequency does in the operating band, i.e. aperture efficiency remains nearly constant that is untypical for reflectarray antennas. Relative bandwidth obtained from the experimental data is 25% for single-layer structure and 32% for

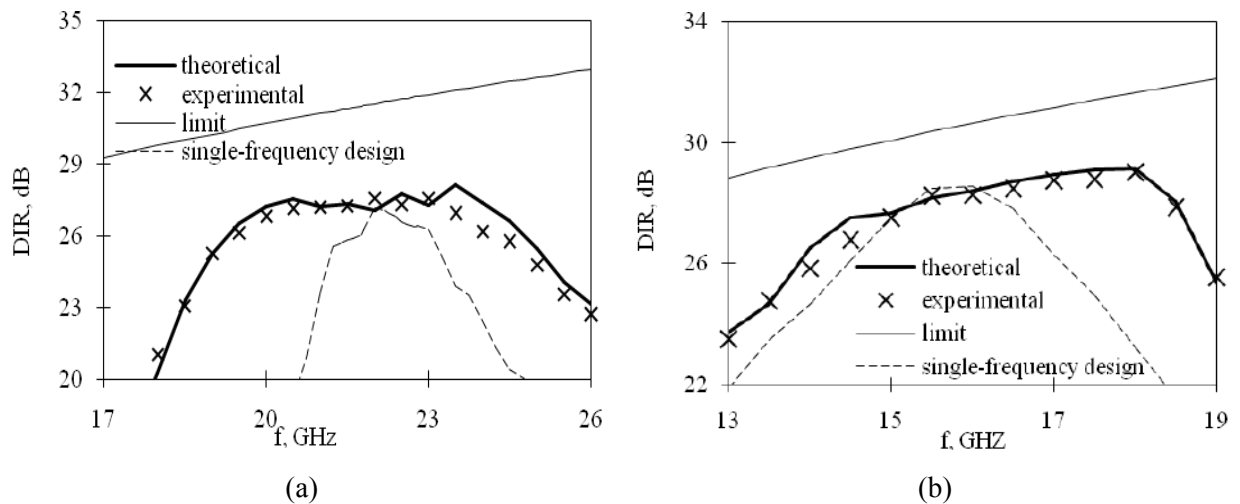


Fig.1. Directivity of full-metal slot reflectarray antennas: (a) - single-layer antenna array; (b) - two-layer antenna array

the two-layer structure. These figures were calculated upon a criteria of 1-dB aperture-efficiency reduction.

4. Conclusion

Optimization procedure allowing to increase bandwidth of slot reflectarray antennas and to obtain nearly constant frequency dependence of the aperture efficiency is described. This procedure is based on the careful choice of the reflective-element sizes that guarantee minimum phase error in the operating band. Effectiveness of the described optimization algorithm has been verified by means of testing two prototypes of full-metal slot reflectarray antennas. Theoretical calculations and experimental data shows that developed slot reflectarray antennas have increased bandwidth and nearly constant aperture efficiency in the operating band. Measured bandwidth of the prototypes is 25% for the single-layer structure and 32% for the two-layer structure.

References

1. W. An, S. Xuand, F. Yang, "A Metal-Only Reflectarray Antenna Using Slot-Type Elements," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 1553-1556, 2014.
2. S. Chen, F. Wu and J. Wang, "Design of A broadband metal-only reflectarray antenna with modified slot-type elements," 2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), Nanjing, 2015, pp. 1-3.
3. K. Q. Henderson and N. Ghalichechian, "Metal Only Spiral Slot Reflectarray Element Operating at 66 GHz," 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, Boston, MA, 2018, pp. 1633-1634.
4. S. V. Ballandovich, L. M. Liubina and M. I. Sugak, "Investigation of slot reflectarray antennas," 2018 Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT), Moscow, 2018, pp. 1-4.
5. M. R. Chaharmir, J. Shaker, and H. Legay, "Broadband design of a single layer large reflectarray using multi cross loop elements," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 10, pp. 3363-3366, Oct. 2009.
6. S. V. Ballandovich, M. I. Sugak and G.A. Kostikov "Millimeter-wave printed reflectarrays with special form beam radiation pattern (Pechatnye otrazhatel'nye antennye reshetki s diagrammoj napravlenosti spetsial'noj formy)," *Antennas*, vol.6, 2008, pp. 53-59.

Разработка интегрированного элемента отражательной ФАР Ка-диапазона

¹Фирсенков А.И., ¹Гуськов А.Б., ¹Смирнов А.С., ²Крехтунов В. М., ²Комиссарова Е. В.,

¹ Открытое акционерное общество "Завод Магнетон"
ул. Курчатова, 9, Санкт-Петербург, 194223, Россия
guskov@magneton.ru

² Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана
ул. 2-я Бауманская, 5, стр. 1, Москва, 105005, Россия
mc_ken@list.ru

Аннотация: Представлены результаты разработки элементов отражательной ФАР КВЧ диапазона с широкоугольным электрическим сканированием луча, спроектированного на основе фарадеевского ферритового фазовращателя. Выполнена статистическая обработка результатов измерений параметров элементов ФАР: вносимых потерь и основных электрических характеристик.

1. Введение

К настоящему времени в антенной технике накоплен большой опыт разработки и серийного производства волноводных ферритовых фазовращателей (ВФВ) [1, 2], излучателей и других устройств многоэлементных ФАР с пространственным возбуждением как для Х-диапазона, так для Ка-диапазона частот [3, 4]. Практически реализуемые и серийно выпускаемые элементы ФАР в настоящее время выполняются в виде интегрированных функционально завершенных взаимозаменяемых устройств. Каждый элемент ФАР включает в себя излучатель, фазовращатель, элементы согласования и систему намагничивания.

Однако в ряде практических применений представляют интерес отражательные ФАР с пространственным возбуждением. Так в [5] описана многоэлементная плоская ФАР отражательного типа КВЧ-диапазона. Из-за большого диаметра элементов имеет узкий сектор сканирования луча, не превышающий $\pm 25^\circ$. В связи с этим актуальна разработка интегрированных элементов ФАР с уменьшенными поперечными размерами для ФАР с более широким сектором сканирования луча. Такие элементы ФАР могут быть построены на основе ВФВ, описанных в [6-8], отличающихся конструктивным выполнением и электрическими характеристиками.

2. Объект исследований

Объектом исследования является интегрированный элемент отражательной ФАР с пространственным возбуждением, осуществляющей широкоугольное двумерное электрическое сканирование луча. Элемент ФАР построен на основе фарадеевского ВФВ, переотражающего кругополяризованные волны, характеризуемого высокой линейностью фазовременной характеристики (ФВХ) при вольт-секундном способе управления, которая описывается выражением

$$\Delta\varphi(t) = \Delta\varphi_0 + K_\varphi t,$$

где $\Delta\varphi_0$ - начальный фазовый сдвиг (НФС), создаваемый фазовращателем при длительности импульса намагничивания $t=0$; K_φ - крутизна линеаризованной ФВХ.

Изменение фазы переизлученной электромагнитной волны, например, в пределах $\Delta\varphi = (0-360)^\circ$, дискретно или непрерывно осуществляется в волноводном ФВВ путем изменения параметров ферритового стержня (ФС) при его продольном намагничивании. Продольное поле намагничивания создается в ФС обмоткой намагничивания, запитываемой от системы управления лучом ФАР. Наличие магнитопровода обеспечивает сохранение намагниченности ФС и при выключении тока в обмотке за счет наличия гистерезиса ферритового материала ФС и магнитопровода, то есть управление фазовым сдвигом ВФВ осуществляется в режиме магнитной памяти.

3. Экспериментальные исследования элементов ФАР

Экспериментальное исследование партии серийно изготовленных интегрированных отражательных элементов ФАР, работающих на кругополяризованных волнах, выполнено на измерительных стендах на базе автоматического измерителя типа Agilent в полосе частот прямоугольного волновода сечением $7,2 \times 3,4$ мм². Управление ферритовым фарадеевским фазовращателем осуществляется аналогом ячейки системы поэлементного управления лучом ФАР. При этом на обмотку управления ФФВ вначале подается импульс тока размагничивания ФС длительностью t_p , переводящий его в состояние остаточной намагниченности, соответствующее фазовому сдвигу $\Delta\varphi=0$. Затем в обмотку намагничивания подается импульс тока намагничивания с длительностью t_n , соответствующий требуемому вносимому фазовому сдвигу $\Delta\varphi_n$. При изменении длительности импульса t_n в интервале значений от 0 до $t_n=t_{\max}$ фазовый сдвиг в отражательном режиме изменяется от 0° до $\Delta\varphi_{\max}=360^\circ$.

На рис. 1 приведены статистические данные по параметрам серийно выпущенных элементов ФАР общим числом более $3 \cdot 10^4$ изделий. На рис. 1а приведено статистическое распределение элементов ФАР по НФС. Для сравнения сплошной линией показано нормальное распределение с аналогичными параметрами. Из рис. 1а следует, что параметр распределен по нормальному закону со средним значением $\Delta\varphi_n=200^\circ$ и стандартным отклонением $17,76^\circ$. На рис. 1б приведено статистическое распределение элементов ФАР по крутизне ФВХ. Как и для НФС, распределение имеет нормальный характер со средним значением $K_{\varphi\text{ср}}=14,84$ град/мкс и стандартным отклонением $0,37$ град/мкс. Отсюда можно сделать вывод, что влияние различных факторов на крутизну ФВХ элементов ФАР носит случайный характер.

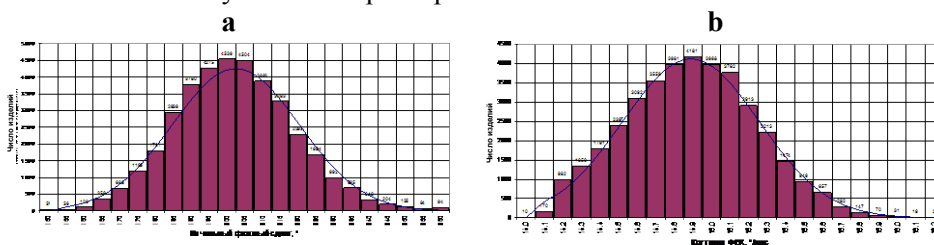


Рис. 1. Статистические данные по параметрам серийно выпущенных элементов ФАР: распределение элементов ФАР по НФС (а), распределение элементов ФАР по крутизне ФВХ (б)

4. Заключение

Разработан конструктивно простой высокотехнологичный малогабаритный интегрированный элемент отражательной ФАР с электрическим сканированием луча с отклонением от нормали к раскрыву до $\pm 60^\circ$ по двум координатам. Изготовлена партия элементов ФАР общим числом более $3 \cdot 10^4$ изделий, осуществлен 100% контроль их основных характеристик. Выполнена статистическая обработка результатов измерений, результаты которой свидетельствуют о высоком выходе годных изделий по потерям порядка 80%, а, следовательно, разработанный элемент ФАР может быть использован для разных размеров раскрыва антенны и секторов электрического сканирования луча.

Список литературы

1. Шевцов О.Ю., Артюшев А.В., Крехтунов В.М., Голубцов М.Е., Русов Ю.С. Особенности построения фазированных антенных решеток миллиметрового диапазона волн для РЛС зенитно-ракетного комплекса малой дальности // Известия РАРАН. 2010. № 3. С. 61–69.
2. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток / Под ред. Д.И. Воскресенского. М.: Радиотехника. 2012.
3. Патент № 2184410 РФ. Приемопередающий элемент фазированной антенной решетки Афанасьев Ю.Н., Жигарев В.В., Захарьев Л.Н., Кашин В.А., Корецкий В.М., Леманский А.А., Липатов А.В., Павельев Б.А., Феоктистов В.Г. Заявл. 26.06.2001. Оpubл. 27.06.2002г. Бюл. № 18.
4. Bounkin B.V., Lemansky A.A. Experience of development and industrial production of X-band passive phased antenna arrays // Intentional Conference on Radar. Paris. 3-6 May. 1994. A. 3. Antenna design. P. 20–24.
5. Патент № 2325741 РФ. Элемент фазированной антенной решетки. Рошаль Л.Б., Фирсенков А.И., Крехтунов В.М., Шевцов О.Ю. Заявл. 06.10.2006. Оpubл. 27.05.2008. Бюл. № 15.
6. Денисенко В.В., Дубов Ю.Б., Корчемкин Ю.Б., Макота В.А., Николаев А.И., Толкачев А.А., Шитиков А.М., Шишлов А.В., Шубов А.Т. Многоэлементная ФАР Ка-диапазона волн // Антенны. 2005. № 1 (92). С. 7–14.
7. Boyd C.R. A Dual-Mode Latching Reciprocal Ferrite Phase Shifter // IEEE Trans. MTT. Dec. 1970. V. MTT-18. № 12.
8. Патент № 2470426 РФ. Элемент фазированной антенной решетки. Сковородников С.И., Гуськов А.Б., Павлов Г.Д., Фирсенков А.И. Заявл. 18.07.2011. Оpubл. 20.12.2012. Бюл. № 35.
9. Патент № 2474018 РФ. Элемент фазированной отражательной антенной решетки. Комиссарова Е.В., Крехтунов В.М. Заявл. 30.12.2010. Оpubл. 27.01.2013. Бюл. № 3.
10. Патент № 2439759 РФ. Элемент фазированной антенной решетки. Фирсенков А.И., Крехтунов В.М., Гуськов А.Б., Павлов Г.Д., Русов Ю.С. Заявл. 08.11.2010. Оpubл. 10.01.2012. Бюл. № 1.

Поляризационные характеристики многоэлементного твистрефлектора многозеркальной офсетной антенны

Э.В. Галкина

Акционерное общество “Научно-производственное предприятие “Радар-ммс”
(АО “НПП”Радар ммс”), г. Санкт-Петербург, 197375, Российская Федерация
galkina_ev@radar-mms.com

Аннотация: В работе рассматривается вариант конструкции многоэлементного твистрефлектора многозеркальной офсетной антенны с поворотом плоскости поляризации для использования в составе радиотехнических устройств радиовещания, телевидения и радиосвязи через искусственные спутники Земли. Рабочие частоты имеют существенное частотное разнесение порядка 10:1. Приводится структура многоэлементного твистрефлектора и его основные характеристики излучения в двух частотных диапазонах.

Ключевые слова: многоэлементный твистрефлектор, многозеркальная офсетная антенна, антенна с поворотом плоскости поляризации, поляризационные характеристики, системы спутниковой связи.

1. Введение

На сегодняшний день особый интерес представляют компактные многозеркальные антенны, способные обеспечивать прием и (или) передачу сигнала одновременно по нескольким достаточно разнесенным рабочим диапазонам для использования в наземных и бортовых системах.

Известна многозеркальная антенна [1] с поворотом плоскости поляризации (АППП) (Рис.1.), работающая в сантиметровом и миллиметровом диапазоне длин волн. Основными достоинствами такой конструкции является существенное разнесение рабочих частот порядка 10:1, а также, снижение потерь в антенне за счет исключения устройства разделения частотных диапазонов при сохранении характеристик излучения. При этом использование конструкции АППП обусловлено их значительными преимуществами перед классическими зеркальными антеннами [2].

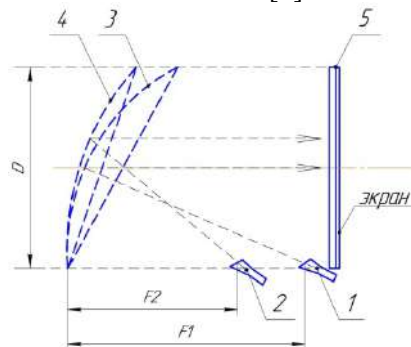


Рис.1. Структурная схема многозеркальной офсетной АППП:

1 – облучатель СВ диапазона; 2 – облучатель ММ диапазона; 3 – ММ трансрефлектор,
4 – СВ трансрефлектор; 5 – твистрефлектор.

Диапазонные свойства антенн с поворотом плоскости поляризации во многом определяются поляризационными характеристиками твистрефлектора. В связи с этим представляет интерес рассмотреть возможность создания многоэлементного двухслойного твистрефлектора сантиметрового и миллиметрового диапазона длин волн.

2. Структура многоэлементного твистрефлектора

Хорошо известны твистрефлекторы с частотно-селективными структурами, представленные в работах [3, 4], которые выбраны за основу создания многоэлементного твистрефлектора.

Многоэлементный твистрефлектор (5) (Рис.1) состоит из двух слоев диэлектрика с нанесенными на них частотно-селективными структурами для поворота и отражения волны каждого диапазона. Структура многоэлементного твистрефлектора изображена в виде ячейки на Рис.2.

Поляризационная структура миллиметрового диапазона (1) представляется собой решетку из проводников шириной d и периодом T , а структура сантиметрового диапазона является решеткой из прямоугольных петлевых отражающих элементов (2).

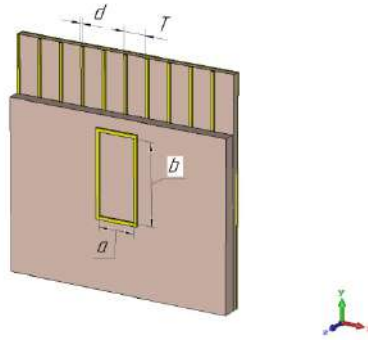


Рис.2. Многоэлементный твистрефлектор: структурная ячейка.

Принцип действия двухслойного твист-рефлектора аналогичен однодиапазонной конструкции, приведённой в работе [5].

3. Результаты расчёта и моделирования

Моделирование и расчет характеристик излучения проводились в программном пакете CST Microwave Studio. На Рис.3 представлены поляризационные характеристики многоэлементного твистрефлектора в миллиметровом (а) и сантиметровом (б) диапазонах.

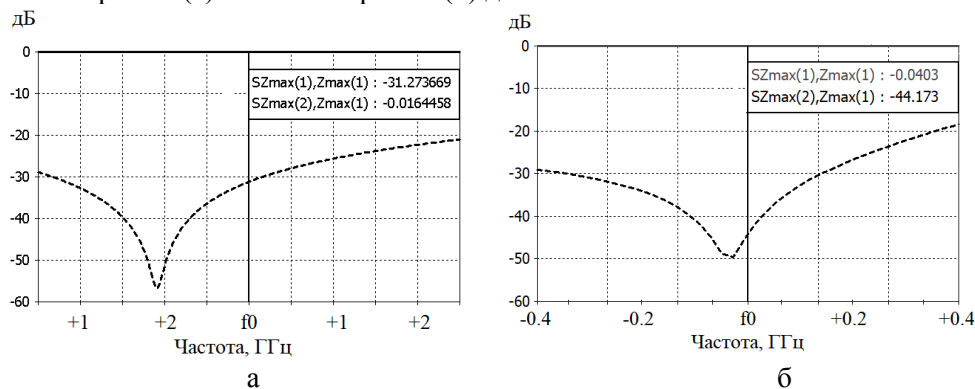


Рис.3. Характеристики излучения многоэлементного двухслойного твистрефлектора в миллиметровом (а) и сантиметровом (б) диапазонах: (—) – частотная зависимость коэффициента передачи S_{21} , (---) – частотная зависимость коэффициента отражения S_{11} .

4. Заключение

В ходе разработки многоэлементного твистрефлектора были достигнуты следующие результаты в миллиметровом и сантиметровом диапазоне соответственно:

- значение уровня коэффициента отражения S_{11} порядка -31.3 дБ и -44.2 дБ;
- значение уровня коэффициента передачи S_{21} порядка -0.016 дБ и -0.04 дБ.

Результаты исследования, могут быть использованы при проектировании антенн наземных и бортовых систем. В дальнейшем планируется проведение оптимизации поляризационных характеристик для наиболее близкого совпадения резонансных минимумов S_{11} .

Список литературы

1. Галкина Э.В., Михайлов А.Н. Конструкция многозеркальной антенны с поворотом плоскости поляризации. Вестник Ярославского высшего военного училища противовоздушной обороны : науч. журн. ; ЯВВУ ПВО. - Ярославль, 2019. - № 1. - стр. 27-35.
2. А.В. Кирпанев, А.А. Кузьмин, С.Н. Моряков Двухдиапазонная антенна с существенно разнесенными частотами// Вопросы радиоэлектроники. – 2016. - №1 - Сер.ОТ - стр.5-8.
3. Пат.2201022 Российская Федерация, МПК H01Q15/24. Твист-рефлектор/ Г.М. Черепенин, Л.И. Пономарев. Патентообладатель: ГУП Уральское проектно-конструкторское бюро “Деталь”; Заявл. 10.10.2002; опубл. 20.03.2003.
4. Галкина Э.В., Кирпанев А.В., Михайлов А.Н. Твист-рефлектор двухдиапазонной антенны с поворотом плоскости поляризации. Материалы конференции «26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Севастополь, 2016 г. стр. 1187-1193.
5. Кузьмин А.А., Михайлов А.Н., «Антенна с поворотом плоскости поляризации на основе плоского транс-рефлектора», Сборник докладов VI D Всероссийской конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ », СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2017.

ШИРОКОПОЛОСНАЯ ЩЕЛЕВАЯ ПОЛОСКОВАЯ АНТЕННА ДЛЯ ВЫСОКОТОЧНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ПО СИГНАЛАМ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

^{1,2} Владимир В. М., ² Шепов В. Н., ¹ Кондратьев А. С., ¹ Борисов В. А.

¹ Красноярский научный центр Сибирского отделения Российской академии наук
Академгородок 50, Красноярск, 660036, Россия

vlad@ksc.krasn.ru

² Сибирский государственный университет науки и технологий имени акад. М. Ф. Решетнева
просп. им. газеты Красноярский рабочий, 31, г. Красноярск, 660037

shepov@ksc.krasn.ru

Аннотация: Представлены результаты разработки новой широкополосной щелевой полосовой антенны негерметичной волны, предназначенной для высокоточного позиционирования по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) в следующих диапазонах частот: GLONASS L1/L2/L3, GPS L1/L2/L5, GALILEO E5a/E5b/E6/E1, COMPASS B1/B2/B3.

1. Введение

Приемные антенны для высокоточного позиционирования по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) широко представлены на мировом рынке. Вместе с тем, с вводом в работу новых частотных диапазонов ГНСС требуются более широкополосные приемные антенны. В настоящей работе кратко описана новая антенна, предназначенная для высокоточного позиционирования по сигналам ГНСС в диапазонах: ГЛОНАСС L1/L2/L3, GPS L1/L2/L5, GALILEO E5a/E5b/E6/E1, COMPASS B1/B2/B3, предложенная в [1].

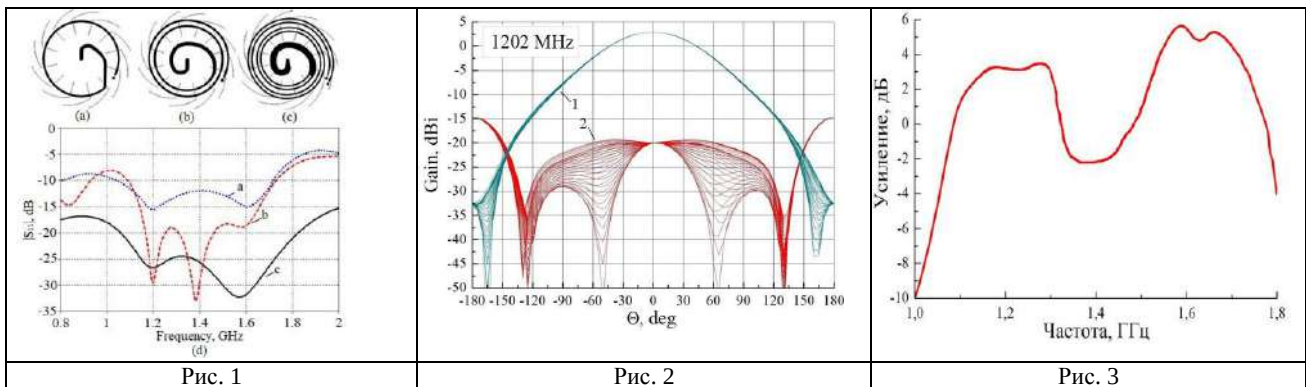
2. Конструкция антенны и ее характеристики

Антенна разработана на основе щелевой полосковой антенны вытекающей волны с правой круговой поляризацией. Излучатель антенны выполнен из диэлектрической подложки с двусторонней металлизацией. Толщина диэлектрической подложки равна 1,524 мм, диаметр 160 мм, диэлектрическая проницаемость (ϵ) = 3,5. В металле верхней стороны диэлектрической подложки выполнены щелевые резонаторы, предназначенные для приема сигналов ГНСС. Они выполнены в виде отрезков спиралей, начинающихся в центральной области антенны и заканчивающихся на ее краю. Для приема СВЧ сигнала с круговой поляризацией резонаторы закручены по спирали вокруг геометрического центра антенны [2]. Электрические длины резонаторов настроены на рабочие диапазоны частот ГНСС. Для улучшения коэффициента эллиптичности, повышения стабильности фазового центра и увеличения подавления кросс-поляризации в излучатель антенны введены дополнительные щели с меньшей электрической длиной [3-6].

В металле нижней стороны диэлектрической подложки выполнена микрополосковая линия (МПЛ). МПЛ индуктивно связана со щелевыми резонаторами на верхней стороне подложки. Для установления режима бегущей волны МПЛ нагружена на активное сопротивление, равное ее волновому сопротивлению. СВЧ сигнал принимается щелевыми резонаторами, далее передается в МПЛ, с выхода МПЛ на МШУ.

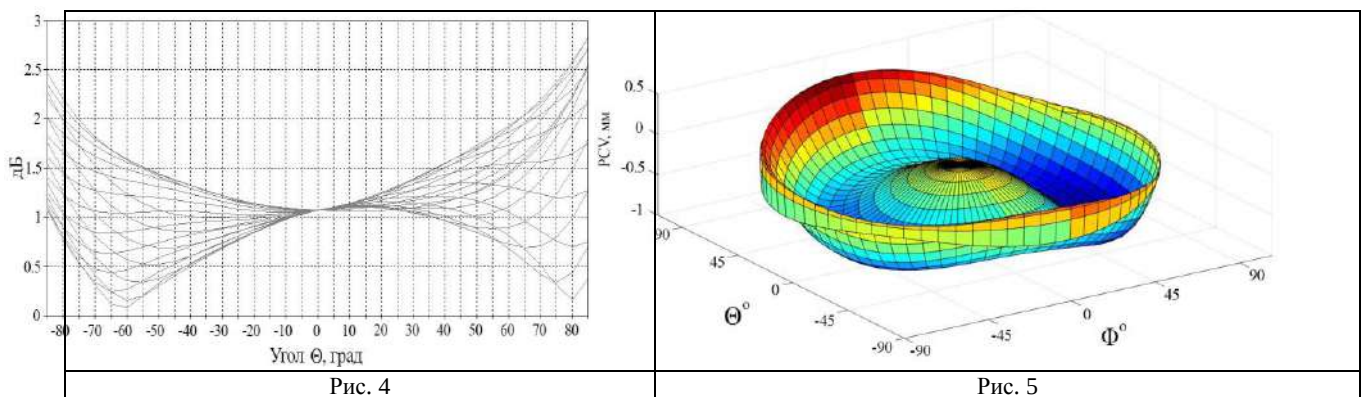
Отличительной особенностью разработанной антенны является то, что для расширения диапазона рабочих частот антенны МПЛ выполнена в виде двойного многомодового микрополоскового резонатора (МПР) бегущей волны [1]. На рис. 1 (с) показана МПЛ разработанной антенны, (а) и (б) – варианты известных МПЛ, применяемых в щелевых антеннах вытекающей волны, предназначенных для высокоточного позиционирования по сигналам ГНСС, (д) – рассчитанный коэффициент S_{11} данных МПЛ. Из рис. 1 видно, что применение двойного многомодового МПР позволяет расширить диапазон рабочих частот и обеспечить лучшее согласование входного сопротивления антенны. На рис. 2 показана рассчитанная диаграмма направленности (ДН) разработанной антенны на частоте 1202 МГц, где (1) – ДН для правой круговой, (2) – ДН для левой круговой поляризации. Видно, что ДН антенны для правой круговой поляризации широкоугольная, с резким спадом. Падение коэффициента усиления антенны от зенита к горизонту составляет около 12 дБ, подавление левой круговой поляризации составляет около минус 20 дБ в зените и минус 22 дБ при углах возвышения 5°. На других рабочих частотах антенны ДН подобны.

На рис. 3 показана частотная зависимость коэффициента усиления (K_u) разработанной антенны в зените ДН. Видно, что применение двойного многомодового МПР позволяет обеспечить K_u антенны в диапазоне частот 1164-1300 (МГц) порядка 3 дБ, в диапазоне 1559-1610 (МГц) порядка 5 дБ.



На рис.4 показаны типичные зависимости коэффициента эллиптичности антенны от угла возвышения Θ на частоте 1246 МГц при изменении ϕ от 0 до 360°. На рис. 5 приведено графическое представление рассчитанного PCV антенны на частоте 1202 МГц. Видно, что PCV составило не более 1,5 мм в диапазоне углов $\Theta = \pm 85^\circ$ и $\phi = \pm 180^\circ$, где $\Theta = 0$ – зенит ДН антенны.

В докладе приведены результаты измеренных технических характеристик разработанной антенны, а также сравнение точности позиционирования в горизонтальной и вертикальной плоскостях и по углам азимута, крена и тангажа разработанной антенны с несколькими типами известных антенн: Leica, NovAtel, Javad, Trimble.



3. Заключение

Разработанная антенна принимает навигационные сигналы в диапазонах 1164-1300 (МГц) и 1559-1610 (МГц) с помощью одного плоского излучателя. Для подавления заднего лепестка ДН и многолучевой интерференции в данной антенне применен простейший плоский проводящий экран. Данные преимущества разработанной антенны позволяют изготавливать ее в низкопрофильном варианте и применять в летательных аппаратах.

Список литературы

1. Shepov V. N., Markov V. V. «Broadband slit stripline GNSS antenna», Patent RU No. 2619846 (2017).
2. Kunysz W. Aperture coupled slot array antenna // Pat. US 0067315A1. 2002.
3. Vladimirov V. M., Shepov V. N., Krylov Y. V., and Markov V. V. «A slot stripline leaky wave antenna with circular polarization», Patent RU No. 2504055 (2012).
4. Vladimirov V. M., Kondratyev A. S., Krylov Y. V., et al. //Russian Physics Journal, 2013, Vol. 55, No. 8, pp. 951–955.
5. Vladimirov V. M., Fateyev Yu.L., Shepov V. N. //Proc. of 23rd International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo»2013) Sevastopol, 2013, P. 594 – 595.
6. Shepov V. N., Vladimirov V. M., Markov V. V. //Journal of Communications Technology and Electronics, 2017, Vol. 62, No. 7, pp. 770-779.

Особенности проектирования трансформируемых рефлекторов зеркальных космических антенн

¹ Резник С. В., ¹ Просунцов П. В., ¹ Денисов О. В., ¹ Денисова Л. В.,
² Заваруев В. А., ¹ Михайловский К. В.

¹ Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана
 2-я Бауманская ул., 5/стр. 1, Москва, 105005, Россия

bogat@iftip.bas-net.by

² ООО «Фирма «Триинвест»

Садовническая ул. 35/стр. 1, помещение 1/70, Москва, 115035, Россия

Аннотация: Представлены результаты расчетно-экспериментальных исследований, направленных на создание крупногабаритных зеркальных космических антенн. Рассмотрены результаты выбора конструктивно-компоновочных схем. Отмечено, что основная причина искажения формы рефлектора антенны вызвана неравномерным нагревом солнечными лучами и потоками излучения, уходящими от Земли. Представлены результаты численного моделирования тепловых режимов крупногабаритных зеркальных космических антенн с рефлекторами из металлического сетеполотна, соответствующие условиям работы на геостационарной орбите.

1. Введение

К перспективным направлениям развития систем космической связи, дистанционного зондирования Земли и исследования Вселенной относится создание крупногабаритных зеркальных космических антенн. Для систем космической связи рядом зарубежных фирм разработаны рефлекторы ободной (Astro Mesh) и зонтичной (Harris) схем. Крупногабаритный рефлектор радиолокационного назначения ферменной схемы создан в АО «ОКБ МЭИ», входящем в АО «Российские космические системы». Варианты этого рефлектора опробованы на российских и китайских космических аппаратах. Совместными усилиями АО «НПО им. С.А. Лавочкина» и Астрокосмического центра ФИАН им. П.Н. Лебедева РАН реализован оригинальный проект космического радиотелескопа «Радиоастрон», с лепестковой конструктивно-силовой схемой. Этот радиотелескоп уже проработал на околоземной орбите с 2010 г. более 8,5 лет. В АО «ИСС им. М.Ф. Решетнева» в кооперации с рядом предприятий и Астрокосмическим центром ФИАН им. П.Н. Лебедева РАН ведутся работы по созданию радиотелескопа «Миллиметр» с уникальной системой термостатирования силовой композитной конструкции. Создание этих и других аналогичных космических конструкций стало возможным благодаря появлению полимерных композиционных материалов (ПКМ) с высокой удельной прочностью и жесткостью, тросов из полимерных волокон, металлических трикотажных сетеполотен из позолоченных вольфрамовых или молибденовых волокон малого диаметра (15-50 мкм).

Традиционная для зеркальных космических антенн проблема заключается в необходимости обеспечения стабильности формы и размеров рефлектора при периодически меняющихся тепловых режимах, вызывающих возникновение температурных деформаций. В этих условиях требуется располагать средствами теплового и теплопрочностного анализа для реализации рациональных конструктивно-технологических решений [1-6].

В докладе раскрываются подходы к проектированию трансформируемых рефлекторов крупногабаритных зеркальных космических антенн нового поколения.

2. Объекты исследований

Объектами исследований являлись трансформируемые рефлекторы крупногабаритных зеркальных космических антенн, предназначенных для использования в системах космической связи. Отличительные особенности этих рефлекторов – применение ПКМ, а именно углепластиков для создания силовых элементов конструкций, имеющих форму полых стержней и отражающих поверхностей из трикотажного металлического сетеполотна.

Цель исследований заключалась в определении рациональных конструктивно-компоновочных решений, обеспечивающих достижение погонной плотности рефлектора не более 0,5 кг/м² при допу-

стимых отклонения формы в пределах не превышающих $\Lambda/16$ (Λ – длина волны радиоизлучения) при диаметре апертуры до 100 м.

3. Расчетно-экспериментальные методы в проектных исследованиях

Авторами рассмотрены варианты проектного облика трансформируемого рефлектора зеркальной космической антенны. Разработана методика численного моделирования, предусматривающая параметрический тепловой и теплопрочностной анализ геометрических моделей, соответствующих проектному облику, для условий работы на геостационарной орбите. Высокая трудоемкость расчетно-теоретических исследований обусловлена необходимостью учета взаимодействия моделей теплопроводности и излучения в объектах сложной пространственной формы.

Большие трудности вызваны отсутствием в литературе справочных данных по оптическим и теплофизическим характеристикам ПКМ и металлических сетеполотен. Такое положение в значительной мере вызвано самой особенностью композитных конструкций. В них характеристики ПКМ зависят не только от состава материала и его внутренней структуры, но от формы изделия/конструкции и технологии их производства. Приведены сведения о разработанных новых методиках определения теплофизических характеристик ПКМ на образцах в виде пластин, полых стержней и полимерных тросов. Теоретическую основу этих подходов составляют методы решения обратных задач радиационно-кондуктивного теплообмена.

4. Заключение

Дана развернутая характеристика современного состояния и перспектив создания трансформируемых рефлекторов крупногабаритных зеркальных космических антенн.

Приведены методы и результаты проектных исследований, направленных на создание легких конструкций рефлекторов крупногабаритных зеркальных космических антенн с высокой стабильностью формы и размеров.

Список литературы

1. Усюкин В.И., Архипов Ю.М. Моделирование статики и динамики крупногабаритных рефлекторов космических антенн: учебное пособие. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана. 2015. 56 с.
2. Smirnov A.V., Baryshev A.M., Pilipenko S.V., et al. Space mission Millimetron for terahertz astronomy // *Proceeding of SPIE* (21 September 2012), Vol. 8442. 9 p. doi: 10.1117/12.927184.
3. Зимин В.Н. Разработка методов анализа динамики и оценки работоспособности раскрывающихся крупногабаритных космических конструкций ферменного типа. Дис. ... д-ра техн. наук: 01.02.06– Динамика, прочность машин, приборов и аппаратуры и 05.07.02 – Проектирование, конструкция и производство летательных аппаратов. М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана. 2008. 309 с.
4. Архипов М.Ю., Телепнев П.П. Комплекс работ по численному моделированию динамики конструкции космического радиотелескопа проекта «Радиоастрон» // *Космические исследования*. 2014. Т. 52, № 5. С. 418–422.
5. Imbriale W. *Spaceborne antennas for planetary exploration*. N.Y.: John Wiley and Sons, 2006. 592 p.
6. Reznik S.V., Prosuntsov P.V., Mikhailovsky K.V., Shafikova I.R. Material science problems of building space antennas with a transformable reflector 100 m in diameter // *IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering*. 2016. 153 012001. Doi:10.1088/1757-899X/153/1/012001.

Широкополосный излучатель для антенной решётки Ки-диапазона

Снастин М.В., Добычина Е.М.

Московский авиационный институт

Волоколамское шоссе, 4, Москва, 125993, Российская Федерация

mexanizmys@ya.ru, dem5577@yandex.ru

Аннотация: Представлены результаты электродинамического моделирования двухполяризационного широкополосного антенного излучателя Ки-диапазона длин волн. Получены характеристики одиночного антенного излучателя.

1. Введение

С развитием современных бортовых радиолокационных комплексов и систем, в том числе мобильных, расширением круга выполняемых ими задач, ужесточаются предъявляемые требования к готовому изделию. Двухполяризационный антенный излучатель потенциально позволяет радиолокационному комплексу задавать вид поляризации принимаемого и передаваемого сигналов.

В данной работе приведены результаты электродинамического моделирования одиночного широкополосного антенного излучателя для дальнейшего применения в антенной решётке Ки-диапазона.

2. Антенный излучатель

Основным требованием к излучателю и антенному полотну в целом ставилась дешевизна и технологичность производства, а также простота монтажа. Среди рассматриваемых кандидатов выбрана щелевая антенна печатного исполнения. В качестве материала подложки использован Rogers RO4350B, для которого диэлектрическая проницаемость $\epsilon_r = 3.48 \pm 0.05$, тангенс угла диэлектрических потерь $tg\delta = 0.0037$ на частоте 10.0 ГГц при нормальных условиях. Широкополосное возбуждение щели в едётся отрезком симметричной полосковой линии во внутреннем слое многослойной печатной платы (МПП). Для подавления обратного направления излучения, излучатель сопряжён с рефлектором. Общий вид излучателя приведён на рисунке 1, а стек МПП – на рисунке 2.

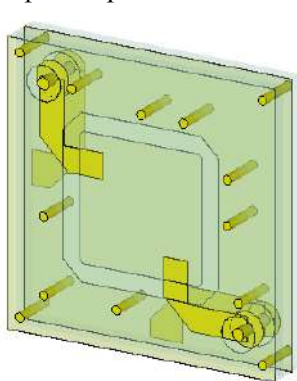


Рис. 1. Вид полоскового щелевого-излучателя – изометрия и поперечное сечение



Фольга 1	18 мкм	– излучающий слой
Ядро	RO4350B 0.508 мм	
Фольга 2	18 мкм	– слой возбуждения
Препрег	RO4450 0.204	
Препрег	RO4450 0.306	
Фольга 3	18 мкм	– экран
Ядро	RO4350B 0.508 мм	
Фольга 4	18 мкм	– разводка линий питания

Рис. 2. Стек МПП

3. Результаты моделирования

В результате электродинамического моделирования и оптимизации геометрии излучателя, были получены следующие результаты. Порты излучателя имеют развязку не хуже 11 дБ, КСВн не хуже 1.75, в среднем по полосе – 1.45. Коэффициент усиления в полосе частот составляет от 5.4 до 6.0 дБи. Данная разработка сохраняет свои характеристики в широком диапазоне частот.

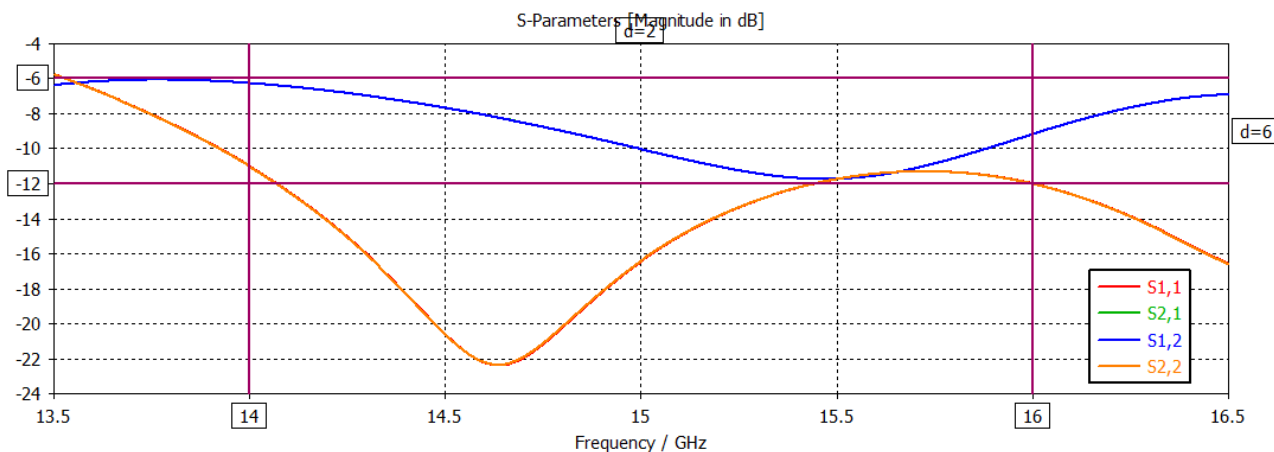
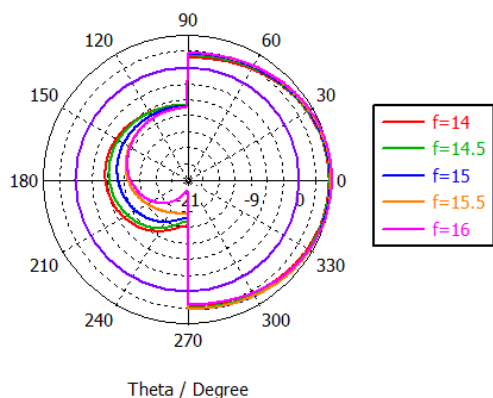


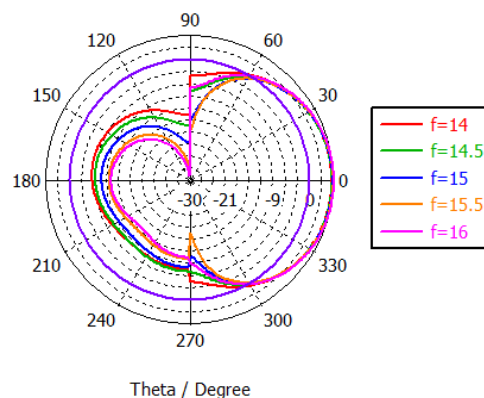
Рис. 3. Результаты моделирования –S-параметры излучателя

Tables\1D Results\ABS Directivity at each frq, (const Phi=90)



а)

Tables\1D Results\ABS Directivity at each frq, (const Phi=0)



б)

Рис. 4. Результаты моделирования – сечения ненормированной ДН излучателя при $\varphi = 90^\circ$ (а) и $\varphi = 0^\circ$ (б)

В докладе также представлена малоэлементная антенная решетка (2x2) на базе разработанного излучателя для оценки взаимного влияния и дальнейшей экспериментальной отработки.

4. Заключение

Проведено электродинамическое моделирование выбранного антенного излучателя, обеспечивающего заданные электрические характеристики. Получены данные для дальнейших этапов работы – создания антенной решётки, оценки характеристик на малом макете.

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках выполнения в научно-производственном центре радиоинформационной метрологии (НПЦ РИМ) МАИ государственного заказа «Обеспечение проведения научных исследований» по теме № П7342-04000.

Список литературы

1. Воскресенский Д.И., Гостюхин В.Л., Максимов В.М., Пономарев Л.И. Устройства СВЧ и антенны. М: «Радиотехника», 2016. 560 с.
2. Johansen M. Ku-band patch antenna design. Norway: UiT The Arctic University of Norway, 2016. 101p.
3. Y. Gou, S. Yang, Q. Zhu and Z. Nie, "A Compact Dual-Polarized Double E-Shaped Patch Antenna With High Isolation," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 8, pp. 4349-4353, Aug. 2013. doi: 10.1109/TAP.2013.2262664
4. F. E. Tubbal, R. Raad and K. Chin, "A Survey and Study of Planar Antennas for Pico-Satellites," in *IEEE Access*, vol. 3, pp. 2590-2612, 2015. doi: 10.1109/ACCESS.2015.2506577
5. Q. Luo *et al.*, "Design and Analysis of a Reflectarray Using Slot Antenna Elements for Ka-band SatCom," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 4, pp. 1365-1374, April 2015. doi: 10.1109/TAP.2015.2401393

Сверхширокополосный облучатель зеркальных антенн

¹ Коноваленко М. О., ¹ Сваровский О. Ю., ¹ Христенко А. В.

¹ АО "НПФ "Микран"

пр-т. Кирова, 51д, Томск, 634041, Россия

konovalenko@micran.ru

¹ АО "НПФ "Микран"

пр-т. Кирова, 51д, Томск, 634041, Россия

oleg@micran.ru

Аннотация: Представлено описание активного сверхширокополосного облучателя переключаемой круговой поляризации для приёмных зеркальных антенн Сибирского солнечного радиотелескопа ИСЗФ СО РАН. Развязка по поляризации между ортогональными кругами (XPD) не хуже $-17 \div -18$ дБ в полосе рабочих частот 3-6 ГГц, 6-12 ГГц, 12-24 ГГц в зависимости от исполнения. Направленные и поляризационные характеристики, измеренные в безэховой камере в дальней зоне, совпадают с численными расчётами, при этом проведён промежуточный контроль амплитудно-фазовых соотношений на лабораторном стенде для отладки 4-хпортовой СВЧ платы питания / формирования и переключения круговой поляризации.

1. Введение

Фундаментальные и прикладные астрофизические исследования выполняются множеством ведущих институтов по всему миру, в том числе – России. С каждым десятилетием появляются новые более современные приёмные радиосистемы, образующие радиоинтерферометры, состоящие из десятков и сотен антенн, с разрешением от единиц угловых минут до десятых долей секунд.

Для возможности использования новых методов исследования Солнца и околоземного космического пространства требуется высокий уровень развязки по поляризации (XPD), что необходимо в корреляционных алгоритмах обработки принимаемых сигналов. Кроме того работа в сверхширокой полосе частот делает измерения более комплексными, позволяя лучше понять процессы, протекающие в Солнечной системе и предсказать дальнейшие изменения.

Ввиду колоссальных электрических размеров и достижения минимального коэффициента шума радиотелескопы строятся на базе зеркальных антенн. Как известно частотная избирательность зеркальных антенных систем в основном определяется свойствами облучающей части, поэтому задача построения сверхширокополосной зеркальной антенны сводится к задаче разработки сверхширокополосного облучателя.

В данной работе приведено описание активного сверхширокополосного облучателя круговой переключаемой поляризации [1], разработанного в составе зеркал для радиоинтерферометра, формируемого вложенными друг в друга тремя Т-образными решётками последовательных октавных диапазонов частот. Все решётки совместно с новыми цифровыми приёмниками и остальным СВЧ-оптическим оборудованием образуют солнечный телескоп, который будет расположен на территории Радиоастрофизической обсерватории "Бадары", принадлежащей ИСЗФ СО РАН [2].

2. Описание конструкции

Основные требования, предъявляемые к облучателю в трёх исполнениях:

1. Полоса рабочих частот 3-6 ГГц, 6-12 ГГц, 12-24 ГГц;
2. Две круговые поляризации и один общий вход;
3. XPD не хуже $-17 \div -18$ дБ;
4. Изменение положения фазового центра не более четверти длины волны верхней частоты;
5. Диаграмма направленности, задающая уровень боковых лепестков зеркала не хуже -20 дБ.

Пассивная часть облучателя выполнена на печатной плате (рис. 1), топология которой содержит несимметричные диполи в форме лепестка, расположенные над поверхностью круглого рефлектора на расстоянии порядка четверти длины волны нижней границы частотного диапазона. Четыре таких диполя образуют квадруполь, каждое плечо которого снабжено реактивным шлейфом на противоположной стороне подложки, замкнутым на общую землю специальной формы. Связь с шлейфом обеспечивается через металлизированное отверстие, а также ёмкостью через подложку. Печат-

ная плата припаяна к металлической втулке, соединённой с полый трубой. Внутри трубы проходят две пары коаксиального кабеля, соединяющего плечи квадруполь и четыре входа платы формирования поляризации, расположенной на дополнительном рефлекторе, играющем роль несущей конструкции и диаграммозадающего элемента.

С целью формирования круговой поляризации плечи 1-2-3-4 квадруполь возбуждаются с фазами 0° - 90° - 180° - 270° знаком плюс или минус. Вся сборка при правильном монтаже на специализированном стенде обеспечивает отклонение амплитуд во всей октавной полосе частот не более $\pm 0,8$ дБ, фаз – не более $\pm 7^\circ$ от заданного значения, что крайне важно для сохранения уровня XPD.

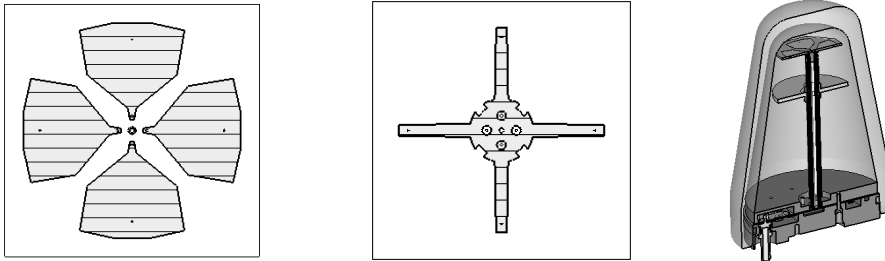


Рис. 1. Вид печатной платы облучателя и его конструкции в целом

3. Результаты измерений уровня XPD

Измерение уровня XPD [3] как разности диаграммы направленности на кросс-поляризации и ко-поляризации проведено в безэховой камере на расстоянии порядка 4,5 м с использованием вспомогательного конического рупора круговой поляризации, настроенного на измеряемую частотную точку. Всего с шагом 1 ГГц исследован весь рабочий диапазон, на (рис. 2) представлены направленные характеристики активного облучателя на крайних частотах диапазона 3-6 ГГц.

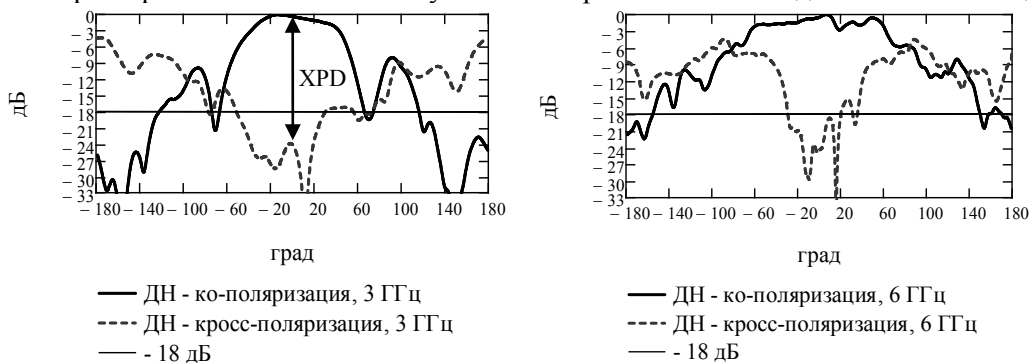


Рис. 2. Диаграммы направленности для ко-поляризации и кросс-поляризации на крайних частотах 3 ГГц и 6 ГГц

4. Заключение

Представлено описание сверхширокополосного облучателя переключаемой круговой поляризации с полосой пропускания не менее октавы. Облучатель разработан как часть системы длиннофокусных зеркальных антенн гелиофизического комплекса Сибирского солнечного радиотелескопа ИСЗФ СО РАН. Удалось достичь заданных электрических характеристик, в частности уровень XPD не хуже $-17 \div -18$ дБ, являющийся одним из основным параметров.

Перекрыты частоты 3-6 ГГц, 6-12 ГГц, 12-24 ГГц тремя исполнениями облучателя. В конструкции облучателей первых двух диапазонов используются только печатные узлы на неорганических подложках как для пассивной части, так и для активного радиотракта со всеми фазосдвигающими мостами и микросхемой малошумящего усилителя. Облучатель 12-24 ГГц ввиду слишком короткой длины волны не позволяет использовать в своём составе фазосдвигающих узлов даже на керамической подложке, поэтому схема формирования поляризации реализована путём сборки ГИС.

Все облучатели пригодны для мелкосерийного выпуска и будут запущены на собственной производственной площадке АО НПФ "Микран". На сегодняшний день облучатели проходят полевые испытания в составе зеркальных антенн, где на открытом полигоне контролируется ряд параметров.

Список литературы

1. Пат. 163383 Российская Федерация, МПК H01Q 21/100. Сверхширокополосный облучатель с высоким коэффициентом эллиптичности / Буянов Ю. И., Коноваленко М.О., Сваровский О. Ю.; заявитель и патентообладатель АО "НПФ "Микран". – опубл. 20.07.2016, Бюл. № 20. [Электронный ресурс]. URL: http://ru.iszf.irk.ru/Радиоастрофизическая_обсерватория/ (дата обращения: 06.05.2019).
2. Фрадин А.З., Рыжков Е.В. Измерение параметров антенно-фидерных устройств. М.: Гос. издательство литературы по вопросам связи и радио, 1962. – 317 с.

Управление магнитоэлектрической антенной электрическим полем

¹ Никитин А.О., ² Петров Р.В., ² Хаванова М.А.

¹ ОАО «ОКБ-Планета»

ул. Большая Московская, 13а, помещение 1н, Великий Новгород, 173004,
NikitinAO@okbplaneta.ru.

² Институт электронных и информационных систем

Новгородского государственного университета имени Ярослава Мудрого
ул. Большая Санкт-Петербургская, 41, Великий Новгород, 173003,
Roman.Petrov@novsu.ru

Аннотация: Представлены результаты исследования волновых процессов, происходящих в магнитоэлектрической антенне. Получены теоретические зависимости параметров антенны от приложенного электрического поля.

1. Введение

Практическая польза или практический интерес является лейтмотивом любого научного исследования. И исследования в области композитных материалов лучше всего это подтверждают. Их чрезвычайно широкий спектр применения – от космических аппаратов до бытовых приборов, есть прямое свидетельство вышесказанного. Важное место среди известных композиционных материалов занимают магнитоэлектрические материалы, уникальные свойства которых обусловлены большим количеством эффектов, и один из которых – магнитоэлектрический (МЭ) [1].

Поставленная на исследование задача управления свойствами МЭ антенной электрическим полем сводится к ряду важных моментов: 1) проведенный ряд экспериментов [2] показал наличие зависимости волновых свойств антенной решетки от приложенного к МЭ-элементу электрического поля; 2) проведенные эксперименты показали, что интенсивность зависимости волновых характеристик антенны от приложенного электрического поля связана с конструктивными параметрами МЭ-структуры и антенны; 3) в используемом композите помимо МЭ-эффекта имеют место разнообразные эффекты, в том числе зависимость диэлектрической проницаемости от электрического поля.

Эти вышеуказанные аспекты актуализируют работу по исследованию процессов, протекающих в МЭ антенне при воздействии электрического поля, выявлению зависимостей ее волновых характеристик от конструктивных особенностей и выбранных режимов. Представленные в работе результаты, определяющие эти зависимости, могут послужить основой для последующих исследовательских работ по проектированию МЭ антенн и антенных решеток с электронным управлением.

2. Объект исследования и способ решения

В качестве объекта исследования выступает простая микрополосковая антенна (МПА) (Рис.1). Подложка МПА представляет из себя композиционную структуру, состоящую из слоев: иттрий-железистого граната (ИЖГ) нанесенного на слой гадолиний-галлиевого граната (ГГГ), поверх которого нанесен пьезокерамический слой цирконата-титаната свинца (ЦТС).

МЭ-эффект в композиционных материалах представляет собой так называемый «вторичный» эффект в цепочке «магнитоэлектричество – упругая деформация – пьезоэлектрический эффект» и проявляется в индуцировании электрической поляризации под действием магнитного поля, или наоборот, индуцировании намагниченности под действием электрического поля. В последнем случае мы имеем дело с обратным МЭ-эффектом, который в СВЧ диапазоне как раз, в области ферромагнитного резонанса (ФМР) и определяет практический интерес. Другими словами, на обратном МЭ-эффекте существует возможность проектирования СВЧ устройств с электронным управлением [3]. Тип устройств, в которых в качестве активного элемента выступает магнитоэлектрический композиционный материал принято считать магнитоэлектрическими.

Для решения основной задачи исследования был использован расчётный метод, суть которого заключается в следующем:

- на первом этапе рассматривается МПА и одним из известных методов выводится зависимость волновой характеристики антенны от структуры поля в подложке;
- далее, рассматривается структура поля в МЭ-композите через решение волновой задачи в каждом слое отдельно, а затем решается система уравнений с учетом соответствующих граничных условий.

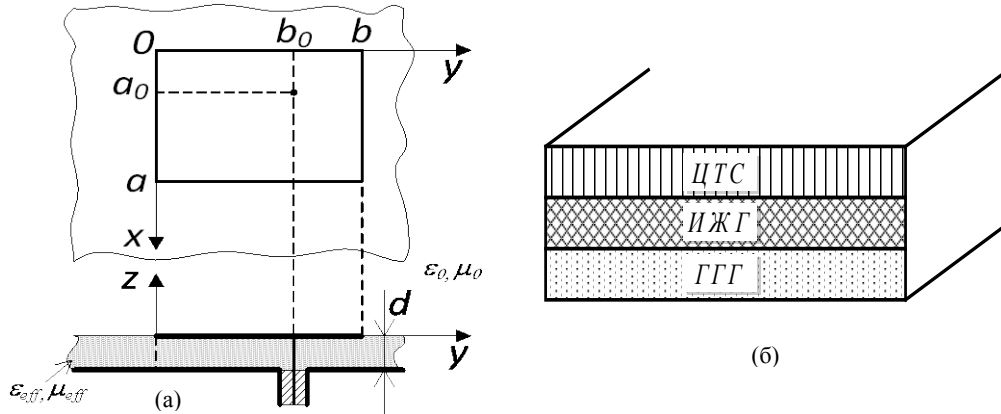


Рис.1. Структура исследуемой магнитоэлектрической антенны: (а) – структура МПА; (б) – МЭ-композит

При рассмотрении структуры поля в МЭ-композите было выявлено следующее:

- 1) электромагнитное (ЭМ) поле для слоев ЦТС и ГГГ может быть описано простым дисперсионным уравнением;
- 2) свойства ферритового слоя ИЖГ на СВЧ определяются областью ФМР, который проявляется в резонансном поглощении энергии ЭМ поля при частотах, совпадающих с частотами прецессии магнитных моментов. Т.е. происходит преобразование электромагнитной (ЭМ) волны в другой тип колебания, в магнитостатический тип волн. Как известно [4] дисперсионная характеристика магнитостатических волн зависит от постоянного магнитного поля, которое через обратный МЭ-эффект зависит от электрического поля. Однако, из-за малой объемной доли слоя ИЖГ, который, как правило, составляет единицы процентов, влияние МЭ-эффекта на волновую картину композита в целом несущественно. Следовательно, важным является исследование условий взаимного влияния этих типов волн;
- 3) также имеет место в нашей структуре эффект зависимости диэлектрической проницаемости от величины приложенного постоянного электрического поля. Теоретическая зависимость имеет феноменологический характер и может быть описана через модель мультиполяризационного механизма [5].

В конечном итоге, была получена дисперсионная характеристика композита, которая уточнила картину поля в подложке МЭ антенны. На ее основании были получены зависимости волновых характеристик антенны от приложенного электрического поля.

3. Заключение

Получены теоретические зависимости характеристик МЭ антенны от приложенного электрического поля. Исследованы и описаны волновые процессы, протекающие в исследуемой антенной структуре.

Список литературы

1. Бичурин М.И., Петров В.М., Филиппов Д.А., Сринивасан Г. Магнитоэлектрический эффект в композиционных материалах / НовГУ им. Ярослава Мудрого. Великий Новгород, 2005. - 226 с
2. Петров Р.В., Сринивасан Г. Проектирование магнитоэлектрической фазированной антенной решётки // Вестн. Новг. гос. ун-та. Сер.: Техн. науки. 2009. № 50, - С. 61-65.
3. Bichurin M.I., Petrov V.M., Petrov R.V., Tatarenko A.S. Magnetolectric microwave devices // Ferroelectrics, 2011, 280(1):211-218 pp.
4. Гуревич А.Г., Мелков Г.А. Магнитные колебания и волны. М.: Физматлит, 1994. 464 с
5. Ang Ch., Yu Zh. DC electric-field dependence of the dielectric constant in polar dielectrics: Multipolarization mechanism model // Physical review B 69, 174109, 2004, 1-8 pp.

Структура поля излучения ансамбля сверхширокополосных хаотических источников

^{1,2} Андреев Ю. В.

¹ Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет)
Институтский пер., 9, Долгопрудный, Московская обл., 141700, Россия
Andreev.iuv@mipt.ru

² Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
ул. Моховая, 11, корп. 7, Москва, 125009, Россия
Andreev.iuv@mipt.ru

Аннотация: Представлены результаты аналитического и численного исследования структуры поля излучения (поле мощности и диаграмма направленности) ансамбля независимых сверхширокополосных хаотических источников в коллективном режиме излучения. Показано, что волны, излучаемые отдельными излучателями, являются некогерентными, поэтому создаваемые ими поля складываются по мощности, а дополнительного увеличения направленности излучения не происходит.

1. Введение

Использование коллективного режима излучения ансамблем излучателей для увеличения мощности передачи и, соответственно, увеличения дальности широко применяется в различных задачах радиолокации и радиосвязи [1]. Во многих из них используется эффект формирования направленной диаграммы излучения ансамбля. Этот эффект возникает даже в том случае, когда антенны излучателей являются ненаправленными, и объясняется когерентным сложением волн излучателей в точке приема [1–7].

В данной работе приведены результаты аналитического и численного исследования структуры поля излучения ансамбля независимых сверхширокополосных (СШП) хаотических источников. Особенностью такого ансамбля является то, что поля, создаваемые в точке приема, такими излучателями являются некогерентными, а значит, они складываются не по амплитуде, а по мощности. В результате, характеристики ансамбля хаотических излучателей существенно отличаются характеристик ансамблей (антенных решеток) излучателей как узкополосных, так и других сверхширокополосных (ультракороткие импульсы, короткие радиоимпульсы) сигналов.

2. Некогерентность хаотических радиоимпульсов

Как известно, в случае узкополосных сигналов волны, пришедшие в точку приема от разных источников, являются когерентными, как синусоиды одинаковой частоты [1, 2]. Поэтому результат их суммирования определяется соотношением фаз сигналов, который зависит от направления на ансамбль, расстояния между источниками в ансамбле и т.п. Аналогичная картина наблюдается и для таких сверхширокополосных сигналов, как ультракороткие импульсы или короткие радиоимпульсы. В точке приема сигналы разных СШП источников оказываются коррелированными. Это связано с тем, что такие импульсы имеют одинаковую, фиксированную форму. Как следствие, СШП решетки излучателей ультракоротких импульсов оказываются направленными даже при условии использования ненаправленных антенн [3–7].

Основным отличием хаотических радиоимпульсов от других типов сигналов, в контексте рассматриваемой задачи, является их некогерентность. Она обусловлена тем, что независимые генераторы хаоса в отдельных излучателях порождают некоррелированные хаотические радиоимпульсы [8], соответственно, излучаемые отдельными излучателями поля являются некогерентными как во времени, так и в пространстве.

3. Аналитические результаты исследования структуры поля излучения ансамбля

Аналитически в скалярной модели получено, что плотность мощности суммарного поля в точке наблюдения $M(\theta, \alpha, r)$ равна сумме плотностей мощности полей P_n , создаваемых в этой точке излучателями ансамбля, т.е. $P_{\text{сум}} = \sum P_n$.

Для описания направленности излучения СШП систем удобно пользоваться энергетическими характеристиками. В данной работе, используется диаграмма направленности (ДН) по энергии, т.е. ЭДН, которую оценивается путем «усреднения мгновенной мощности, излучаемой в каждом угловом направлении, за время существования сигнала» [9].

Прежде чем оценивать ЭДН ансамбля, выполнена оценка ЭДН единичного излучателя СШП хаотических радиоимпульсов. Чтобы отличать ЭДН от ДН антенн $F(\theta, \alpha, \omega)$ излучателей ансамбля, введем отдельное обозначение $H(\theta, \alpha)$ и определим его как отношение плотности мощности поля излучения источника $P(\theta, \alpha, r)$ к плотности мощности поля $P_I(r)$, создаваемого источником равной мощности при изотропном излучении. Тогда для единичного излучателя ЭДН имеет вид

$$H(\theta, \alpha) = \frac{\int_{\omega_n}^{\omega_s} |S(\omega)|^2 F^2(\theta, \alpha, \omega) d\omega}{\int_{\omega_n}^{\omega_s} |S(\omega)|^2 d\omega}, \quad (1)$$

а ЭДН ансамбля излучателей является линейной комбинацией ЭДН отдельных излучателей:

$$H_{\Sigma}(\theta, \alpha) = \frac{\sum_{n=1}^N P_{i,n} H_n(\theta, \alpha)}{\sum_{n=1}^N P_{i,n}} = \sum_{n=1}^N k_n H_n(\theta, \alpha), \text{ где } k_n = \frac{P_{i,n}}{P_{\Sigma}}, P_{\Sigma} = \sum_{n=1}^N P_{i,n}. \quad (2)$$

Из выражения для ЭДН следует следующее важное следствие. Если все элементы ансамбля одинаково ориентированы и имеют одинаковые диаграммы направленности, т.е. $F_n(\theta, \alpha, \omega) = F_0(\theta, \alpha, \omega)$ и соответственно $H_n(\theta, \alpha) = H_0(\theta, \alpha)$, то, как следует из (2), $H_{\Sigma}(\theta, \alpha) = H_0(\theta, \alpha)$, т.е. энергетическая диаграмма направленности ансамбля совпадает с ЭДН каждого отдельного элемента. Например, если все антенны ансамбля ненаправленные, то и ЭДН всего ансамбля ненаправленная. Такое свойство ансамбля хаотических передатчиков резко отличает его от ансамбля когерентных излучателей, для которого характерно появление направленных свойств даже при изотропном излучении элементов ансамбля.

Построена модель ансамбля СШП хаотических излучателей, в которой аналитические результаты подтверждены численным моделированием. Также выполнено моделирование ансамбля когерентных ненаправленных излучателей СШП хаотических радиоимпульсов в виде антенной решетки. Сравнение результатов показало, что именно некогерентный характер сложения сигналов излучателей в пространстве обеспечивает ненаправленность ЭДН ансамбля СШП хаотических излучателей.

4. Заключение

Исследована структура поля излучения ансамбля сверхширокополосных хаотических излучателей. Получены оценки энергетических диаграмм направленности отдельных СШП излучателей и СШП ансамбля в целом. В силу некогерентности полей, создаваемых излучателями ансамбля, суммирование этих полей в пространстве не приводит к появлению дополнительных направленных свойств. Проведено численное моделирование ансамбля, которое подтвердило аналитические результаты.

Список литературы

1. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки. 2-е изд. пер. с англ. под ред. А.И. Синани. М.: Техносфера, 2012.
2. Каплун В.А., Браммер Ю.А., Лохова С.П., Шостак И.В. Радиотехнические устройства и элементы радиосистем: учеб. пособие. М.: Высшая школа, 2002. 294 с.
3. Авдеев В.Б. Энергетические характеристики направленности антенн и антенных систем при излучении и приеме сверхширокополосных сигналов и сверхкоротких импульсов // Антенны. 2002. № 7 (62). С. 5-27.
4. Курочкин А.П., Лось В.Ф., Стрижков В.А. Формирование энергетических диаграмм направленности видеоимпульсными сканирующими антенными решетками // Антенны. 2007, № 1 (116), с. 45-54.
5. Разиньков С.Н. Направленные свойства решеток вибраторов, возбуждаемых сверхширокополосными квазирadiосигналами // Радиотехника. 2008. № 6. С. 97-101.
6. Лаговский Б.А. Излучение сверхкоротких импульсов антенными решетками с учетом взаимовлияния элементов // Антенны. 2009. № 9 (148). С. 29-36.
7. Овчаров А.П., Седельников Ю.Е. Антенные решетки для сверхширокополосных радиосредств // Антенны. 2013. № 11 (198). С. 29-35.
8. Шустер Г. Детерминированный хаос. – М.: Мир, 1988.
9. Иммо́реев И.Я., Синявин А.Н. Излучение сверхширокополосных сигналов // Антенны. 2001. № 1 (47). С. 8-16.

Разработка антенных решеток с шириной луча 33 градуса по уровню половинной мощности

Рудаков Вячеслав Андреевич¹

Следков Виктор Александрович²

¹Южный федеральный университет, Россия

²Guandong Sigtenna Communication Technology Co., Ltd., China

В настоящее время непрерывно увеличивается использование мобильной связи, поэтому такие системы развиваются быстрыми темпами и постоянно модернизируются. Если раньше в базовых станциях сотовой связи использовались антенные решетки, создающие в горизонтальной плоскости широкий луч, покрывающий сектор 120 градусов, то сейчас такие базовые станции не справляются с возросшим потоком передаваемой информации. Поэтому необходимо увеличить количество базовых станций и сузить сектор, в который обслуживает одна базовая станция. Для решения этой задачи нужны высокоэффективные антенны, излучающие две ортогональные поляризации и покрывающие сектор 60 градусов.

Представленная работа посвящена исследованию и улучшению параметров антенной решетки излучающей две ортогональные поляризации в секторе 60 градусов. В известных антенных решетках сужение луча осуществляется установкой двух параллельно включенных излучателей в каждом ряду. Главный недостаток такой конструкции состоит в том, что пара излучателей создаёт большую частотную зависимость ширины луча. На нижней рабочей частоте слишком широкий луч засвечивает соседние секторы, а на верхней частоте слишком узкий луч не обеспечивает достаточный уровень сигнала на краю сектора и имеет большой боковой лепесток, попадающий в соседний сектор.

В результате проведённых исследований найдено решение, позволяющее не только стабилизировать ширину луча, но и уменьшить количество излучателей и делителей мощности по сравнению с известными ранее конструкциями. Новизна состоит в том, что в верхних и нижних рядах антенной решетки установлено только по одному излучателю, вдоль которых поставлены дополнительные боковые стенки, наклонённые на 45 градусов. Излучение этих излучателей уменьшает боковые лепестки, создаваемые парами излучателей. Частотная зависимость ширины луча всей антенной решетки также уменьшается, потому что ширина луча одиночных излучателей зависит от частоты гораздо меньше, чем ширина луча пары излучателей.

Разработанная антенная решетка обеспечивает ширину луча в горизонтальной плоскости по уровню половинной мощности 33-40 градусов в рабочем диапазоне частот 1.71-2.17 ГГц. Боковые лепестки не превышают уровень -20дБ. Согласование антенной решетки лучше -17дБ. Благодаря уменьшению количества элементов уменьшена стоимость изготовления антенной решетки. Например, обычная антенная решетка с десятью рядами пар излучателей, излучающая две ортогональные поляризации, содержит 20 излучателей и 20 делителей мощности. Разработанная антенная решетка, с десятью рядами излучателей содержит только 16 излучателей и 12 делителей мощности.

Активная малоэлементная антенная решётка для локальной навигационной системы

Широков И. Б., Сердюк И. В., Широкова Е.И., Мордвинова А.Ю.

*Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, РФ
shirokov@ieee.org*

Аннотация: Представлено принципы построения активной малоэлементной антенной решётки для локальной навигационной системы. Представлены результаты расчёта и моделирования малоэлементной решётки. Произведён выбор параметров антенной решётки.

1. Введение

В настоящее время особое внимание уделяется созданию дистанционных систем управления движением и, в том числе, созданию безэкипажных судов. Одной из задач при создании безэкипажных систем является обеспечение надёжной навигации, особенно вблизи берега. Данная задача особенно актуальна для создания системы автоматического причаливания судна. Предложенный в [будут указаны в окончательной версии работы] способ измерения положения судна позволяет создать локальную навигационную систему, обеспечивающую определение мгновенных координат судна с точностью, достаточной для обеспечения дистанционного управления причаливанием. Однако, для увеличения радиуса действия системы позиционирования необходимо обеспечить больший уровень сигнала от ретранслятора и снизить влияние многолучевого распространения. За счёт формирования дискретно-перестраиваемой диаграммы направленности антенной решётки и использования активных антенных элементов может быть значительно повышена точность и помехоустойчивость локальной навигационной системы.

2. Принципы построения и результаты моделирования

Антенная решетка представляет собой массив прямоугольных печатных антенных элементов. Элементы смещаются в плоскости, перпендикулярной плоскости, проходящей через точку возбуждения элементов антенны и их центры. Такой выбор расположения элементов антенны уменьшает их взаимное влияние друг на друга. При толщине подложки 1,5 мм, относительной диэлектрической проницаемости 4,2, центральной рабочей частоте 1,5 ГГц размеры элемента антенной решетки составляют 42х42 мм. Точка подачи расположена на расстоянии 13 мм от края печатающего элемента с входным сопротивлением 50 Ом. Расстояние между краями элементов антенны тоже 42 мм, что соответствует половине длины волны в диэлектрике.

В таблице 1 показана зависимость ширины диаграммы направленности и диапазона углов сканирования от количества элементов антенной решетки.

Таблица 1. Характеристики малоэлементных антенных решёток.

Число элементов	Ширина диаграммы направленности, градус	Диапазон углов сканирования, градус
2	60	±13,5
3	41	±15
4	30	±16

На Рис. 1 показаны диаграммы направленности трёхэлементной антенной решетки при синфазном и несинфазном возбуждении элементов. За счёт изменения фаз возбуждения боковых элементов, относительно центрального элемента, можно существенно изменять положение минимумов диаграммы направленности, и за счёт этого уменьшать влияние помехи на полезный сигнал.

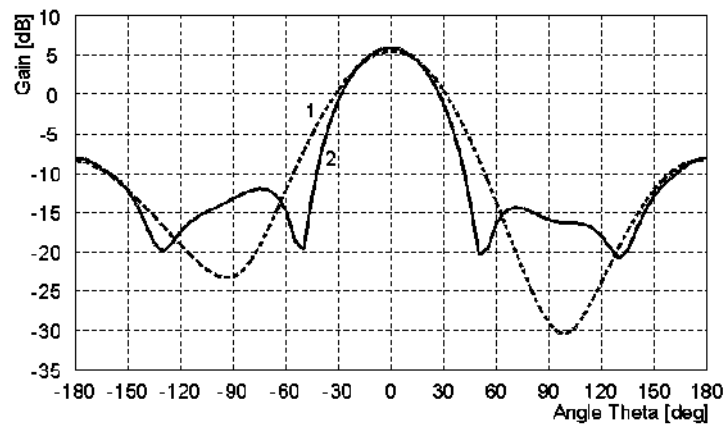


Рис. 1 — Диаграмма направленности трёхэлементной антенной решетки (кривая 1 — синфазное возбуждение, 2 — несинфазное возбуждение)

При этом, каждый элемент антенной решетки совмещен с однопортовым микроволновым усилителем, что делает элемент решетки активной приемопередающей антенной. На рис. 2 показаны результаты моделирования коэффициент передачи микроволнового сигнала в канале связи с антенным элементом без усилителя и с усилителем.

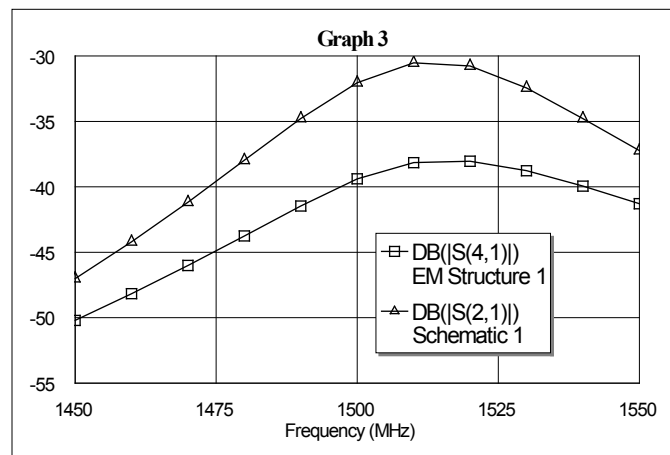


Рис. 2 — Результаты моделирования передачи микроволнового сигнала пассивным и активным антенным элементом

Усилитель выполненный по данной схеме позволяет повысить уровень сигнала на 8 дБ, при этом он не чувствителен к согласованию входного сопротивления.

4. Заключение

Благодаря предложенной малоэлементной антенной решетке можно существенно снизить влияние многолучевого распространения измерительного сигнала на точность определения местоположения подвижных объектов локальной навигационной системой. При этом, предпочтительной является антенная решётка с нечетным числом элементов. Таким образом, минимальное число элементов антенной решётки должно быть равно трём.

Разработка фрактальной антенны круговой поляризации

¹ Нудьга А. А., ² Савочкин А. А.

¹ Крымский федеральный университет им. В.И. Вернадского,
пр. Вернадского, д.4, 295007, г. Симферополь, Россия
nudga88@inbox.ru

² Севастопольский государственный университет,
ул. Университетская, д.33, 299053, г. Севастополь, Россия
savochkin_mail@mail.ru

Аннотация: Представлены результаты компьютерного моделирования, а также экспериментального исследования фрактальной антенны круговой поляризации. Антенна представляет плоскую излучающую структуру расположенную параллельно экрану. Частотный диапазон экспериментально проведенных исследований антенны лежит в полосе 902...928 МГц, сдвиг фаз при одночастотной работе обеспечивается линиями задержки.

1. Введение

За последние годы достигнуты успехи в исследовании и создании новых типов антенн. Одним из таких типов являются фрактальные антенны. Их особенностью является самоподобие, которое позволяет работать одновременно в нескольких частотных диапазонах [1]. Это факт вызывает большой практический интерес. В настоящее время большинство структур анализируется расчетно-экспериментальными методами, что даёт широкое поле для исследований и поиска обобщенного физического подхода для разработки новых структур [2, 3, 4].

В данной работе приведены результаты применения расчетно-экспериментального метода определения характеристик антенны: диаграммы направленности (ДН), коэффициента стоячих волн (КСВ) и др.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Объектами исследований являлись волновые процессы формирования электромагнитного поля многодиапазонными антеннами на основе треугольных и фрактальных структур

Моделирование процессов проводилось в пакете электродинамического анализа FEKO. Для полосы 902...928 МГц проводилось измерение ДН на частотах 902 МГц, 915 МГц, 928 МГц для двух ортогональных сечений. Для проведения экспериментальных исследований характеристик излучения использовались следующие приборы: генератор Г4-79, вспомогательная рупорная антенна П6-23А с размерами раскрытия 0,342×0,256 м., приемное устройство — анализатор спектра *Spectran HF-6085* производства *Aaronia AG*. Входные характеристики определялись в полосе частот от 850 до 950 МГц, с помощью прибора *Anritsu Site Master S331A*.

3. Расчетно-экспериментальный метод определения ДН и КСВ

Для определения ДН и КСВ был использован расчетно-экспериментальный метод. Была исследована треугольная антенна круговой поляризации, которая является фракталом первого порядка. Результаты моделирование, выполненного в пакете FEKO, приведены на рис. 1, а. Для экспериментального исследования был изготовлен образец, фото приведено на рис. 1, б. Для измерения ДН выбран метод определения поля в дальней зоне, на рис. 1, в изображена полученная ДН на центральной частоте диапазона. Частотная зависимость КСВ изображен на рис. 1, г.

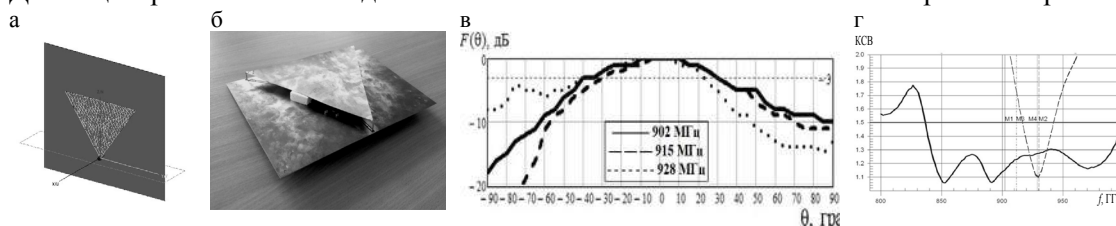


Рис. 1. Треугольная антенна круговой поляризации и её характеристики.

Результаты измерений показывают, что антенна круговой поляризации формирует главный лепесток осесимметричной формы. Уровень КСВ в интересующей полосе частот не превышает 1,3.

4. Заключение

Проведен расчет характеристик треугольной антенны круговой поляризации. Уровень согласования во всей полосе интересующих частот говорит о возможности практического применения исследуемого образца и даёт возможность для реализации фрактальных антенн следующих порядков, что даст возможность использовать антенну одновременно в нескольких диапазонах частот. Модернизация в многодиапазонную антенну повлечет применение фазовращателя, что в свою очередь усложнит конструкцию и отчасти может ухудшить характеристики системы, но не может изменить физический процесс и организацию многодиапазонного режима работы.

Получены аналитические и экспериментальные характеристики, могут быть использованы в телекоммуникационных устройствах систем подвижной связи, систем радиочастотной идентификации.

Список литературы

1. Werner D.H. An Overview of Fractal Antenna Engineering Research / D.H. Werner, S. Ganguly // IEEE Ant. and Propag. Mag. — 2003. — Vol. 45, № 1. — P. 38—57
2. Tsachtsiris G.F. Analysis of a Modified Sierpinski Gasket Monopole Antenna Printed on Dual Band Wireless Devices / G.F. Tsachtsiris, C.F. Soras, M.P. Karaboikis, V. T. Makios // IEEE Trans. on Ant. and Propag. — 2004. — Vol. 52, №10. — P. 2571—2579.
3. Нудьга А.А., Савочкин А.А. Треугольная антенна линейной поляризации // Международная научно-техническая конференция Радиотехнические поля, сигналы, аппараты и системы (теория, практика, история, образования), Март, 2013, Киев, Украина, с. 103-104.
4. Nudga A.A. Calculation method of radiation multi-band antennas in the far field // Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals «UWBUSIS-12» : 6-th International conference, September, 2012, Sevastopol, p. 189-191.

Разработка монолитных керамических СВЧ фильтров с повышенными частотно-селективными свойствами

¹ Семерня Р. Е., ¹ Виленский А. Р., ¹ Чернышев С. Л.

¹ МГТУ им. Н. Э. Баумана, кафедра РЛ-1
ул. 2-ая. Бауманская, 5, Москва, 105005, Россия
semernyare@gmail.com

Аннотация: Представлены результаты анализа и расчета квазиэллиптических полосовых фильтров на монолитных керамических блоках с применением рекурсивной методики синтеза матриц связи, а также электродинамического моделирования в HFSS. На основе проведенного анализа была разработана торцевая топология для полосового фильтра четвертого порядка с двумя полюсами затухания и относительной полосой 10%, позволяющая реализовать повышенные значения перекрестной связи. Приводятся результаты экспериментальных исследований частотных зависимостей S-параметров изготовленных макетов.

1. Введение

В диапазонах частот навигационных стандартов передачи данных, в частности, таких как ГЛОНАСС (L-диапазон) выполнить высокие требования к форме амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), а также к ряду массогабаритных и стоимостных параметров микроволновых фильтров часто удается с применением квазиэллиптических фильтров (КЭФ) на основе металлизированных монолитных керамических блоков (МКБ) [1-3].

Одной из главных особенностей разработки КЭФ на МКБ является ограниченность выбора геометрических параметров, типа керамики и сечений резонаторов в розничной продаже готовых МКБ, что обуславливает актуальность разработки и анализа новых торцевых топологий, позволяющих реализовывать требуемые виды АЧХ на имеющихся заготовках МКБ.

В данной работе рассматривается применение рекурсивного метода синтеза матрицы коэффициентов связи [4-6], а также электродинамическое моделирование связанных коаксиальных резонаторов в МКБ для получения торцевой топологии полосового квазиэллиптического фильтра (КЭФ) с контролируемым и настраиваемым положением полюсов затухания, что значительно повышает разнообразие реализуемых форм АЧХ.

2. Расчет матриц коэффициентов связи КЭФ

В качестве ключевого метода разработки КЭФ применяется рекурсивный метод синтеза матрицы связи (рис. 1а), который основывается на выражение внутренних параметров эквивалентного фильтра прототипа (рис. 1б) через полиномиальное представление Y-параметров фильтра с требуемой формой АЧХ, полученное в результате рекурсивной методики [4]:

$$y_{21}(s) = [j\bar{\mathbf{M}} + s\mathbf{I}]_{N1}^{-1}, \quad y_{22}(s) = [j\bar{\mathbf{M}} + s\mathbf{I}]_{NN}^{-1},$$

где $\bar{\mathbf{M}}$ – нормированная к относительной полосе частот матрица коэффициентов связи КЭФ, $\bar{\mathbf{M}} = \mathbf{M} / FBW$; FBW – относительная полоса частот пропускания КЭФ; $\mathbf{I}$ – единичная матрица.

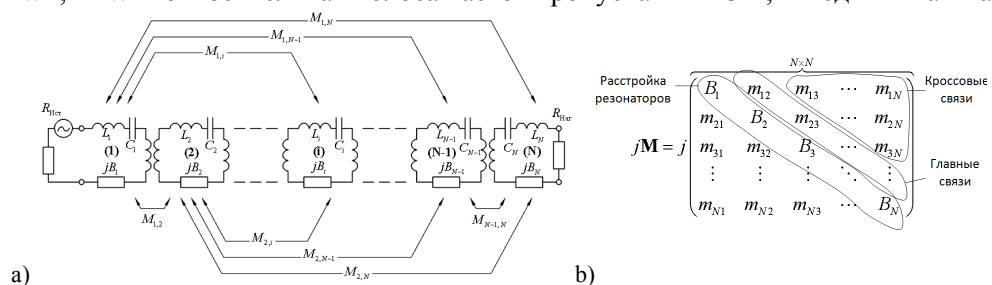


Рис. 1. Схема полосового фильтра-прототипа КЭФ, реализующего АЧХ ассиметричного типа с произвольным положением полюсов затухания (а), общий вид матрицы коэффициентов связи (б)

3. Анализ КЭФ на МКБ

Используя выше приведенный алгоритм, был выполнен анализ и расчет матрицы связи фильтра на МКБ с относительной полосой пропускания 10% и разработана его эквивалентная схема (рис. 2).

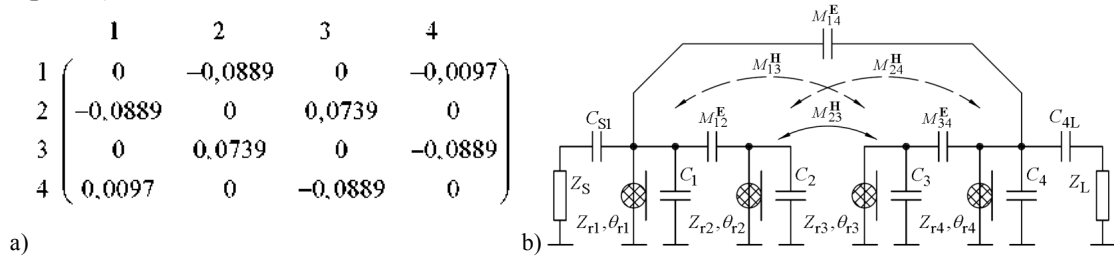


Рис. 2. Матрица связи предложенного КЭФ на МКБ (a) и его эквивалентная схема (b)

На основе разработанной эквивалентной схемы, рассчитанной матрицы связи, а также проведенного электродинамического моделирования в HFSS был изготовлен макет КЭФ на МКБ четвертого порядка на керамике с относительной диэлектрической проницаемостью 40 с электрической связью между краевыми резонаторами. Результаты измерений частотных зависимостей S-параметров фильтра, а также вид торцевой топологии приводится на рис. 3.

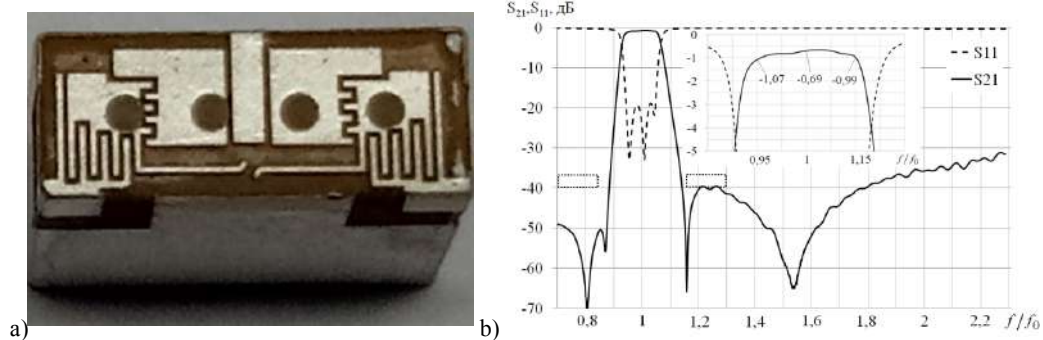


Рис. 3 Вид макета КЭФ на МКБ с новой топологией (a), частотные зависимости параметров рассеяния измеренного макета (b)

4. Заключение

Проведен анализ КЭФ на МКБ на основе синтеза матрицы связи рекурсивным методом. В результате проведенного схемотехнического и электродинамического анализа представлена новая торцевая топология для реализации КЭФ четвертого порядка на МКБ с двумя полюсами затухания, частотное положение которых может регулироваться в широком диапазоне. Предложенная топология позволяет использовать распространенные на рынке керамические заготовки для реализации АЧХ с повышенными частотно-селективными свойствами за счет использования перекрестной связи емкостного типа.

Список литературы

1. Беляков А. Ю. и др. Полосовые металлокерамические фильтры с копланарными элементами связи // Вестник Новгородского государственного университета им. Ярослава Мудрого. 2016. №. 7 (98).
2. Wang X., Wu K. L., Yin W. Y. A novel surface-mounted monoblock dielectric filter // IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology. 2014. Т. 4. №. 11. С. 1822-1827.
3. Козлов В. А. и др. Технология изготовления коаксиальных керамических резонаторов для СВЧ устройств // Физика и технические приложения волновых процессов. Екатеринбург. 2012. №. 11. С. 202-204.
4. Cameron R. J., Kudsia C. M., Mansour R. Microwave filters for communication systems. John Wiley & Sons, 2015.
5. Семерня Р. Е. и др. Разработка топологии компактных квазиэллиптических полосовых микрополосковых фильтров // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2019. №. 6. С. 41-53.
6. Семерня Р. Е. и др. Разработка полосового квазиэллиптического фильтра на воздушных коаксиальных резонаторах для LTE диапазона частот // Антенны. 2018 г. 44 выпуск 10 (254). С. 42-53.

Разработка диплексера диапазона 2.3-2.4/2.49-2.69 ГГц для базовых станций мобильной связи

¹ Кобрин К.В., ^{1,2} Рудаков В.А., ¹ Мануилов М.Б.

¹ Южный федеральный университет

ул. Зорге, 5, Ростов-на-Дону, 344090, Российская федерация
m_manuilov@sfedu.ru

² Guandong Sigtenna Communication Technology Co., Ltd.,

Jin da Automobile logistic city, No.4, Yanwo village, Shipai Town, Dongguan, China
ruva240187@yandex.ru

Аннотация: Предложена новая компактная конструкция диплексера с высокими электрическими характеристиками для антенн базовых станций мобильной связи диапазона 2.3-2.4/2.49-2.69 ГГц. Диплексер включает два фильтра на встречных штырях, а также коаксиальный делитель мощности. Разработанная конструкция имеет высокий потенциал с точки зрения реализации диплексеров с широкими, средними и узкими полосами пропускания. Изготовленный диплексер имеет коэффициент отражения не хуже -18 дБ, вносимые потери -0.2 дБ, изоляцию -30 дБ. Диплексер имеет относительно простую технологичную конструкцию и компактные габаритные размеры (15×77×100 мм).

1. Введение

Развитие современных систем мобильной связи сопровождается продвижением в более высокие частотные диапазоны, расширением рабочих диапазонов частот, использованием многодиапазонного и многолучевого режима работы, что продиктовано жесткими техническими требованиями, предъявляемыми к базовым станциям и их антеннам. Одним из часто применяемых решений является совмещенный режим работы антенного раскрыва, когда вместо двух линейных антенных решеток, размещенных параллельно и работающих в двух разных диапазонах, применяется одна широкополосная антенная решетка, обеспечивающая работу сразу в двух этих диапазонах. Данная технология получила название "dipole reuse" ("повторное использование диполя") и основана на применении диплексеров. Это позволяет уменьшить размеры антенн базовых станций, реализовать в каждом диапазоне свой наклон луча. Таким образом, разработка диплексеров для базовых станций мобильной связи является весьма актуальной задачей.

2. Конструкция диплексера

При разработке конструкций диплексеров для базовых станций необходимо учитывать следующие основные требования: высокое согласование и низкий уровень вносимых потерь в рабочих диапазонах частот, возможность работы на высоком уровне мощности, относительно высокая развязка каналов, возможность реализации как узких (несколько процентов), так и широких полос пропускания (более 20%), компактная, простая и технологичная конструкция, пригодная для массового производства.

Исходя из этого, была разработана конструкция с фильтрами на встречных стержнях (рис. 1). Выбор данного типа фильтров позволяет реализовать полосы частот от нескольких процентов до 30 процентов и более. Конструкция диплексера также содержит коаксиальный делитель мощности, который обеспечивает широкополосную работу.

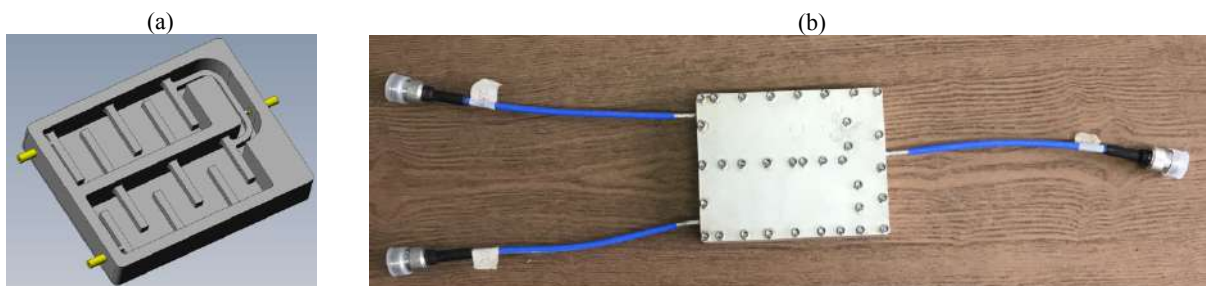


Рис. 1. Конструкция диплексера (без верхней крышки) (а), изготовленный диплексер (б).

Диплексер состоит из цельного металлического корпуса, включающего фильтры и делитель, а также двух тонких металлических крышек. Это позволяет обеспечить прецизионное изготовление резонансных элементов и повторяемость частотных характеристик. Возбуждение осуществляется 50-омными коаксиальными кабелями или разъемами. С учетом заданных диапазонов частот 2.3-2.4/2.49-2.69 ГГц фильтры выполнены на 5 и 6 резонаторах соответственно. Входной и выходной резонаторы фильтров играют роль согласующих элементов.

3. Теоретические и экспериментальные результаты

Фильтр на встречных стержнях может рассматриваться как система связанных полосковых резонаторов, работающих на волне ТЕМ, где каждый полосковый элемент короткозамкнут на одном конце и разомкнут на другом конце [1]. Длина каждого полоскового резонатора составляет примерно четверть длины волны на центральной частоте рабочего диапазона. Начальные оценки размеров фильтров получены на основе методов теории цепей [1]. Электродинамическое моделирование и оптимизация выполнены методом конечных элементов в пакете Ansys HFSS.

Разработанный диплексер успешно изготовлен, экспериментально исследован, его измеренные частотные характеристики приведены на рис. 2. Экспериментальные и теоретические результаты хорошо согласуются. Измеренный коэффициент отражения в полосах пропускания не превышает -18 дБ, вносимые потери около 0.2 дБ, развязка каналов -30 дБ. Диплексер имеет компактные габаритные размеры (15×77×100 мм), что позволяет размещать его непосредственно в антеннах базовых станций.

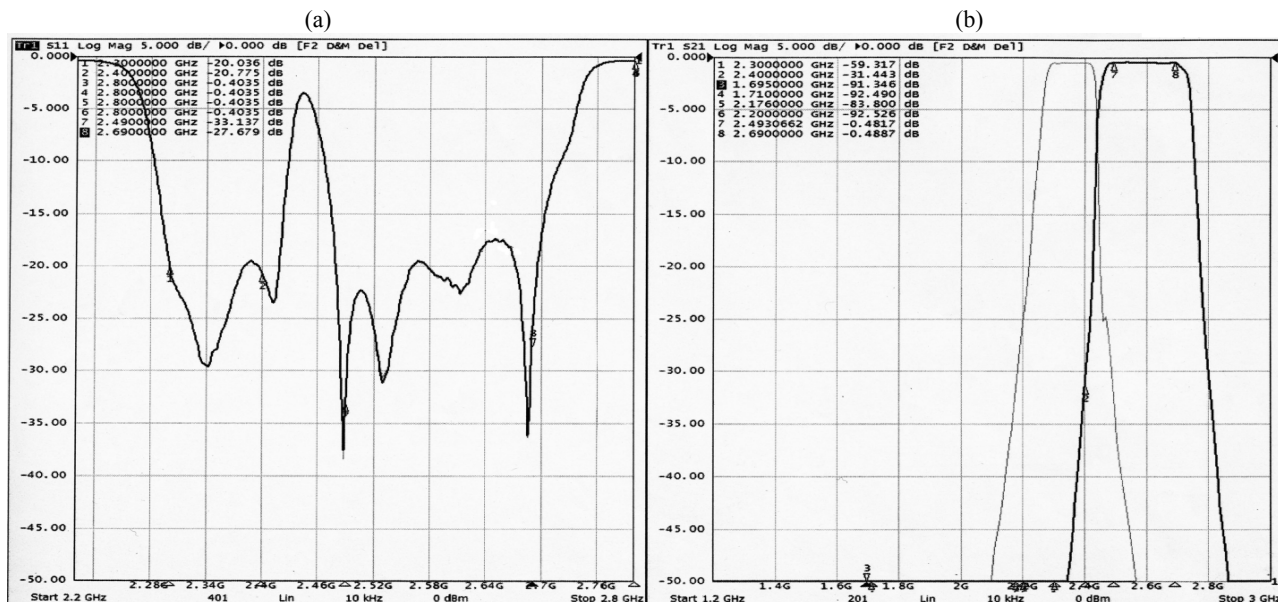


Рис. 2. Экспериментальные частотные характеристики S11(a) и S21, S31 (b).

4. Заключение

В работе предложена новая конструкция диплексера для базовых станций мобильных систем связи. В рабочих диапазонах частот 2.3-2.4/2.49-2.69 ГГц изготовленный диплексер имеет коэффициент отражения не хуже -18 дБ, вносимые потери около 0.2 дБ, развязка каналов -30 дБ. Диплексер имеет компактные размеры (15×77×100 мм), что позволяет непосредственно размещать его в антеннах базовых станций. Предложенная конструкция имеет высокий потенциал для использования в других диапазонах мобильной связи с полосами частот от нескольких процентов до 25% и более. Достигнутые характеристики не являются предельными и могут быть существенно улучшены при использовании настроенных элементов.

Список литературы

1. Matthaei G. L., Young L., Jones M. T. Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures, McGraw-Hill, New York, vol. 1, 2, 1964

Новый микрополосковый делитель мощности с тремя входами и тремя выходами для бортовой аппаратуры космических аппаратов

¹Алыбин В.Г., Зарапин С.А., Яхутин С.А.

¹д.т.н., с.н.с.

АО «Российские космические системы»
г. Москва, 111250, Российская федерация
otdelenie17@spacecorp.ru

Аннотация: Представлено устройство, конструкция и экспериментальные электрические параметры нового микрополоскового делителя мощности с тремя входами и тремя выходами (Д 3 х 3). Приведены требуемые для достижения оптимальных параметров значения коэффициентов передачи каждого НО и длин микрополосковых отрезков линии передачи. При подаче СВЧ сигнала на любой из входов Д 3 х 3 теоретическое значение коэффициента передачи на каждый из трёх его выходов (без учёта потерь в НО и линиях передачи) не менее минус 4,78 дБ, при этом обеспечивается развязка между входом и двумя другими входами не менее 20 дБ.

1. Введение

В бортовой аппаратуре космических аппаратов требуется соединять один из нескольких СВЧ узлов или приборов с одним или несколькими другими СВЧ узлами или приборами. Таким образом, обеспечивается, например, резервирование СВЧ устройств. В качестве устройств перекрестного резервирования применяются делители мощности, чаще всего с двумя или тремя входами и выходами (Д 2 х 2, Д 3 х 2 или Д 3 х 3). Для бортовой аппаратуры, основными требованиями к делителям мощности (Д) являются: максимально возможный коэффициент передачи, равномерность деления мощности между выходами, относительно большая полоса рабочих частот, развязка между входами, компактность и удобство интеграции с другими СВЧ узлами, для чего входы и выходы Д должны быть обращены к противоположным сторонам электрической подложки. Известные Д размерностью 3 х 2 (2 х 3) и 3 х 3 [1-2] не удовлетворяют по крайней мере одному из перечисленных требований.

В данном докладе предлагается новый микрополосковый делитель мощности 3 х 3 (2 х 3) [3], удовлетворяющий всем перечисленным требованиям.

2. Устройство делителя мощности «3 х 3»

Схема предложенного Д 3 х 3 представлена на рис. 1.

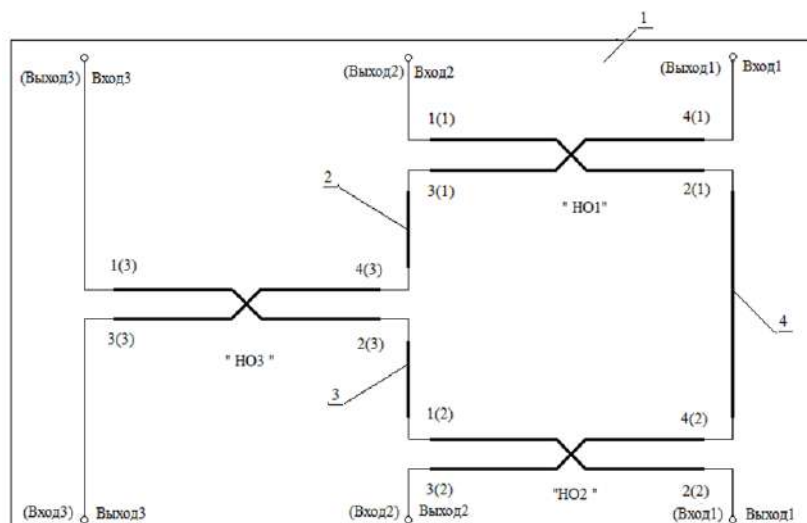


Рис. 1. Схема делителя мощности

Д 3 х 3 выполнен на диэлектрической подложке 1, на которой расположены три микрополосковых НО Ланге (НО1, НО2, НО3) на связанных линиях, однократно перекрещивающихся, и при этом НО1 и НО2 имеют переходное ослабление 3 дБ, а НО3 – минус 4,76 дБ, причем каждый из двух концов его связанных линий, расположенных с одной его стороны 4 (3) и 2 (3), соединен одиковым отрезком микрополосковой линии (МПЛ) 2 и 3 с одним из концов отрезков связанных линий НО1 и НО2 – 3 (1) и 1 (2), обращенных к НО3; концы других отрезков связанных линий, расположенных с другой стороны НО1 и НО2 – 2 (1) и 4 (2), соединены между собой отрезком МПЛ 4, длина которого больше суммарной длины отрезков МПЛ 2 и 3 на величину от 0,19 до 0,21 длины волны на средней частоте рабочего диапазона, причем отрезки связанных линий НО1 и НО2 соединены с отрезками МПЛ 2, 3, 4 так, что их свободные концы 4 (1), 1 (1) и 2 (2), 3 (2) обращены к противоположным краям диэлектрической подложки. Таким образом, концы 4 (1), 1 (1) и 1 (3) являются входами (выходами), а концы 2 (2), 3 (2), 3 (3) – выходами (входами) Д 3 х 3. Входной сигнал подается на одни из входов – Вход 1, Вход 2 или Вход 3.

С учетом величин модуля и фазы при распространении входного сигнала с одного из входов на выходы обеспечиваются одинаковые коэффициенты передачи. Для этого длина отрезка МПЛ 4 должна быть больше суммарной длины отрезков МПЛ 2 и 3 на величину от 0,19 до 0,21 длины волны на средней частоте рабочего диапазона. Рассмотрены пути прохождения входного сигнала на выходы Д 3 х 3. Коэффициент передачи со Входа 2 или со Входа 3 на Выходы 1, 2, 3 осуществляются аналогично.

Коэффициент передачи на средней частоте диапазона с любого из Входов на любой из Выходов равен минус 4,76 дБ без учета потерь в Д 3 х 3.

Отрезки МПЛ 2 и 3 вводятся для того, чтобы обеспечить развязку между входами делителя мощности. Их длина может быть выбрана в пределах от 0,125 до 0,25 длины волны на средней частоте рабочего диапазона. Приведенные параметры Д 3 х 3 получены в результате моделирования в программе AWR Design Environment.

Подключение согласованной нагрузки (50 Ом) к одному из входов (выходов) Д 3 х 3 превращает его в Д 2 х 3 (Д 3 х 2).

3. Конструкция и результаты экспериментальных исследований делителя мощности 3 х 3

Макет Д 3 х 3 выполнен на подложке из поликора. Приведены общий вид макета Д 3 х 3 и зависимости коэффициента передачи, развязки между входами, КСВН входов и выходов от частоты. В полосе частот 2900 - 3700 МГц Д 3 х 3 имеет коэффициент передачи, не ниже минус 6 дБ, развязку между входами не менее 20 дБ, КСВН – не более 1,36.

4. Заключение

Представленный микрополосковый делитель мощности 3 х 3 имеет коэффициент передачи на 1,2 дБ выше, чем у ближайшего аналога [2], является компактным устройством перекрестного резервирования с удобным расположением входов и выходов на противоположных сторонах Д 3 х 3. Он найдет применение в командно-измерительной системе космического аппарата, будучи установленным между выходами приёмо-передающего устройств и входами усилителей мощности.

Список литературы

1. Д.М. Сазонов «Устройство СВЧ», М. «Высшая школа», 1981, стр. 147, рис. 4.5.
2. Патент RU 2608978 «Делитель мощности для бортовой аппаратуры космического аппарата». Приоритет изобретения 17.09.2015, гос. рег. 30.01.2017 г.
3. Делитель мощности «3 х 3» для бортовой аппаратуры космических аппаратов. Алыбин В.Г., Зарапин С.А., Яхутин С.А. Заявка на изобретение № 2018141772 от 27.11.2018.

Исследование элементов генераторов на связанных полосковых линиях

Балыко И.А., Терешкин Е.В., Балыко А.К.

Акционерное общество «Научно-производственное предприятие «Исток» имени А.И. Шокина»

ул. Вокзальная, 2 а, г. Фрязино, Московская область, 141190, Россия

www.istokmw.ru; E-mail: info@istokmw.ru

Аннотация: Описана модель элементов на полосковых линиях передачи и получены аналитические выражения для комплексных входного сопротивления резонаторов и коэффициента передачи для ряда элементов.

Наиболее простым вариантом полоскового резонатора является отрезок разомкнутой на одном конце линии длиной l . Полное входное сопротивление такого резонатора определяется из выражения [1]:

$$Z_{\text{вх}} = Z \operatorname{cth}(\gamma l), \text{ где } Z = Z_0(1 - j \alpha_{\text{н}} / \beta), \quad \gamma = \alpha_{\text{н}} + j \beta.$$

Длина отрезка полоскового резонатора сравнительно велика, особенно в длинноволновой части диапазона СВЧ. Уменьшение его размера достигается свертыванием полоска в меандр или спираль. Резонатор из двух полосок представляет собой восьмиполосник, описываемый матрицей сопротивлений $[Z]$, связывающей напряжения U_i и токи I_i на его клеммах ($i = 1, 2, 3, 4$): $U = [Z] I$. Компоненты матрицы $[Z]$ определяются из выражений [2]: $Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z_{44} = (Z_e^{11} + Z_o^{11})/2$, $Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} = (Z_e^{11} - Z_o^{11})/2$, $Z_{13} = Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} = (Z_e^{12} + Z_o^{12})/2$, $Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} = (Z_e^{12} - Z_o^{12})/2$, $Z_{e,o}^{11} = Z_{0e,0o} \operatorname{cth}(\gamma_{e,o} l)$, $Z_{e,o}^{12} = Z_{0e,0o} \operatorname{sh}^{-1}(\gamma_{e,o} l)$, где $Z_{0e,0o}$ и $\gamma_{e,o}$ — комплексные волновые сопротивления и постоянные распространения четного и нечетного типов волн в связанных линиях. Если считать, что потери в линиях малы, а волновые числа для четного и нечетного типов волн примерно равны, то выражения существенно упрощаются: $Z_{11} = -j \rho \operatorname{ctg} \theta$, $Z_{12} = -j \Delta \operatorname{ctg} \theta$, $Z_{13} = -j \rho \sin^{-1} \theta$, $Z_{14} = -j \Delta \sin^{-1} \theta$, где $\rho = (Z_{0e} + Z_{0o})/2$, $\Delta = (Z_{0e} - Z_{0o})/2$, $\theta = \omega n l / c$. Из двух связанных линий можно составить несколько типов резонаторов (рис. 1).

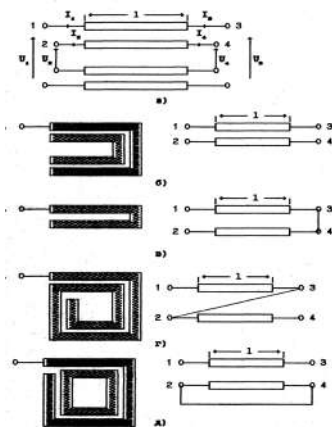


Рис.1. Резонаторы из двух связанных линий в виде разомкнутых отрезков линий (б), подковы (в), двухвитковой спирали (г), кольца (д).

- 1). Клеммы 2, 3, 4 разомкнуты. Относительно клемм 1 резонатор представляет разомкнутые отрезки связанных линий (рис. 1, б): $Z_{\text{вх}} = Z_{11}$.
- 2). Клеммы 2 разомкнуты, а клеммы 3 и 4 соединены между собой (резонатор в виде «подковы», рис. 1, в): $Z_{\text{вх}} = Z_{11} - 0,5 (Z_{13} - Z_{14})^2 / (Z_{11} - Z_{12})$.
- 3). Клеммы 4 разомкнуты, а клеммы 3 и 2 соединены между собой (резонатор в виде двухвитковой спирали, рис. 1, г): $Z_{\text{вх}} = Z_{11} - 0,5 (Z_{12} - Z_{13})^2 / (Z_{11} - Z_{14})$.
- 4). Клеммы 3 разомкнуты, а клеммы 2 и 4 соединены между собой (резонатор в виде «кольца», рис.1, д): $Z_{\text{вх}} = Z_{11} - 0,5 (Z_{12} - Z_{13})^2 / (Z_{11} - Z_{13})$.

Помимо этих четырех резонаторов представляет интерес полосковый элемент на связанных линиях, в котором между клеммами 2 и 4 включено комплексное сопротивление Z (рис. 2).

Коэффициент передачи S_{31} между клеммами 1 и 3 с учетом включенного сопротивления Z имеет вид

$$S_{31} = \frac{2 \cdot Z_0 \cdot (Z_{13} - Z_1)}{(Z_{11} + Z_1 + Z_0)^2 - (Z_{13} - Z_1)^2}, \text{ где } Z_0 - \text{волновое сопротивление линий, } Z_1 = \frac{(Z_{14} - Z_{12})^2}{Z + 2 \cdot (Z_{13} - Z_{11})}$$

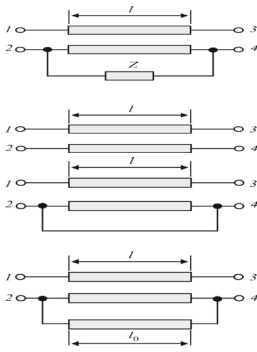


Рис. 2. Одиночные элементы на связанных полосковых линиях

После преобразований, получаем формулу $S_{31} = C \cdot \frac{Z + A}{Z + B}$,

$$C = \frac{1}{\cos(\theta) + j \cdot m \cdot \sin(\theta)} \quad A = -j \cdot 2 \cdot \rho \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot \left[1 - \left(\frac{\Delta}{\rho}\right)^2 \cdot \sin^2\left(\frac{\theta}{2}\right)\right]$$

$$B = -j \cdot 2 \cdot \rho \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot \left\{1 - j \cdot \frac{\Delta^2}{\rho \cdot Z_0} \cdot \frac{\sin(\theta) + j \cdot \frac{Z_0}{\rho} \cdot [1 - \cos(\theta)]}{\cos(\theta) + j \cdot m \cdot \sin(\theta)}\right\}$$

Если клеммы 2 и 4 разомкнуты (рис. 2,б), то $Z = \infty$ и $S_{31} = C$, тогда фаза прошедшего сигнала φ определяется из уравнения $\operatorname{tg}(\varphi) = -m \cdot \operatorname{tg}(\theta)$. При $m = 1$ коэффициент передачи $S_{31} = e^{-j\theta}$ и фаза равна $-\theta$, что соответствует формуле (13): $\varphi = -\theta$. Условие $m = 1$ описывает случай, когда расстояние между связанными полосками существенно больше толщины диэлектрика. Так, согласно [3], при $\varepsilon = 9,6$; $W/h = 1$ и $S/h > 5$ сопротивления $Z_{oe} = Z_{oo} = \rho = 50$ Ом. Когда расстояние между связанными полосками существенно меньше толщины диэлектрика, то согласно [3], при $\varepsilon = 9,6$; $W/h = 1$ и $S/h = 0,05$ и сопротивления равны $Z_{oe} = 65$ Ом; $Z_{oo} = 25$ Ом, $\rho = 45$ Ом. При дальнейшем сближении двух полосок они превращаются в один полосок шириной $W/h = 2$, при этом сопротивление стремится к $\rho = 35$ Ом [3].

Поскольку для $\rho > Z_0$ и $\rho < Z_0$ величина m всегда имеет значения больше 1, то фаза прошедшего сигнала не равна $-\theta$, а зависит как от θ , так и от m . При $\theta = \pi/4$ тангенс угла θ равен 1, поэтому $\operatorname{tg}(\varphi) = -m$. Как правило, величина m незначительно превышает 1, поэтому можно считать, что в первом приближении $\varphi = -\pi/4 - (m - 1)/2$. Таким образом, у сигнала СВЧ, прошедшего через связанную полосковую линию, один полосок которой имеет разомкнутые концы, фаза получает дополнительный набег, равный $(m - 1)/2$.

Если клеммы 2 и 4 короткозамкнуты (рис. 2,в), то $Z = 0$ и фаза φ определяется из соотношения

$$\operatorname{tg}(\varphi) = -\frac{\sin(\theta) \cdot \left[m - \frac{\rho}{2 \cdot Z_0} \cdot \left(\frac{\Delta}{\rho}\right)^2\right]}{\cos(\theta) \cdot \left[1 - \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\Delta}{\rho}\right)^2\right] + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\Delta}{\rho}\right)^2}$$

Комплексное сопротивление $Z = R + jX$ можно выбрать таким, чтобы модуль его был равен 1, а фаза равна φ_0 : $R = \cos \varphi_0$, $X = \sin \varphi_0$. Это эквивалентно подключению ко второй связанной линии фазовращателя. Изменение фазы этого фазовращателя будет влиять на фазу сигнала в первой связанной линии. Коэффициент связи между связанными линиями можно выбрать таким, что изменение фазы φ_0 на величину, кратную традиционному значению дискрета (5, 625 град) приведет к изменению фазы в основной линии на доли градуса. У традиционного шестизрядного фазовращателя включением различных секций можно обеспечить изменение фазы в пределах от 360 до 0 градусов с минимальным шагом 5,625 градусов. Однако, для практических задач, например, в измерительной аппаратуре или в радиолокационных системах высокого разрешения могут потребоваться изменения фазы с шагом порядка 0,1 градуса [4].

Вместо комплексного сопротивления может быть включен отрезок одиночной линии передачи (рис.2, г).

Список литературы

1. Маттей Г., Янг Л., Джонс Е. М. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи: Пер. с англ. Под ред А.В. Алексеева и Ф.В. Кушнира. М.: Связь, 1971. Т. 1., 325 с.
2. Альтман Дж. //Устройства СВЧ: Пер. с англ./Под ред. И.В. Лебедева. М.: Мир. 1968. 487 с.
3. Ганстон М.А.Р. Справочник по волновым сопротивлениям фидерных линии СВЧ. М.:Связь,1976.139 с.
4. Елесин В.В., Назарова Г.Н., Усачев Н.А. и др. Построение монолитных ИС многоразрядных фазовращателей СВЧ диапазона с улучшенными точностными характеристиками. Известия вузов. ЭЛЕКТРОНИКА. №5. 2012 г. С.31–38.

Система вывода излучения планарного гиротрона

Д.И. Соболев, В.Ю. Заславский, Н.С. Гинзбург, А.Н. Куфтин

Федеральное государственное бюджетное научное учреждение «Федеральный исследовательский центр Институт прикладной физики Российской академии наук»
ул. Ульянова, 46, г. Нижний Новгород, 603950, Россия
nrtnm@mail.ru

Аннотация: Рассмотрены варианты вывода излучения из планарного гиротрона, работающего на частоте 144.8 ГГц, и представлены результаты расчета эффективности для выбранного варианта системы вывода.

1. Введение

В последние годы достигнут существенный прогресс в разработке гиротронов субтерагерцового диапазона, в которых получена мощность излучения в несколько киловатт. При работе в субмиллиметровом диапазоне в традиционных схемах гиротронов с резонаторами, формируемыми отрезками слабо нерегулярных цилиндрических волноводов, для достижения высокой мощности при малом поперечном размере системы необходимы высокая степень компрессии пучка и большие плотности токов в пространстве взаимодействия. В качестве одного из возможных решений представляет интерес планарная схема гиротрона с ленточным поливинтовым электронным пучком. Достоинством такой схемы является возможность использования в качестве электродинамической системы открытого в поперечном направлении планарного волновода. Соответственно, если по продольной координате волновод закрыт закритическими сужениями, то может быть реализован поперечный по отношению к направлению поступательного движения частиц вдоль ведущего магнитного поля дифракционный вывод излучения, который одновременно позволяет обеспечить селекцию мод по открытой координате, вследствие различия дифракционных потерь мод с различным числом вариаций [1,2].

2. Квазиоптическая система вывода излучения

Для вывода излучения из планарного гиротрона в данной работе предлагается система, состоящая из зеркал и квазиоптических преобразователей высокой моды планарного волновода в наклонный гауссов пучок. Из-за ограниченности пространства внутри магнита по бокам резонатора расположена пара плоских зеркал, направляющих излучение вперед. В дальнейшем возможно как объединение излучения в один канал, так и независимый вывод. Второй вариант является предпочтительным, так как не требует определенного соотношения мощностей, выводимых в разные стороны резонатора. Кроме того, в этом случае вывод излучения разнесен с коллектором. После первой пары зеркал излучение с каждой стороны преобразуется из смеси нескольких первых мод $TE_{n,11}$ прямоугольного волновода в наклонный гауссов волновой пучок при помощи синтезированных волноводных преобразователей. Эффективность преобразования составляет около 99%, электрическое поле внутри преобразователя показано на Рис. 1. После преобразователя каждый пучок проходит еще два профилированных зеркала, обеспечивающих требуемый поперечный размер и направляющих излучение в центр выходного окна.

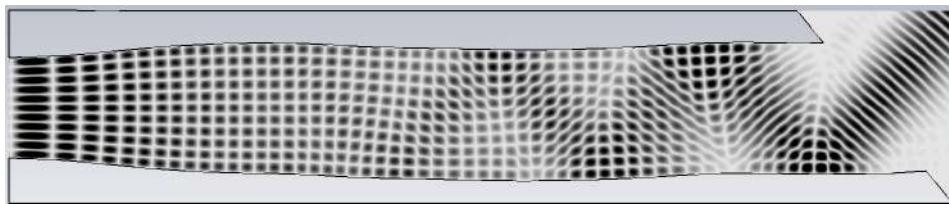


Рис. 1. Электрическое поле внутри преобразователя высокой моды прямоугольного волновода в наклонный волновой пучок.

Список литературы

1. Ginzburg N.S., Zotova I.V., Sergeev A.S., Zaslavsky V.Yu., Zheleznov I.V., High-Power Terahertz-Range Planar Gyrotrons with Transverse Energy Extraction // Phys. Rev. Letters. 2012. T. 108, 105101.
2. Zaslavsky V.Yu., Ginzburg N.S., Glyavin M.Yu., Zheleznov I.V., Zotova I.V., Three-dimensional particle-in-cell modeling of terahertz gyrotrons with cylindrical and planar configurations of the interaction space // Phys. Plasmas 2013. T. 20, 043103.

Разработка и моделирование четырехканального мультиплексера для диапазона 0,1-18 ГГц на основе микрополосковой линии передачи

Блохин А.В.

Центральное конструкторское бюро автоматики г. Омск

Аннотация: Представлены результаты моделирования и измерения электрических параметров макетного образца мультиплексера на основе микрополосковых фильтров с кауэровской аппроксимацией. Приведены результаты измерения параметров мультиплексера, нагруженного дополнительными канальными фильтрами.

1. Введение

Развитие систем радиолокации невозможно представить без совершенствования частотно-избирательных устройств. Разработанные ранее частотно-избирательные устройства СВЧ диапазона были построены на коммутируемых канальных фильтрах или делителях мощности нагруженных канальными фильтрами. Недостатки таких устройств очевидны – время переключения диапазонных фильтров становится соизмеримым скорости обработки сигналов, а в случае использования делителей мощности – ухудшение соотношения сигнал-шум приемного тракта. Оптимальным решением задач фильтрации сигналов является применение многоканальных мультиплексеров (в литературе встречаются термины триплексер, квадроуплексер). В данной работе приводятся результаты моделирования и измеренные параметры изготовленного четырехканального мультиплексера диапазона 0,1-18 ГГц, а также параметры мультиплексера с дополнительными канальными полосовыми фильтрами, обеспечивающими подавление сигнала в полосе задерживания не хуже 50 дБ.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Объектами исследований являлись два варианта разработанных и изготовленных в АО «ЦКБА» г.Омска мультиплексера (мультиплексер и мультиплексер с дополнительными канальными фильтрами).

Настройка и измерения электрических параметров в нормальных условиях осуществлялись с использованием четырехпортового векторного анализатора цепей компании «KEYSIGHT» серии PNA N5522A.

Испытания на стойкость, прочность и устойчивость к внешним воздействующим факторам проводилось на оборудовании и приспособлениях, имеющихся в отделе испытаний АО «ЦКБА».

3. Расчётно-экспериментальные результаты

Для разработки и моделирования мультиплексера была использована классическая схема мультиплексера со смежными полосами пропускания рис.1. Частоты стыковки фильтров мультиплексера по уровню 3 дБ: 4, 8 и 12 ГГц согласно требованиям заказчика. Результаты измерений основных параметров мультиплексера и мультиплексера с дополнительными канальными фильтрами приводятся на рис. 2 и рис. 3 соответственно. В докладе так же приводятся результаты моделирования и экспериментальные измерения дополнительных канальных фильтров.



Рис.1

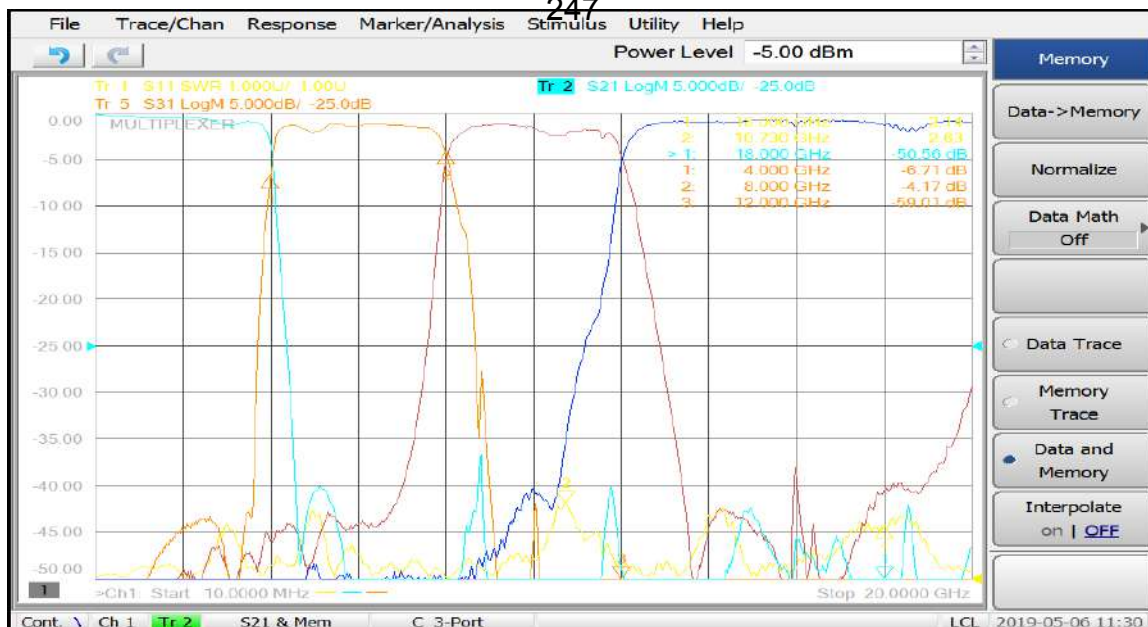


Рис.2

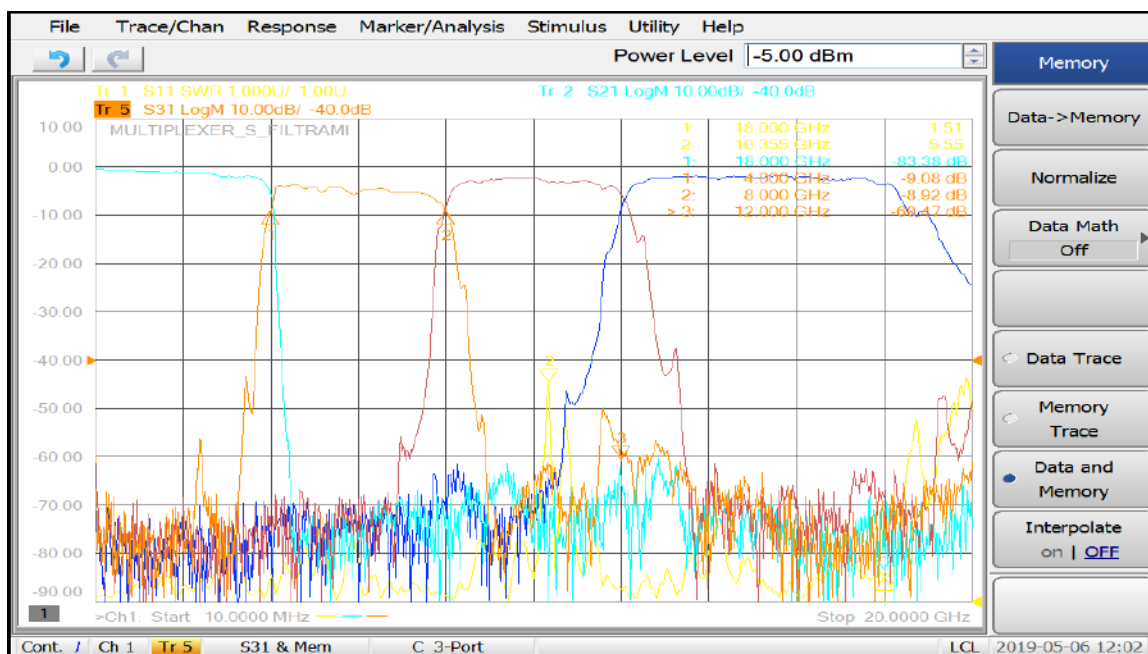


Рис.3

4. Заключение

При проектировании и моделировании мультиплексера были решены следующие задачи:

- 1) выбор схемы мультиплексера, типа линии передачи, материала подложки и аппроксимации фильтров диплексеров;
- 2) обеспечение стыковки коэффициентов передач фильтров мультиплексера по уровню 3 дБ;
- 3) обеспечение электрических параметров в диапазоне рабочих частот мультиплексера (КСВН, ослабление в полосе пропускания каналов, неравномерность коэффициента передачи в полосе пропускания каналов, ослабление в полосе задерживания) согласно требованиям заказчика;
- 4) согласование дополнительных канальных полосовых фильтров с выходами мультиплексера;
- 5) конструктивно-технологические задачи (массо-габаритные, устойчивость к воздействию внешних факторов, обеспечение технологичности при серийном производстве).

Электromагнитное излучение колеблющихся тонких пленок

Харланов А. В.

Волгоградский Государственный Технический Университет
пр. им. В. И. Ленина, 28, Волгоград, 400005, Россия
harlanov_av@mail.ru

Аннотация: Проводится численное моделирование электромагнитного излучения колеблющейся сферической пленки. Приводятся зависимости поля от расстояния и времени.

1. Введение

Исследованием физических процессов в фосфолипидных тонких пленках занимается биоэлектроника – область электроники, рассматривающей биологические объекты для систем обработки информации и новых устройств [1].

На границе пленки с водой возникает двойной электрический слой. Если рассматривать пленку как мембрану, то с внешней и внутренней стороны находятся известные заряды разных знаков [2]. Механические колебания бислоя и, соответственно, заряда могут создавать переменные поля в соответствии с законами электродинамики. Механические колебания любой пленки можно возбуждать как механическим способом (путем воздействия звуковой волной [3]), так и электромагнитным (воздействие импульсной электромагнитной волной [4,5]). Также в [6] эмпирически показано, что живая клетка и без внешнего воздействия совершает акустические колебания. Так как акустические колебания зависят от состояния клетки, то, зная параметры этой волны, можно узнать и параметры колебаний клетки. Также это может быть использовано для преобразования сигнала.

2. Постановка задачи

Колеблющийся фосфолипидный бислой можно представить, как сферический слой диполей, с переменными дипольными моментами. Разобьем сферу на элементарные площадки dS . Тогда элементарный дипольный момент в сферических координатах будет иметь вид:

$$dp' = h(t)\sigma dS = h(t)\sigma R^2 \sin \theta_1 d\theta_1 d\varphi_1,$$

где R – радиус пленки, σ – поверхностная плотность заряда у поверхности пленки, q – заряд, (R, θ_1, φ_1) – координаты элементарного диполя (Рисунок 1). Длина диполя меняется со временем по закону:

$$h(t) = h + \eta P_n^m(\cos \theta_1) \cos(m\varphi_1) \cos(\omega_0 t),$$

где h – толщина пленки, η – амплитуда колебаний пленки, $P_n^m(\cos \theta_1) \cos(m\varphi_1)$ – собственные функции внутренности полой сферы (по этому закону изменяется амплитуда колебаний пленки) [7], ω_0 – частота акустических колебаний пленки.

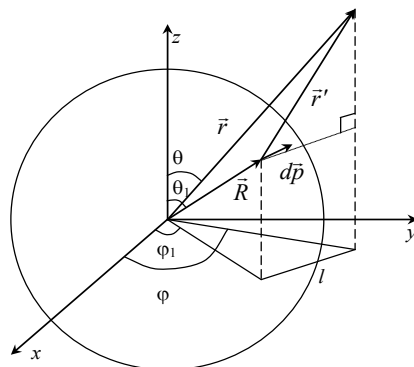


Рис. 1. Сферическая тонкая пленка

Как показали модельные эксперименты в двумерном случае, в дальней зоне электромагнитное поле очень мало, а в ближней зоне только электрическое поле является существенной величиной. Выражение для напряженности электрического и магнитного полей излучения диполя в ближней зоне имеет вид [8]:

$$d\mathbf{E}(r, \theta, \varphi) = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} [3ndp' \cos \alpha - dp'] \frac{1}{r'^3}.$$

В этой формуле $\mathbf{n} = \mathbf{r}'/r'$. Интегрируя по всей поверхности сферы, можно найти поле, создаваемое колеблющейся пленкой в произвольной точке пространства.

3. Результаты численного моделирования

Для расчета взяты следующие характеристики. Общий заряд системы $q = 10^{-13}$ Кл [9], толщина пленки $h = 10$ нм, амплитуда колебаний пленки $\eta = 0,1$ нм, радиус пленки $R = 10$ мкм, циклическая частота колебаний $\omega_0 = 10^8 \text{ с}^{-1}$ (частота акустических колебаний [7]).

На рисунке 2 представлены графики зависимостей проекций напряженности электрического поля в ближней зоне на оси координат. Полученные значения высчитывались в момент времени $t = 10^{-7}$ с на расстоянии $r = 1$ мм под углом наблюдения $\varphi = \pi/2$ рад, для низшего типа колебания сферической мембраны ($n = 1, m = 0$). Видно, что для такого вида колебаний результирующее поле сильно зависит от направления θ (от φ не зависит, так как при $m = 0$ по φ толщина мембраны не меняется).

На рисунке 3 представлены зависимости электрического поля, создаваемого низшим видом колебаний, от времени для двух точек – $\theta = 0$ рад и $\theta = \pi/2$ рад. Очень хорошо видно как сильно меняется поле (в несколько раз), несмотря на то, что дипольный момент пленки меняется очень слабо (всего на 1%).

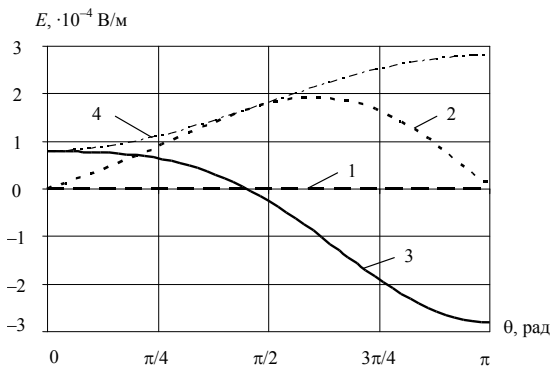


Рис. 2. Напряженность поля, создаваемая пленкой (1 – E_x , 2 – E_y , 3 – E_z , 4 – E)

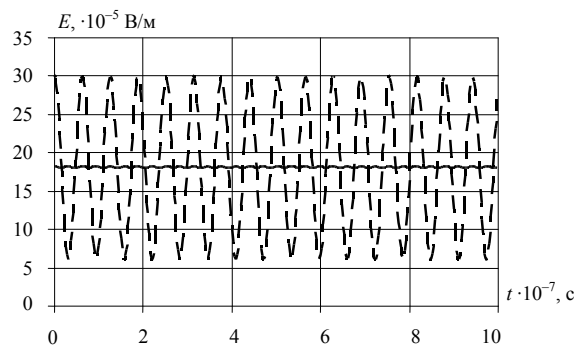


Рис. 3. Зависимость напряженности электрического поля от времени. (сплошная линия – $\theta = \pi/2$ рад, пунктирная – $\theta = 0$ рад)

4. Заключение

Таким образом, поля, создаваемые колеблющимися тонкими пленками можно использовать в качестве источника информации о среде и самой пленки, так как от их параметров зависит вид колебаний. Также пленки можно использовать для преобразования сигналов путем возбуждения акустических колебаний пленок внешним сигналом.

Список литературы

1. Nicolini C. From neural chip and engineered biomolecules to bioelectronic devices: an overview // Biosensors and Bioelectronics. 1995. 10(1-2): 105 – 127.
2. Рубин, А.Б. Биофизика: В 2-х кн.: Учеб. для биолог. спец. вузов. Кн. 2 / А.Б. Рубин. М.: Высш. шк. 1987. 303 с.
3. Zinin P.V., Allen J.S. Deformation of biological cells in the acoustic field of an oscillating bubble // Physical Review E. 2009. 79(2 Pt 1):021910.
4. Харланов А. В. Модель акустических колебаний биологических мембран и влияние на них слабого внешнего сигнала // Список трудов 23-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2013). 2013. С. 1089 – 1090.
5. Kharlanov, A. V. Forced Acoustic Oscillations of Biological Cell / A. V. Kharlanov // Bioelectromagnetics. 2017. 38(8):613 – 617.
6. Pelling A. E., Sehati S., Gralla E. B., Valentine J. S., Gimzewski J. K. Local Nanomechanical Motion of the Cell Wall of *Saccharomyces cerevisiae* // Science 2004. 305. 5687. pp. 1147–1150.
7. Шейн А. Г., Харланов А. В. Поперечные акустические колебания клетки и влияние на нее электромагнитных волн низкой интенсивности // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. 2006. № 4. С. 10 – 15.
8. Федорченко А. М. Теоретическая физика. Классическая электродинамика: Учеб. пособие. –К.: Выща шк. –1988. –280 с.
9. Бецкий О. В., Лебедева Н. Н. Современные представления о механизмах воздействия низкоинтенсивных миллиметровых волн на биологические объекты // Миллиметровые волны в биологии и медицине. – 2001. – № 3. – С. 5 – 19.

Моделирование конструкции интегрального электростатического МЭМС переключателя емкостного типа

Лысенко И. Е., Ткаченко А. В., Молчанова Л. Ф.

Южный Федеральный Университет, Институт нанотехнологий, электроники и приборостроения
ул. Шевченко, 2, Таганрог, Ростовская обл., 347922, Россия
ielysenko@sfedu.ru

Аннотация: Исследуются характеристики разработанной конструкции интегрального электростатического микроэлектромеханического переключателя, дается аналитическая оценка его статических параметров, проводится численное исследование деформации исполнительного механизма под воздействием электростатической силы в программном комплексе ANSYS.

1. Введение

Переключатели, изготовленные с использованием МЭМС технологий, используются для коммутации различных линий передачи сигнала в элементах распределенных структур и обслуживающих модулях систем спутниковой и наземной радиосвязи. Например, в аттенюаторах с изменяемой конфигурацией, перестраиваемых антенных устройствах, перестраиваемых согласующих устройствах, переключающих матрицах или же в качестве основного конструктивного элемента интегральной высокочастотной (ВЧ) платы конкретного назначения.

В данной работе представлены результаты исследования характеристик разработанной конструкции интегрального электростатического МЭМС переключателя емкостного типа с применением аналитических выражений и конечно-элементного моделирования в программном комплексе ANSYS.

2. Объект исследований и методика проведения моделирования

Объектом исследований является разработанная конструкция интегрального электростатического МЭМС переключателя с емкостным принципом коммутации.

При численном моделировании задач механики сплошной среды важным параметром является качество расчетной конечно-элементной сетки. Вопрос качества сетки имеет критическое значение в контактных задачах, поскольку, с одной стороны, мелкие элементы с более высокой точностью отражают поведение конструкции при приложении к ней нагрузок, а с другой стороны, такие задачи в силу своей нелинейности требуют привлечения значительных вычислительных ресурсов. Геометрическая модель исполнительного механизма разработанного МЭМС переключателя и фрагмент конечно-элементной сетки с заданным характерным размером ячейки 1 мкм приведены на рис. 1.

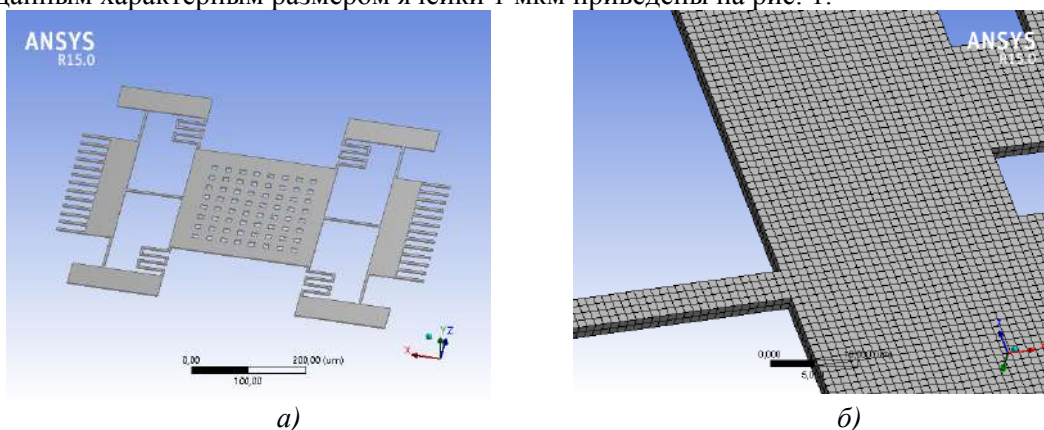


Рис. 1. Модель исполнительного механизма МЭМС переключателя а) и фрагмент конечно-элементной сетки с заданным характерным размером ячейки 1 мкм

Для моделирования электростатической активации МЭМС переключателя емкостного типа в программном комплексе ANSYS предусмотрен специальный инструментарий, позволяющий привязать к задаче упругости необходимые элементы электростатики. Реализованный подход к моделированию элек-

тростатической задачи активации МЭМС предполагает, что электрическое поле существует только в области между управляющими электродами и их проекциями на мембрану, и не учитывает краевых эффектов.

Задачи численного моделирования, допускающие возникновение контактов, характеризуются нелинейностью, что в значительной степени усложняет их решение. Нелинейность в этом случае связана с зависимостью внутренних сил от перемещений. То есть при достижении перемещения узлов конечно-элементной сетки некоторого значения появляются силы, которые должны препятствовать дальнейшему движению узлов. Таким образом, контактные задачи характеризуются скачкообразной зависимостью внутренних сил от перемещений узлов, высокой степенью нелинейности и требуют для решения значительных вычислительных ресурсов.

3. Результаты численного моделирования

При решении статической прочностной задачи в модуле *Static Structural Analysis* определяются перемещения, напряжения и деформации, обусловленные приложенными нагрузками. При этом полагается, что эффекты, связанные с инерцией и демпфированием, малы. В расчетах модуля *Static Structural Analysis* нагрузки, заданные пользователем, прикладываются постепенно: решение разбивается на шаги. На первом шаге рассчитываются перемещения и напряжения при приложении к исходной системе нагрузки, примерно равной частному от деления заданной пользователем нагрузки на количество шагов. На следующем шаге нагрузка прилагается уже к деформированной системе, состояние которой было определено на предыдущем шаге и т. д.

Наиболее приемлемым с точки зрения точности получаемого результата и затрат машинного времени следует считать вычислительный эксперимент, выполненный на сетке с характерным размером ячейки 1 мкм. Рис. 2 иллюстрирует деформацию исполнительного механизма МЭМС переключателя в замкнутом положении в данном расчете.

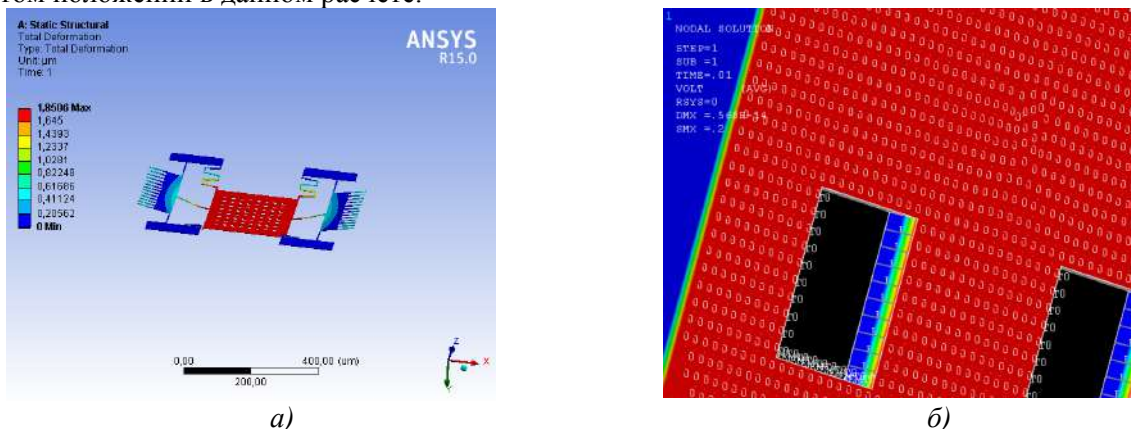


Рис. 2. Распределение вдоль исполнительного механизма значения деформации а) и электрического потенциала б) по оси Z при замыкании МЭМС переключателя. Статический расчет. Размер ячейки конечно-элементной сетки 1 мкм

4. Заключение

В данной работе рассмотрена разработанная конструкция интегрального электростатического МЭМС переключателя емкостного типа.

Средствами программного комплекса *ANSYS Mechanical 15.0* проведен статический анализ прогиба исполнительного механизма под действием электростатической силы, возникающей при подаче управляющего напряжения на неподвижный управляющий электрод. О достоверности прямого численного моделирования свидетельствует наличие и монотонный характер сеточной сходимости, а также совпадение порядка величины напряжения притяжения с аналитической оценкой. Анализ полученного неравномерного распределения механического напряжения в деформированном исполнительном механизме МЭМС переключателя показал, что максимальные напряжения возникают в области упругих элементов крепления мембраны.

Результаты исследования получены с использованием оборудования Студенческого конструкторского бюро «Элементы и приборы инерциальных навигационных систем робототехники» Института нанотехнологий, электроники и приборостроения Южного Федерального Университета (г. Таганрог) при финансовой поддержке «Программы развития Южного Федерального Университета до 2021 года» проект ВнГр-07/2017-10.

Моделирование микроволновых сумматоров-делителей субмодулей усилителей мощности

Васильев Е. П.

Рязанский государственный радиотехнический университет,
ул. Гагарина, 72, Рязань, 390044, Российская Федерация, evasiliev48@mail.ru

Аннотация: Проведено моделирование двухступенчатого трехдецибелного микрополоскового направленного ответвителя с фазосдвигающей цепочкой между секциями. Получена конструкция с реализуемыми зазорами между связанными линиями. Исследованные направленные ответвители использованы в качестве сумматоров-делителей субмодулей усилителей мощности L и X-диапазонов

1. Введение

Микроволновые сумматоры-делители (СД) мощности находят широкое применение в диаграммообразующих схемах, балансных схемах усилительных каскадов, в субмодулях усилителей мощности передатчиков РЛС, в фазовращателях, согласованных аттенуаторах и других схемно-топологических решениях. Сравнительный анализ современных СД [1, 2] показал, что развитие данного научного направления требует новых конструктивных решений направленных на улучшение основных характеристик. В частности, для повышения технологичности и стабильности параметров НО с сильной связью на связанных микрополосковых линиях (СМПЛ) целесообразно исключить проволочные переемы, которые используются, например, в НО Ланге и его модификациях [3].

В данной работе приведены результаты исследования оригинального конструктивного решения двухступенчатого НО с фазосдвигающей цепочкой (НО_ФЦ) [4]. Корректность полученных результатов подтверждена электродинамическим моделированием с последующей верификацией полученных данных различными методами.

2. Объекты анализа и моделирования

Объектами исследований являлись НО_ФЦ, которые применялись в качестве делителей-сумматоров включенных по схеме TWL в субмодулях усилителей мощности L и X диапазонов. В процессе моделирования использовалось схемотехническое и электродинамическое моделирование (программный продукт AWR Design Environment: модули VoltaireXL, EMSight, AximEM).

3. Результаты моделирования и применения двухступенчатого НО с фазосдвигающей цепочкой

НО_ФЦ на СМПЛ с переходным ослаблением -3дБ наиболее чувствителен к конструктивно-технологическому разбросу параметров (рис.1). Правая половина НО получается зеркальным отображением рис. 1а относительно ФЦ (рис. 2а).

ФЦ (рис. 1б) длиной $\lambda_{\text{мпл}}/4 < L < \lambda_{\text{мпл}}/2$ обеспечивает на центральной частоте синфазное суммирование мощности в выходном плече вторичной линии. При этом для сокращения габаритов НО могут быть использованы фазосдвигающие цепочки на сосредоточенных элементах реализованные по Т или П-образной схеме. Абсолютное максимальное расхождение характеристик S12 и S13 в полосе 8.5 ГГц – 9.5 ГГц, рассчитанное двумя указанными электродинамическими программами составило 0.198 дБ (рис. 2). Неидентичность выходных каналов НО_ФЗ на частотах 8.5 ГГц, 9 ГГц и 9.5 ГГц составляет 0.417 дБ, 0.304 дБ и 0.488 дБ, соответственно (рис. 2б). Дисбаланс фазы составил не более 0.54 градуса. Развязка между выходными каналами < - 20 дБ, коэффициент отражения от входа S11 < - 21.3 дБ.

В отличие от НО Ланге в НО_ФЗ выходные каналы гальванически не связаны, что обеспечивает развязку цепей питания и смещения транзисторов субмодуля.

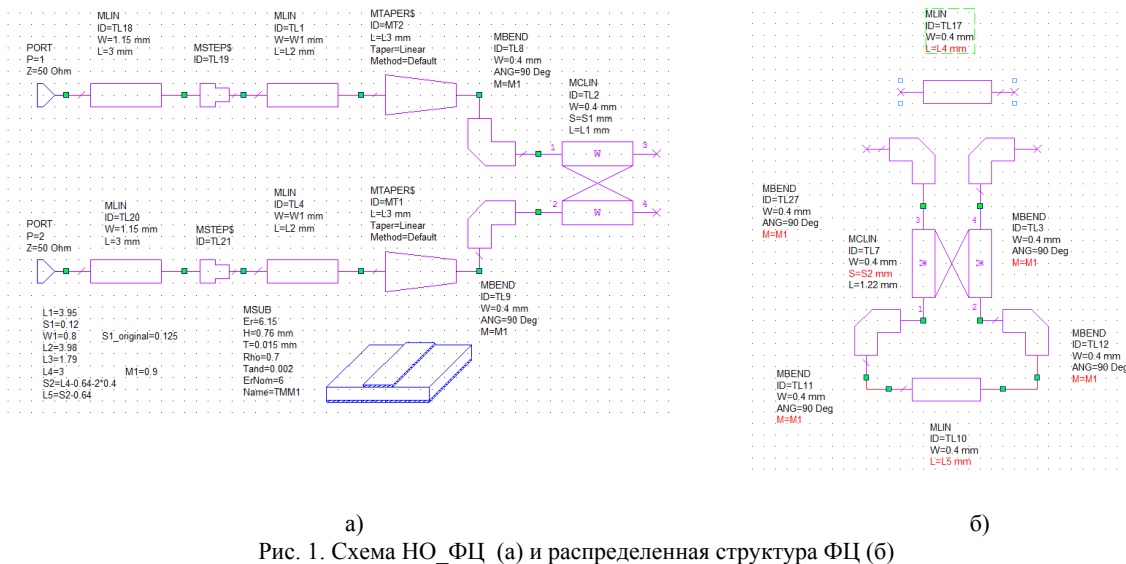


Рис. 1. Схема НО_ФЦ (а) и распределенная структура ФЦ (б)

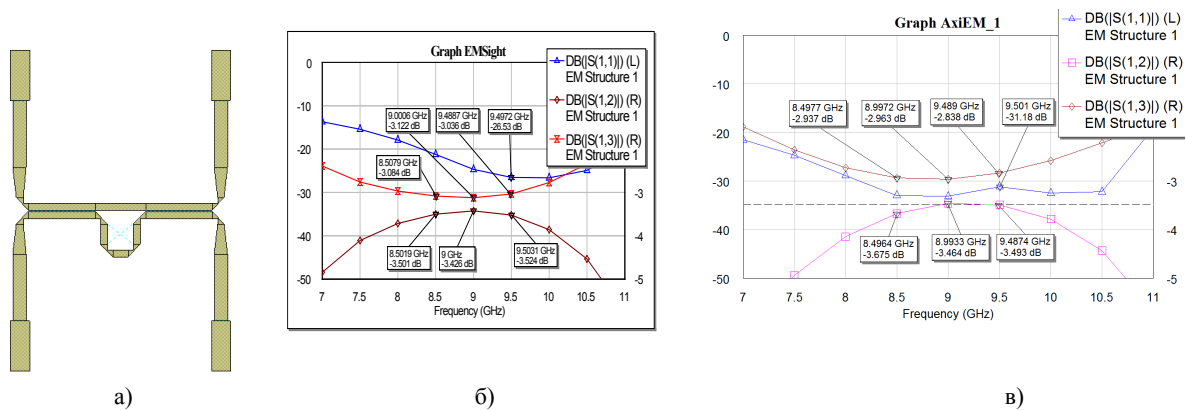


Рис.2. Топология НО_ФЦ (а) и результаты ЕМ-моделирования с использованием модулей EMSight (б) и AximEM (в)

Результаты моделирования субмодуля усилителя с сумматорами-делителями на НО_ФЦ с переходными ослаблениями 3 дБ, 4.7 дБ, 6 дБ, 7 дБ, 7.78 дБ и 8.45 дБ апробированы в процессе разработки приемопередающих модулей авионики [5].

4. Заключение

Проведенное исследование оригинального конструктивного решения двухступенчатого НО с фазосдвигающей цепочкой показало возможность достижения сильной связи (без использования перемычек). Для достижения данной цели используется во вторичной линии фазосдвигающая цепочка с распределенными или сосредоточенными параметрами. Результаты моделирования различными методами (модули VoltaireXL, EMSight, AximEM), показали достаточную точность совпадения результатов расчетов. Предложенные конструктивные варианты НО применяются в ООО НПК Радарсервис в качестве сумматоров-делителей субмодулей усилителей мощности L и X-диапазонов.

Список литературы

1. Останков А.В., Щетинин Н.Н. Микрополосковые направленные ответвители УВЧ и СВЧ диапазонов // Радиостроение. 2017. № 05. С. 1-37.
2. Kishchinsky A.A., Radchenko V.V., Radchenko A.V. Broadband Quadrature Couplers for Microwave Power Amplifiers // 23th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2013). Sevastopol. 2013, pp. 6–10.
3. Lange J. Interdigitated stripline quadrature hybrid. IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique. 1969, pp. 1150-1151.
4. Трёхступенчатый направленный ответвитель: пат. 2016100276/28(000335) Рос. Федерация: МПК H01P 5/18 / Левашев В.Г., Иванов М.А.; заявитель и патентообладатель ООО НПК Радарсервис; заявл. 11.01.2016. Режим доступа: https://нэб.pdf/catalog/000224_000128_0000165185_20161010_U1_RU/ (дата обращения 04.25.19).
5. Иванов А.Г., Иванов М.А., Левашев В.Г. Технология мощных передатчиков L-диапазона информационно-измерительных систем авионики // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2014. № 3. С. 131-134.

Особенности распространения электромагнитных волн в двух- и трёхслойных цилиндрических диэлектрических волноводах

¹ Шеин А. Г., ¹ Харланова Т. С.

¹ Волгоградский Государственный Технический Университет
пр. им. В.И. Ленина, 28, Волгоград, 400005, Россия
professor39@mail.ru, harlanova.ts@yandex.ru

Аннотация: Исследованы различные характеристики электромагнитных волн, распространяющихся в двух- и трехслойных открытых диэлектрических волноводных структурах цилиндрической формы. Рассмотрены параметры составляющих волн в отдельных областях волновода. Проанализированы полученные в ходе исследования электродинамические характеристики, частотные зависимости для нескольких значений величин диэлектрической проницаемости слоев. Представлены соответствующие графики зависимости.

1. Введение

Круглые волноводы широко используются при создании устройств диапазона волн СВЧ и КВЧ. Огромный интерес представляет изучение структуры и характеристик электромагнитных волн, распространяющихся в многослойных диэлектрических волноводах при различных значениях относительной диэлектрической проницаемости отдельных слоёв. Немаловажны условия появления при определенных частотах различных типов (мод) волн, различающихся скоростью распространения, критическими частотами. Также весьма актуальна задача выявления определенных параметров волновода (радиусы поперечного сечения слоев, относительные диэлектрические проницаемости, соотношения между ними для соседних слоев) с целью получения максимальной концентрации мощности потока в определенном слое.

2. Объект исследования

Имеется открытый цилиндрический волновод, состоящий из нескольких слоев диэлектрика: каждый из слоев имеет радиус поперечного сечения R_n , относительные диэлектрические проницаемости ε_n , относительные магнитные проницаемости μ_n . Окружающее пространство рассматривается как диэлектрический слой волновода с бесконечно протяженными стенками с диэлектрической проницаемостью ε_{n+1} и магнитной проницаемостью μ_{n+1} . Диэлектрик считается однородным и изотропным в каждом из слоев волновода, при распространении электромагнитных волн потери не учитываются. Рассматриваются случаи при различных соотношениях между относительными диэлектрическими проницаемостями слоев, а также для различных радиусов поперечного сечения волновода при распространении симметричных волн.

Расчеты проводились для достаточно малых значений радиусов поперечных сечений слоев волновода $r \sim 10^{-3}$ м на частотах электромагнитных волн диапазона КВЧ.

3. Результаты расчетов, соответствующие графики

Расчеты проводились на частотах $\omega = 5,5 * 10^{11}..10 * 10^{11}$ (то есть порядка 10^2 ГГц)

Для трехсредной волноводной системы для случая $\varepsilon_2 > \varepsilon_1 > \varepsilon_3$ получены дисперсионные уравнения, где $\bar{\mu} = \frac{\mu_1}{\mu_2}$, $\bar{\mu} = \frac{\mu_3}{\mu_2}$, $\bar{\varepsilon} = \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}$, $\bar{\varepsilon} = \frac{\varepsilon_3}{\varepsilon_2}$, $k_n = \sqrt{\beta^2 - \omega^2 \varepsilon_0 \mu_0 \varepsilon_n}$ (k_n – поперечные волновые числа в отдельных слоях):

$$\frac{J_1(k_1 R_1)}{J_2(k_1 R_1)} \left[\frac{1}{k_1} \bar{\mu} \frac{J_1(k_1 R_1)}{J_2(k_1 R_1)} + \frac{1}{k_2} \frac{J_1(k_2 R_2)}{J_2(k_2 R_2)} \right] \left[\frac{1}{k_2} \frac{N_1(k_2 R_2)}{N_2(k_2 R_2)} - \frac{1}{k_2} \bar{\mu} \frac{K_1(k_2 R_2)}{K_2(k_2 R_2)} \right] - \left[\frac{1}{k_1} \frac{J_1(k_1 R_1)}{J_2(k_1 R_1)} - \frac{1}{k_2} \bar{\mu} \frac{K_1(k_1 R_1)}{K_2(k_1 R_1)} \right] \left[\frac{1}{k_1} \bar{\mu} \frac{J_1(k_1 R_1)}{J_2(k_1 R_1)} + \frac{1}{k_2} \frac{N_1(k_2 R_2)}{N_2(k_2 R_2)} \right] \frac{N_2(k_2 R_2)}{N_1(k_2 R_2)} = 0$$

(для случая магнитных волн)

$$\left[\frac{1}{k_1} \bar{\varepsilon} \frac{J_1(k_1 R_1)}{J_2(k_1 R_1)} - \frac{1}{k_2} \frac{J_1(k_2 R_2)}{J_2(k_2 R_2)} \right] \left[\frac{1}{k_2} \bar{\varepsilon} \frac{K_1(k_2 R_2)}{K_2(k_2 R_2)} + \frac{1}{k_2} \frac{N_1(k_2 R_2)}{N_2(k_2 R_2)} \right] \frac{J_2(k_2 R_2)}{J_1(k_2 R_2)} - \left[\frac{1}{k_2} \bar{\varepsilon} \frac{K_1(k_1 R_1)}{K_2(k_1 R_1)} + \frac{1}{k_1} \frac{J_1(k_1 R_1)}{J_2(k_1 R_1)} \right] \left[\frac{1}{k_1} \bar{\varepsilon} \frac{J_1(k_1 R_1)}{J_2(k_1 R_1)} - \frac{1}{k_2} \frac{N_1(k_2 R_2)}{N_2(k_2 R_2)} \right] \frac{N_2(k_2 R_2)}{N_1(k_2 R_2)} = 0$$

(для случая электрических волн)

Проанализированы характеристики магнитных волн в двухслойной волноводной структуре, построены кривые, соответствующие дисперсионному уравнению для случая $m=0$, чтобы определить частоты, с которыми могут распространяться волны в волноводе заданной конфигурации, посчитана критическая частота. Получены графики зависимости критической частоты от диэлектри-

ческой проницаемости для отдельных мод волн. Видно, что при росте относительной диэлектрической проницаемости снижается величина критической частоты.

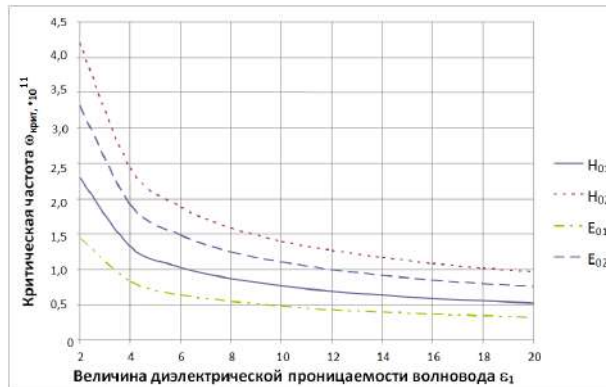


Рис. 1. Зависимости $\omega_{кр}(\epsilon_1)$ – критической частоты от относительной диэлектрической проницаемости внутреннего слоя волновода при фиксированном значении $\epsilon_2 = 1$ (диэлектрическая проницаемость внешнего слоя) и следующих параметров: $\mu_1 = 1$, $\mu_2 = 1$, $r_1 = 0,005$ м.

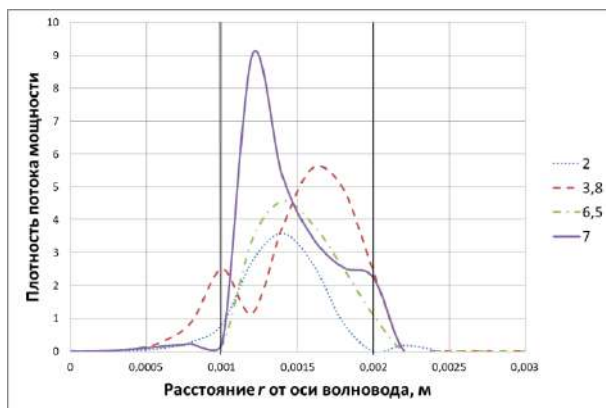


Рис. 2. Зависимость плотности потока мощности через поперечное сечение волновода от расстояния r для случая фиксированных $\epsilon_2 = 5$, $\epsilon_3 = 1$ и различных величинах диэлектрической проницаемости $\epsilon_1 = 2; 3,8; 6,5; 7$. Здесь отмечены радиусы внутренних слоев $r_1 = 0,001$ м, $r_2 = 0,002$ м.

4. Заключение

Получены дисперсионные уравнения для волн, распространяющихся в диэлектрических волноводах цилиндрической формы. При увеличении диэлектрической проницаемости волновода критическая частота уменьшается, поэтому область отсечки сдвигается в область более низких значений частот. Таким образом, изменяя величину относительной диэлектрической проницаемости материала волновода, можно добиться нужного диапазона пропускания частот электромагнитных волн.

По графику зависимости потока мощности через поперечное сечение волновода для поперечно-магнитных волн (ТМ) от радиальной координаты видно, что при фиксированных значениях величин диэлектрической проницаемости двух слоёв $\epsilon_2 = 5$, $\epsilon_3 = 1$ и изменении величины ϵ_1 внутреннего слоя меняется локализация основного потока энергии. Как можно заметить, основной поток мощности сосредоточен в среднем слое, а при изменении ϵ_1 пик мощности смещается от r_2 к r_1 , волна оттесняется к границе между первым и вторым слоями.

Список литературы

1. Веселов Г.И. Слоистые металлодиэлектрические волноводы / Г.И. Веселов, С.Б. Раевский. – Москва : Радио и связь, 1988. – 248 с.
2. Взятыхшев В. Ф. Диэлектрические волноводы / В.Ф. Взятыхшев. – М.: Советское радио, 1970. – 216 с.
3. Д. В. Валиков, Е. Ю. Смолькин. Численное решение задачи о распространении электромагнитных ТМ-волн в круглом диэлектрическом волноводе, заполненном нелинейной средой // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Физико-математические науки. – 2012. – № 3 (23). – С. 29–37.
4. Григорьев А.Д. Электродинамика и техника СВЧ : учебник для вузов по специальности «Электронные приборы и устройства» / А.Д. Григорьев. – Москва : Высшая школа, 1990. – 335 с.
5. Джексон Дж. Классическая электродинамика: Пер. с англ. Г.В. Воскресенского и Л.С. Соловьева / Под ред. Э.Л. Бурштейна. - М.: «Мир», 1965. - 702 с.
6. Лебедев И.В. Техника и приборы СВЧ. Под ред. академика Н.Д. Деяткова. Учебник для студентов вузов по специальности «Электронные приборы», М., «Высшая школа», 1970. – 440 с.
7. Семенов Н.А. Техническая электродинамика / учебное пособие для вузов. – М.: «Связь», 1973. – 480 с.
8. Мительман, Ю. Е. Электродинамика многослойных цилиндрических направляющих систем / Ю. Е. Мительман, С. Н. Шабунин ; Урал. федер. ун-т им. первого Президента России Б. Н. Ельцина. — LAP LAMBERT Academic Publishing, 2013. — 155 с.
9. Федоров Н.Н. Основы электродинамики: Учеб.пособие для вузов. – М.: «Высшая школа», 1980. – 399 с.

Расщепленные полосковые линии с подстраиваемыми параметрами и устройства на их основе

¹ Малютин Н.Д., ² Малютина А.Н., ³ Федоров В.Н.

¹ Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,
пр. Ленина, 40, Томск, 634050, Россия
ndm@main.tusur.ru

² Национальный исследовательский Томский государственный университет
пр. Ленина, 36, Томск, 634050, Россия
nmd@math.tsu.ru

Аннотация: Рассмотрены расщепленные полосковые линии с управляемыми параметрами и примеры устройств на их основе. Изменение параметров отрезков расщепленных полосковых линий осуществляется с помощью так называемых управляющих полосок, перекрывающих части расщепленной полосковой линии и имеющих сильную электромагнитную связь с ними. Между управляющими полосками и экраном включены сосредоточенные подстраиваемые элементы. В достаточно широком диапазоне такие полосковые структуры можно рассматривать как линии передачи с изменяемым характеристическим импедансом и изменяемым коэффициентом распространения. Получены формулы для вычисления матрицы передачи управляемых расщепленных полосковых линий, исследованы их частотные свойства. Приведены примеры применения расщепленных полосковых линий с подстраиваемыми параметрами при проектировании дискретных фазовращателей, ступенчатых трансформаторов импеданса

1. Введение

Существует два основных способа изменения параметров полосковых одиночных и связанных линий передачи [1-6]. Первый способ основан на управлении параметрами диэлектрической, магнитной или магнито-диэлектрической среды. Второй способ базируется на внесении сосредоточенных неоднородностей, создающих эффект изменения параметров в ограниченном диапазоне частот, поскольку при этом неизбежно образуется частотно-селективная цепь. В качестве сосредоточенных управляемых неоднородностей используются емкости сегнетоэлектрических конденсаторов, варикапов. Передающие линии при включении в них сосредоточенных элементов не изменяют свои свойства, а эффект изменения параметров системы наблюдается вследствие интерференции падающих и отраженных волн от неоднородностей.

В работе [7] было показано изменение параметров в управляемых секциях связанных полосковых линий. Эквивалентная схема такой секции показана на рис. 1. В [7] получены выражения для расчета частотных характеристик управляемых секций при вариации сопротивления регулирующего элемента Z_r . При этом секция рассматривается как полосковая линия с изменяемым характеристическим сопротивлением и изменяемым коэффициентом распространения, если диэлектрическое заполнение структуры неоднородно в поперечном сечении.

В настоящей работе поставлена цель сопоставить механизмы изменения параметров управляемой секции связанных полосковых линий (рис. 1) и секции, образованной расщепленной полосковой линией, электромагнитно связанной с управляющей полоской, шунтируемой сосредоточенным элементом (рис. 2).

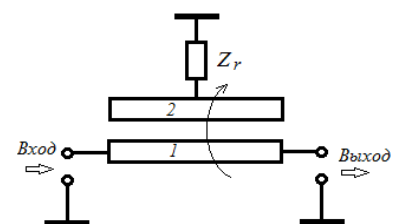


Рис. 1. Эквивалентная схема управляемой секции связанных полосковых линий: 1 – токонесущая полоска; 2 – управляющая полоска; Z_r – сопротивление регулирующего элемента

2. Объект исследований и методика эксперимента

Конструкция расщепленной полосковой линии с подстраиваемыми параметрами показана на рис. 2. Полосковый проводник 1 разделен на две части продольной прорезью. Обе части являются токонесущими проводниками, электромагнитно связанными с управляющими полосками 2. Управляющие полоски нагружены на сопротивления Z_r регулирующих элементов. На рис. 2 показано

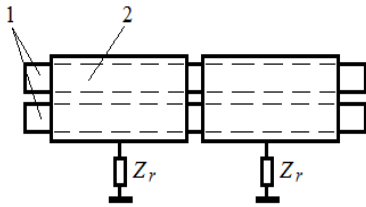


Рис. 2. Вид сверху на конструкцию подстраиваемой расщепленной линии: 1 – токонесущая полоска, расщепленная на две равные части продольной прорезью; 2 – управляющая полоска; Z_r – сопротивление регулирующих элементов

W_2 разбиты по длине на равные части $l_1/2$. Матрицы передачи $a1, a3$ определяются для трехпроводной связанной линии с первичными параметрами полосок W_1, W_2 . Нами использовалась программа расчета полной системы матричных параметров связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью и неодинаковой длиной в области электромагнитной связи. Порты 2 и 5 (концы управляющих полосок) в схеме не нагружены. Поэтому осуществлен переход к схеме восьмиполосника, производного от двенадцатиполосника. Его ABCD матрица получена с учетом граничных условий равенства токов нулю в портах 2 и 5: $I_2 = I_5 = 0$.

две секции подстраиваемых РПЛ. Эквивалентная схема секций подстраиваемых РПЛ, использованная для анализа частотных и регулировочных характеристик, показана на рис. 3.

Схема одной секции (рис. 3) рассмотрена как двенадцатиполосник, параметры которого определяются исходя из предположения, что в связанных полосках распространяются квази-Т-волны. Схема секции разбивается на три двенадцатиполосника $a1, a2, a3$. На этой схеме отрезок связанных линий W_1 и управляющая полоска

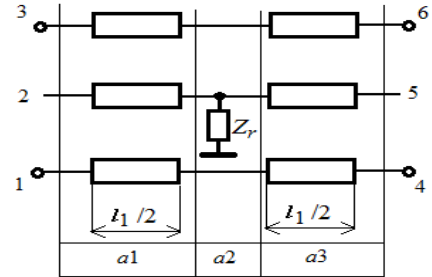


Рис. 3. Схема секции подстраиваемой РПЛ как двенадцатиполосника

3. Результаты расчета и экспериментальные данные

Расчет и экспериментальные исследования показали, что в достаточно широком диапазоне частот секции РПЛ при $Z_r \rightarrow 0$ имеют характеристики, близкие к характеристикам одиночной полосковой линии, если осуществляется синфазное возбуждение полосок РПЛ. Это позволяет использовать параллельно-последовательную схему включения коммутирующих элементов в полоски РПЛ при использовании отрезков РПЛ в качестве элементов задержки дискретных фазовращателей. Секции РПЛ были также использованы для построения управляемых трансформаторов волновых сопротивлений, подстраиваемых сосредоточенными элементами.

4. Заключение

Предложены конструкции расщепленных полосковых линий, позволяющие улучшать характеристики дискретных фазовращателей [8] и осуществлять подстройку параметров других устройств. Показана возможность подстройки волнового сопротивления и фазового сдвига передающих линий предложенного типа в широком диапазоне частот.

Список литературы

1. Belyaev B.A. Physical principles of the design of electrically controllable microstrip devices / Belyaev B.A., Leksikov A.A., Shabanov V.F., Serzhantov A.M. // Russian Physics Journal. – 2008. Vol. 51. № 9. P. 919-929.
2. Serzhantov A.M., Lemberg K.V. Investigation of a liquid crystal tunable phase shifter / 2010 20th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings 2010 20th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology. Sevastopol, Crimea. – 2010. – P. 702-703.
3. Pleskachev V.V., Vendik I.B.. Tunable microwave filters based on ferroelectric capacitors / 13th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, 2003. CriMiCo 2003. – 2003. P. 468 - 470
4. Makoto Tsutsumi and Kensuke Okubo. Effect of stubs on ferrite microstrip line magnetized to wave propagation / 2009 Asia Pacific Microwave Conference. – 2009. – P. 1234 – 1237.
5. Moussavou, A.-G., Sauleau, R., Mahdjoubi, K., Deputier, S., Guilloux-Viry, M., & Perrin, A. Study of planar transmission lines printed on a ferroelectric thin Film: Optimum tunability and figure of merit. 2006 First European Conference on Antennas and Propagation. doi:10.1109/eucap.2006.4585018.
6. Вендик И.Б. Электрически перестраиваемые и управляемые устройства СВЧ: предельные характеристики // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2005, № 1. – С. 45-49.
7. Воробьев П.А., Малютин Н.Д. Анализ характеристик связанных полосковых линий на неоднородном диэлектрике с сосредоточенными регулирующими неоднородностями // Известия вузов СССР (Радиоэлектроника), 1975. Т.18, №2.-С.97-99.
8. Malutin N.D., Loschilov A.G., Bolshanin I.V., and Malutina A.N. Phase shifters based on split strip lines. CriMiCo 2012 22nd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings, p. 516-517.

Соосные коаксиально-волноводные переходы СВЧ и КВЧ диапазонов

Козлов С.В., Павлов С.В., Хорошилов Е.В.

АО «НПФ «Микран»
просп. Кирова 51д, Томск, 634041, Россия
kozlov@micran.ru

***Аннотация:** В работе представлены результаты электромагнитного моделирования в системе автоматизированного проектирования и измерения электрических параметров опытных образцов соосных коаксиально-волноводных переходов СВЧ и КВЧ диапазонов.*

1. Введение

В линиях передачи СВЧ сигналов (ЛП) часто возникает необходимость перехода от одного типа линии к другому. Для этих целей предназначены специальные устройства, называемые переходами. Переходы нарушают регулярность тракта, и поэтому должны быть хорошо согласованы по каждому из входов и не должны снижать электрическую прочность тракта [1]. На практике чаще всего используются коаксиальная и волноводная ЛП. Соответственно для их сочленения применяются коаксиально-волноводные переходы (КВП). Существует 2 основных типа конструкции КВП: соосные и угловые (перпендикулярные) с различными типами электрической связи. Каждая из них имеет свои достоинства и недостатки. Например, угловые КВП имеют более простую конструкцию, по сравнению с соосными. Так же за счет подстроечных элементов угловые КВП выигрывают по электрическим параметрам у соосных. Однако, при построении сложных СВЧ систем часто возникают ситуации, когда применение угловых КВП невозможно из-за их конструкции. В данной статье рассматривается методика моделирования соосных КВП в системе автоматизированного проектирования (САПР), а так же результаты измерения опытных образцов соосных КВП.

2. Объекты разработки и исследования

Объектами разработки и исследования являются соосные КВП с сечениями волноводов 16x8 мм, 11x5,5 мм и 7,2x3,4 мм. Все КВП разработаны, изготовлены и проверены в АО «НПФ «Микран» [2].

3. Моделирование соосных КВП в САПР

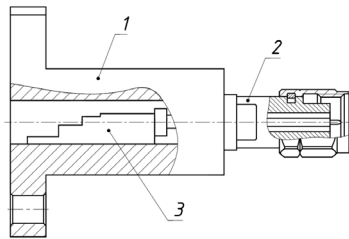
КВП сочленяет между собой две ЛП, с разными типами волн и волновыми сопротивлениями. Кроме того, волновое сопротивление прямоугольного волновода зависит от частоты. Поэтому КВП представляет собой трансформатор волны типа T в коаксиальной ЛП в волны типа H или E в прямоугольном волноводе и относится к числу т.н зондовых переходов. Для возбуждения волн типа H в волновод вводится штырь (зонд), перпендикулярный продольной оси волновода, а для возбуждения волн типа E штырь вводится с торца волновода параллельно продольной оси волновода [3].

В разработанных соосных КВП применен второй способ ввода зонда. Для согласования волновых сопротивлений линий передач используется ступенчатый трансформатор.

Моделируемые КВП являются сложными устройствами, что затрудняет их разработку. Поэтому при электромагнитном моделировании такого рода устройств в САПР целесообразно пользоваться методом декомпозиции, разбив весь переход на базовые элементы, каждый из которых анализируется отдельно [4]. Исходными данными при разработке являлись рабочий диапазон частот, а так же стандартизованные по ГОСТ РВ 51914-2002 типы коаксиальных соединителей и волноводных фланцев. Основной задачей при электромагнитном моделировании является расчет оптимальных геометрических размеров ступенчатого трансформатора, а также волноводной и коаксиальных частей КВП (рисунок 1).

Для определения количества ступеней применялся метод неопределенных коэффициентов [5], показавший что их должно быть не менее 4.

В докладе так же приведены данные по расчету волновых сопротивлений ЛП КВП, необходимые для расчета согласующего трансформатора.



1 – волноводная часть КВП,
2 – коаксиальная часть КВП,
3 – согласующий ступенчатый трансформатор
Рисунок 1 – Конструкция соосного КВП

4. Измерение электрических параметров опытных образцов

По результатам электромагнитного моделирования в САПР были изготовлены опытные образцы КВП. На рисунке 3 представлены сравнительные графики результатов измерения КСВН опытных образцов и расчетных соотношений. Измерение проводилось с помощью векторного анализатора цепей Agilent E8364B. Графики демонстрируют хорошую сходимость результатов. Разработанные соосные КВП имеют низкий уровень отражения ($КСВН < 1,15$).

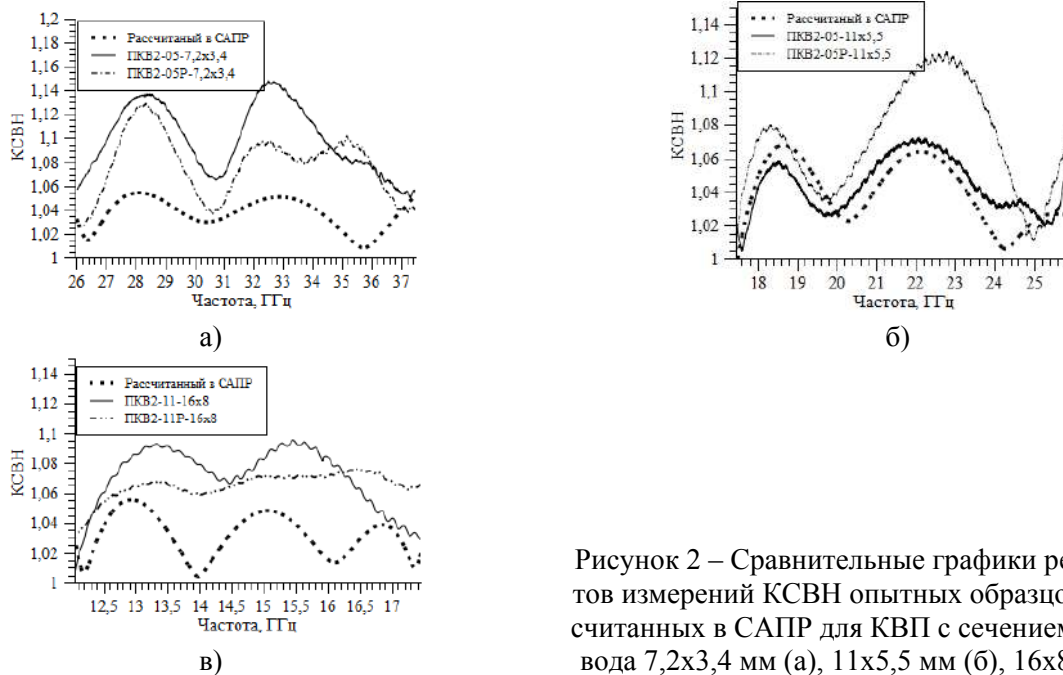


Рисунок 2 – Сравнительные графики результатов измерений КСВН опытных образцов и рассчитанных в САПР для КВП с сечением волновода 7,2х3,4 мм (а), 11х5,5 мм (б), 16х8 мм (в)

5. Заключение

Таким образом, в АО НПФ «Микран» при помощи применения метода декомпозиции в САПР были спроектированы и изготовлены соосные КВП. Характеристики опытных образцов имеют хорошую сходимость с расчетными, что подтверждает целесообразность использования данного метода.

Совместное использование метода неопределенных коэффициентов и САПР позволило определить оптимальное количество ступеней согласующего трансформатора, а так же произвести точный расчет его геометрии.

Разработанные соосные КВП имеют низкий уровень отражения ($КСВН < 1,15$), позволяющий позиционировать эти устройства как устройства приборного класса.

Список литературы

1. Воскресенский Д.И. Антенны и устройства СВЧ. М.: Радиотехника, 2006. - 375 с.
2. Каталог АО «НПФ «Микран» Контрольно-измерительная аппаратура и элементы СВЧ-тракта, 2019. – 200 с.
3. Бова Н.Т., Резников Г.Б. Антенны и устройства СВЧ. – К.: Вища школа, 1982. – 280 с.
4. Сазонов Д.М., Гридин А.Н., Мишустин Б.А. Устройства СВЧ. М.: Высшая школа 1981 – 296 с.
5. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ. – М.: Связь, 1971 – 388 с.

Двухканальный волноводный направленный ответвитель СВЧ диапазона

Щуров В.В., Павлов С.В., Хорошилов Е.В.

АО «НПФ «Микран»
просп. Кирова, 51д, Томск, 634041, Россия
vadval@micran.ru

Аннотация: Теоретически рассчитаны параметры двухканального волноводного направленного ответвителя в диапазоне частот 25,95-37,5 ГГц. Проведено сравнение расчетных результатов с экспериментально полученными значениями. Проведено сравнение результатов измерения рассогласованной волноводной нагрузки на скалярном анализаторе цепей при помощи двухканального волноводного направленного ответвителя с разным значением направленности.

1. Введение

За последние годы все больше растет интерес к пассивным сверхвысокочастотным устройствам, относящимся к изделиям волноводной техники, либо имеющим в своем составе волноводные элементы. К такому рода устройствам, в частности, относятся аттенюаторы, согласованные нагрузки, переключатели, коаксиально-волноводные переходы, направленные ответвители. Последние, как правило, выполнены в одноканальном исполнении, что приводит к ограниченному числу решаемых задач, либо предполагает усложнение структурной схемы путем добавления дополнительных узлов и элементов. Следовательно, одной из задач радиотехники является увеличение области применения волноводного направленного ответвителя, которая достигается путем создания такого устройства в двухканальном исполнении.

В данной работе приведены расчетные и экспериментальные параметры двухканального волноводного направленного ответвителя, проведен анализ влияния точности изготовления геометрических размеров на электрические параметры устройства.

2. Объект исследования

Объектом исследования является двухканальный волноводный направленный ответвитель производства АО «НПФ «Микран». Это устройство выполнено по схеме двух встречных направленных волноводных ответвителей, где в качестве порта ответвленной мощности используется коаксиальный соединитель. Связь между основным и ответвленным каналом достигается при помощи двух рядов отверстий, выполненных между этими каналами (рис.1). Размеры отверстий определяют уровень ответвляемой мощности. Вход и выход взаимозаменяемы, т.е. сигнал со входа 1 поступает на выход 1, при этом часть его мощности ответвляется и поступает на порт 3, где находится коаксиальный соединитель. То же самое происходит с сигналом, поступившему на вход 2, только его ответвленная часть мощности поступает на порт 4. Внутри направленного ответвителя используется согласованная нагрузка с низким значением коэффициента стоячей волны по напряжению. Размеры волноводного канала 7,2х3,4 мм, размер сечения коаксиального канала 2,92/1,27 мм.

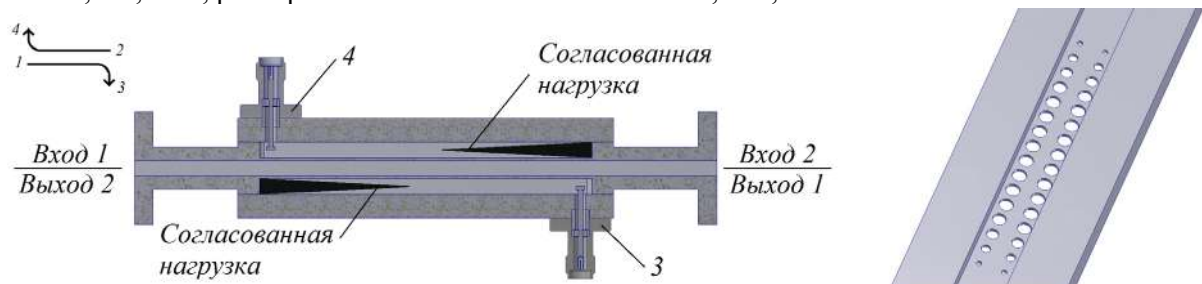


Рис.1. Двухканальный волноводный направленный ответвитель

3. Расчетные и экспериментальные параметры двухканального волноводного направленного ответвителя

Для математического моделирования элементов матрицы рассеяния и оптимизации геометрических параметров отверстий между двумя каналами использовалась система автоматизированного проектирования (САПР), реализующая метод конечных элементов для решения задач электродинамики. Помимо расстояния между отверстиями, как продольного, так и поперечного, особое внимание уделялось величине диаметров – они изменяются по экспоненциальному закону между максимальным и минимальным значением диаметра отверстий. В результате компьютерного моделирования был создан двухканальный волноводный направленный ответвитель, работающий в диапазоне частот 25,95-37,5 ГГц.

На рис. 2 показаны результаты моделирования в САПР и экспериментального образца, в частности, (а) ответвление, (б) развязка и (с) направленность. Неточность изготовления диаметров отверстий и расположения отверстий относительно друг друга на величину 0,02-0,04 мм от требуемых размеров приводит к ощутимой разнице с расчетными значениями.

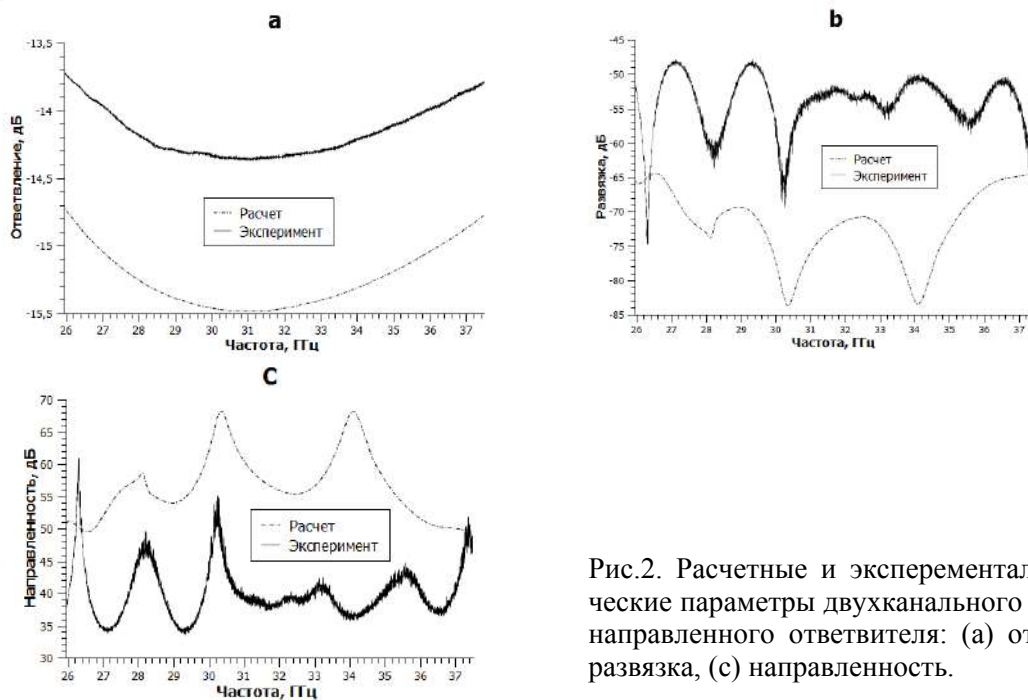


Рис.2. Расчетные и экспериментальные электрические параметры двухканального волноводного направленного ответвителя: (а) ответвление, (б) развязка, (с) направленность.

В докладе показаны также результаты измерения рассогласованной волноводной нагрузки в диапазоне частот 25,95-37,5 ГГц на скалярном анализаторе цепей при помощи двухканального волноводного направленного ответвителя с разными значениями направленности.

4. Заключение

В результате проведенных исследований было обнаружено: в диапазоне частот 25,95-37,5 ГГц влияние отклонения геометрических размеров от номинала на величину 0,02-0,04 мм приводит к ощутимой разнице расчетных и экспериментальных значений. Для достижения большей сходимости требуется увеличить точность изготовления отдельных элементов.

Результаты измерений волноводной рассогласованной нагрузки на скалярном анализаторе цепей при помощи двухканального волноводного направленного ответвителя показали влияние значения направленности на точность измерений в волноводном канале. Величина направленности является важной при проведении волноводных измерений, так как от ее уровня зависит точность. Таким образом, опираясь на полученные данные можно утверждать о возможности использования данного устройства с высоким значением направленности в волноводных измерениях.

Список литературы

1. Alison W.B.W.A. A handbook for the mechanical tolerance of waveguide components, Artech house, 1987.
2. Sangster A.J. Slot coupling between uniform rectangular waveguides, MTT-27, 1973.
3. Schmiedel H., Arndt F. Field theory design of rectangular waveguide multiple-slot narrow-wall couplers, MTT-34, 1986.
4. Shelton W., Compact multi-hole waveguide directional couplers, Microwave J., 1961.

Зонная структура и распределение электромагнитного поля в двумерных фотонных кристаллах со сложной элементарной ячейкой

¹ Анастасиев А. А., ² Гозман М. И., ^{1,2} Полищук И. Я., ¹ Полищук Ю. И., ³ Цыркунова Е. А.

¹ Национальный исследовательский центр "Курчатовский институт"
пл. Академика Курчатова, 1, Москва, 123182, Россия
iurppolishchuk@gmail.com

² Московский физико-технический институт
Институтский пер., 9, Долгопрудный, 141701, Россия

³ Национальный исследовательский ядерный университет "МИФИ"
Каширское ш., 31, Москва, 115409, Россия

Аннотация: Рассматриваются периодические системы диэлектрических волноводов, обладающих сложной элементарной ячейкой. Изучается закон дисперсии таких систем и пространственное распределение электромагнитных полей, ассоциированных с собственными модами системы.

1. Введение

Оптические волноводы являются основой многих оптоэлектронных устройств. Диэлектрические волноводы обладают малыми потерями, а потому часто используются для передачи сигналов. В связи с этим взаимодействие волноводов, приводящее к разрушению сигнала, воспринимается как негативный эффект. Однако в ряде случаев именно взаимодействие волноводов приводит к качественно новым эффектам, таким, как, например, андерсоновская локализация, оптические блоховские осцилляции, блох-зинеровское туннелирование и т.д. [1-6]. Следует отметить, что при всей популярности этой тематики свойства периодических систем со сложной элементарной ячейкой оказываются мало освещены.

2. Метод расчёта

Электромагнитные поля в системе параллельных волноводов круглого сечения рассчитываются с использованием формализма многократного рассеяния (ФМР). В рамках ФМР поле, создаваемое отдельным волноводом, представляется в виде суперпозиции векторных цилиндрических гармоник [7], а коэффициенты этого разложения называются парциальными амплитудами. Мы интересуемся системами, элементарная ячейка которых содержит несколько волноводов, поэтому для их нумерации потребуется мультииндекс (Jj), где J – номер ячейки, j – номер волновода в этой ячейке. В случае задачи на собственные моды парциальные амплитуды образуют блоховскую волну с квазиволновым вектором **k**, который изменяется в пределах первой зоны Бриллюэна:

$$a_m^{(Jj)} = a_m^j e^{i\mathbf{k}\mathbf{a}J}, \quad b_m^{(Jj)} = b_m^j e^{i\mathbf{k}\mathbf{a}J}, \quad -\pi < \mathbf{k}\mathbf{a} \leq \pi \quad (1)$$

Коэффициенты a_m^j, b_m^j удовлетворяют следующей системе уравнений

$$S_m^j \begin{pmatrix} a_m^j \\ b_m^j \end{pmatrix} - \sum_{(Ll) \neq (Jj)} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{H_{m-n}^{(1)}(\kappa_{ex} \rho_{(Jj)}^{(Ll)}) J_n(\kappa_{ex} R^j)}{H_n^{(1)}(\kappa_{ex} R^l)} e^{i(n-m)\varphi_{(Jj)}^{(Ll)}} e^{i\mathbf{k}\mathbf{a}(L-J)} \begin{pmatrix} a_n^l \\ b_n^l \end{pmatrix} = 0 \quad (2)$$

Здесь $H_m^{(1)}(z)$ – функция Ганкеля первого рода, $J_m(z)$ – функция Бесселя, $(\rho_{(Jj)}^{(Ll)}, \varphi_{(Jj)}^{(Ll)})$ – полярные координаты волновода (Ll) относительно волновода (Jj), R^j – радиус волновода (0j). Выражение для матрицы S_m^j достаточно громоздко, поэтому здесь мы его не приводим. Отметим, что κ_{ex} содержит константу распространения β , которая в задаче на собственные моды совпадает с проекцией волнового вектора плазмона на ось волновода.

Уравнение (2) имеет нетривиальные решения только в случае

$$\det \left\| S_m^j \delta_{m,n} - \sum_{(L) \neq (J)} \frac{H_{m-n}^{(1)}(\kappa_{ex} \rho_{(J)}^{(L)}) J_m(\kappa_{ex} R^j)}{H_n^{(1)}(\kappa_{ex} R^l)} e^{i(n-m)\phi_{(J)}^{(L)}} e^{ika(L-J)} \right\| = 0 \quad (3)$$

Соотношение (3) называется дисперсионным. Оно определяет частоту ω направляемой моды как неявную функцию константы распространения β и квазиволнового вектора $\mathbf{k}$: $\omega = \omega(\beta, \mathbf{k})$.

3. Моделирование

Для моделирования была взята система, аналогичная системе из [8]. Радиус каждого волновода $R = 5.3 \mu\text{м}$, $D = 15.9 \mu\text{м}$, $\theta = 90^\circ$, показатель преломления волноводов 1.5. Показатель преломления окружающей среды равен 1.497. Период системы $a = 2D \sin(\theta/2) = 22.5 \mu\text{м}$. Константа распространения $\beta = 7 \mu\text{м}^{-1}$. Все расчёты проводились в среде MatLab.

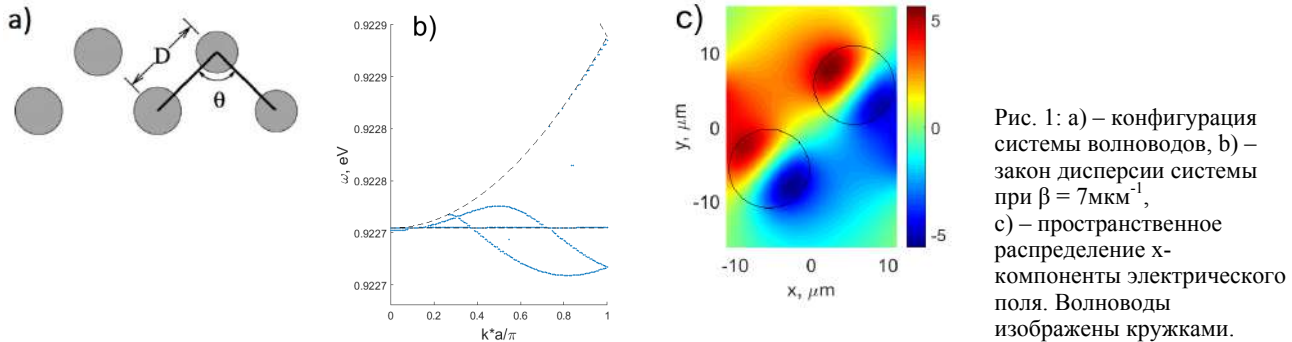


Рис. 1: а) – конфигурация системы волноводов, б) – закон дисперсии системы при $\beta = 7 \mu\text{м}^{-1}$, с) – пространственное распределение x-компоненты электрического поля. Волноводы изображены кружками.

На рис. 1а представлена конфигурация системы волноводов, 1б – закон дисперсии системы при описанных выше параметрах, 1с – пространственное распределение x-компоненты электрического поля системы в случае, когда квазиволновой вектор расположен на границе зоны Бриллюэна, $\mathbf{k}\mathbf{a} = \pi$.

В докладе будет подробнее рассмотрено влияние геометрических параметров системы на её дисперсионные свойства.

4. Заключение

Рассмотрено влияние геометрических параметров систем параллельных диэлектрических волноводов круглого сечения на особенности дисперсионных свойств этих систем.

Задача представляется актуальной, поскольку авторам не встречались в литературе примеры её решения. В работе [8] похожая система волноводов была рассмотрена в рамках феноменологической модели с применением уравнения шрёдингеровского типа и было показано наличие солитонных решений в таких системах, однако расчёты "из первых принципов" зонной структуры и пространственного распределения электромагнитных полей не проводились.

Работа выполнена при поддержке РФФИ, гранты 19-02-00433, 18-32-00204

Список литературы

1. Zheng M.J., Xiao J.J., Yu K.W. Controllable optical Bloch oscillation in planar graded optical waveguide arrays. // Phys. Rev. A 81, 033829 (2010).
2. Lederer F., Stegeman G.I., Christodoulides D.N., et al. Discrete solitons in optics. // Phys. Rep. 463, 1 (2008)
3. Christodoulides D.N., Lederer F., Silberberg Y. Discretizing light behaviour in linear and nonlinear waveguide lattices. // Nature (London) 424, 817 (2003).
4. Szameit A., Pertsch T., Nolte S., et al. Long-range interaction in waveguide lattices. // Phys. Rev. A 77, 043804 (2008).
5. Dreisow F., Szameit A., Heinrich M., et al. Bloch-Zener Oscillations in Binary Superlattices. // Phys. Rev. Lett. 102, 076802 (2009).
6. Gozman M.I., Polishchuk Yu.I., Polishchuk I.Ya., Tsivkunova E.A. Anomalous optical Bloch oscillations. // Solid State Commun. 213-214, 16 (2015).
7. Polishchuk I.Ya., Anastasiev A.A., Tsyvkunova E.A., et al. Guided modes in the plane array of optical waveguides. // Phys. Rev. A 95, 053847 (2017)
8. Efremidis N.K., Christodoulides D.N. Discrete solitons in nonlinear zigzag optical waveguide arrays with tailored diffraction properties. // Phys. Rev. E 65, 056607 (2002)

Интегродифференциальные уравнения магнитостатики для расчёта нелинейных индуктивностей в фильтрах нижних частот

¹ Корнев И.А., ² Шаповалов А.С.

¹ООО НПФ «Этна Плюс»

ул. Вишнёвая, 11, Саратов, 410040, Россия

iak.etna@yandex.ru

²ФГБОУ ВПО «Саратовский национальный исследовательский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского»

ул. Астраханская, 83, Саратов, 410012, Россия

shapovalovast@mail.ru

Аннотация: В работе на основе полученных интегральных соотношений, в том числе и интегральных уравнений, учитывающих влияние магнитных экранов из нелинейного магнетика на индуктивность многослойных катушек в зависимости от силы тока, получены частотные и нелинейные свойства индуктивностей радиореакторов помехоподавления электротранспорта. Исследовано их поведение в цепи при нестационарном воздействии.

1. Введение

Работа электрооборудования электрического транспортного средства характеризуется протеканием различных переходных процессов в мощных потребителях электрической энергии, таких, как плавающий контакт токоприёмника и контактной сети, коммутация обмоток электродвигателя, включение/отключение климатического оборудования, а также работа силовых ключей в современных инверторных приводах [1]. Все эти процессы характеризуются возникающими при их протекании мощными бросками тока и напряжения в протяжённых по длине электрических цепях, и, как следствие, значительными по уровню энергии электромагнитными помехами в широком спектре частот, что требует разработки специальных мер по их подавлению.

Для подавления помех используются, главным образом, фильтры нижних частот на основе катушек индуктивностей, называемых в данной отрасли реакторами помехоподавления.

Для значительного снижения габаритов и массы реакторов помехоподавления представляется целесообразным использовать магнитные экраны из ферромагнетика, позволяющие увеличить значение индуктивности на низких частотах и малых токах в несколько десятков и более раз [2].

При этом подавление паразитных высокочастотных колебаний в обеспечение выполнения требований по электромагнитной совместимости (ЭМС) необходимо обеспечить, в условиях протекания по катушкам индуктивности таких реакторов в рабочих режимах постоянного тока в сотни ампер, и в самом широком частотном диапазоне.

Поэтому, важно иметь оценку снижения такой индуктивности с магнитные экраны из ферромагнетика при протекании больших токов, а также при увеличении частот паразитных сигналов. Разработке математической модели для расчета влияния этих факторов на величину индуктивности многослойной катушки с магнитными экранами и посвящена настоящая работа.

2. Индуктивность витков соленоидального тока

За основу взято выражение для индуктивности витков соленоидального тока постоянной плотности в вакууме, затем проведено обобщение на изменение эффективного сечения проводника на больших частотах вследствие возникновения скин-эффекта, когда ток течет не по полному сечению проводника радиуса r , а по кольцу толщиной $\delta \ll r$. Для этого введена поверхностная плотность тока, зависимость толщины скин-слоя от частоты, и, используя работу [3], рассчитана высокочастотная индуктивность рассматриваемого проводника, а также даны

выражения для оценки частотной зависимости индуктивности витков соленоидального тока в вакууме.

3. Описание процессов в магнетике, малосигнальное приближение

Рассмотрен изотропный неоднородный и нелинейный магнетик, характеризующийся зависимостью магнитной проницаемости от частоты и величины магнитного поля, определяющей его перемагничиванием за период. Исходя из режимов работы изучаемых устройств, рассмотрено протекание малой переменной гармонической составляющей тока вместе с большой постоянной составляющей. Здесь важно знать кривую намагниченности однородного вещества $B = B(H_0)$ - зависимость модуля индукции при медленном изменении постоянного магнитного поля H_0 . Обычно, эти зависимости неоднозначны и имеют гистерезис, но в данном случае магнетик считался идеально магнитомягким, что корректно для изучаемых материалов экранов – электротехнических сталей с большой магнитной проницаемостью. При решении подобных задач следует разделять объем на занятый магнитным током поляризации и током, создающим магнитное поле (объемом постоянного магнита). Последний удобно считать идеально магнито жестким, т.е. ток заданным. Даже в этом случае задача существенно нелинейная [4], и в работе вместо постоянного магнита рассмотрена катушка электромагнита, т.е., предполагалось, что в объеме, занятом током, $\mu=1$.

Далее, решалась краевая задача магнитостатики для соленоидального тока с плотностью J и занятого им объема, объема с магнитной проницаемостью $\mu_0=1$ и объема, занятого магнетиком.

При этом появляются вторичные источники поля, и в соответствии с теоремой Гельмгольца, поле обретает соленоидальную и потенциальную составляющие [5]. На границе объема магнетика возникают связанные дипольные магнитные заряды. После сделанных допущений (о том, что тело однородное и магнитное поле в нём тоже однородное; о том, что граница магнетика резкая, т.е. изменение магнитной проницаемости происходит скачком при переходе из магнетика в вакуум; о том, что границы объема магнетика и объема с током также не пересекаются) и преобразований, использующих свойства ротора, получено выражение, описывающее пространственное распределение напряжённости магнитного поля вокруг катушки.

4. Заключение

В работе получены интегродифференциальные уравнения магнитостатики для магнитного поля в случае наличия заданного стороннего магнитного поля, созданного постоянным соленоидальным током в проводнике (катушке), и присутствия магнитного тела со скалярной неоднородной магнитной проницаемостью, которая может быть нелинейной функцией поля. Уравнения определены внутри тела и на его поверхности. Они являются интегродифференциальными в том смысле, что под знаком интегрального оператора стоят неизвестные величины и их производные.

Полученные в настоящей работе соотношения, полученное итоговое выражение для величины индуктивности позволяют провести дальнейшие расчёты этой величины для многослойных катушек индуктивности с магнитными экранами. На основе выведенных соотношений представляется возможным провести расчеты для различных материалов экранов и различных величин протекающего по ним постоянного тока, в широком диапазоне частот проходящих по многослойным катушкам паразитных сигналов. Они принципиально пригодны для проведения анализа влияния магнитной проницаемости материала экрана на процессы насыщения при протекании постоянных токов различной величины.

Список литературы

1. Носачев В.М., Корнев И.А., Тимофеев А.И., Явчуновский В.С. Анализ электромагнитных процессов в многослойных катушках индуктивности с магнитными экранами. Часть 1. Теоретическое и экспериментальное исследование распределения магнитных полей и влияния экранов на величину индуктивности катушки и ее частотную характеристику подавления. // Вопросы прикладной физики. Саратов: Изд-во Сарат. ун-та. Вып. 21. 2014. С. 10-14.
2. Патент 2013147714/07 (138345 Российская Федерация. Устройство для подавления радиопомех при работе электротранспорта / Козлов А.В., Корнев И.А., Аминев С.Р.; приоритет от 28.10.2013. 26с.
3. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивности. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 488 с.
4. Гольдштейн Л.Д., Зернов Н. В. Электромагнитные волны. – М.: Сов. Радио, 1971. – 662 с.
5. Давидович М.В., Козлов А.В. Интегродифференциальные уравнения магнитостатики и индуктивность при наличии электромагнитных экранов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2010. – Т. 13. – № 2. – С. 46–51.

Влияние магнитных экранов, частоты и силы тока на индуктивность реакторов помехоподавления

¹ Корнев И.А., ² Шаповалов А.С.

¹ООО НПФ «Этна Плюс»

ул. Вишнёвая, 11, Саратов, 410040, Россия

iak.etna@yandex.ru

²ФГБОУ ВПО «Саратовский национальный исследовательский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского»

ул. Астраханская, 83, Саратов, 410012, Россия

shapovalovast@mail.ru

Аннотация: На основе интегральных соотношений, в том числе и интегральных уравнений, учитывающих влияние магнитных экранов из нелинейного магнетика на индуктивность многослойных катушек, произведена оценка влияния магнитных экранов из материала с различной магнитной проницаемостью на величину индуктивности многослойных катушек при разных значениях протекающего по катушке тока и для различной частоты сигнала.

1. Введение

Существенная миниатюризация широко используемых в технике для подавления паразитных колебаний в цепях электрических транспортных средств реакторов помехоподавления, основным элементом которых являются, как правило, многослойные катушки индуктивности, возможна с использованием в их конструкции магнитных экранов [1]. Однако, при этом необходимо учитывать возможность их насыщения при прохождении по самой катушке индуктивности больших постоянных токов, а также зависимость величины индуктивности от частоты проходящего по катушке паразитного сигнала [2,3]. Для практических целей, весьма важно иметь оценку снижения индуктивности такой конструкции в режиме больших токов, а также при увеличении частоты, чему и посвящена настоящая работа.

В работе на основе выведенных авторами ранее соотношений [4] проводится анализ влияния магнитных экранов из нелинейного магнетика на индуктивность многослойных катушек и оценка влияния на величину индуктивности протекающего по катушке тока и частоты проходящего по катушке сигнала. В настоящей работе полученные ранее соотношения используются для оценки влияния величины протекающего по многослойной катушке постоянного тока на эффективность введения магнитных экранов, выполненных из материалов с различной магнитной проницаемостью. Проводится также анализ зависимости индуктивности многослойной катушки с магнитными экранами от частоты проходящего по её проводу сигнала, что необходимо для дальнейшего определения частотной зависимости подавления реактора и определения возможности соблюдения с их помощью нормативов по электромагнитной совместимости (ЭМС).

2. Конфигурация катушки радиореактора

В работе рассматривалась катушка приведённой на рис.1 конструкции. В ней на пакет плотных сжатых между собой толстых медных проводов с оболочкой устанавливались магнитные экраны в виде секториальных скоб из ферромагнитного материала.

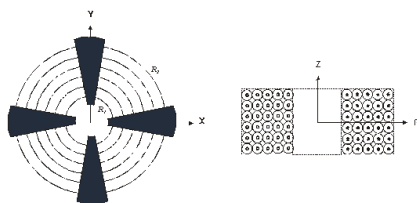


Рис. 1. Конструкция катушки индуктивности, для которой проводились расчёты

Объём ферромагнитного материала вокруг катушки, таким образом, определяется толщиной скоб и величиной заполнения ими угла по окружности катушки ($\varphi \leq 2\pi$).

Алгоритм вычисления магнитного поля [4] заключается в суммировании полей каждого витка. Интегрирование поля по углу можно свести в области $(0, \pi/2)$, а интегрирование в сечении (ρ, z) достаточно вести в первом квадранте.

3. Анализ свойств материалов экранов и характеристик катушки с ними

В работе были изучены кривые намагничивания наиболее распространенных электротехнических сталей Э330А и Э41, а также литого чугуна, и проведено численное моделирование характеристик катушек индуктивности с экранами из этих материалов, построены зависимости изменения индуктивности от величины протекающего по катушке постоянного тока подмагничивания для различных материалов экрана и различных (по отношению к максимально теоретически целесообразному) объемов ферромагнитного материала вокруг катушки. Проведена численная оценка уменьшения индуктивности при росте частоты паразитного сигнала. Зависимость индуктивности катушки с магнитными экранами по отношению к катушке без экранов от постоянного тока подмагничивания приведена на рис.2. Расчёт проводился для катушки из 30 витков (5 по радиусу, 6 вдоль оси), внутренним диаметром 200мм и проводом внешним диаметром 15мм.

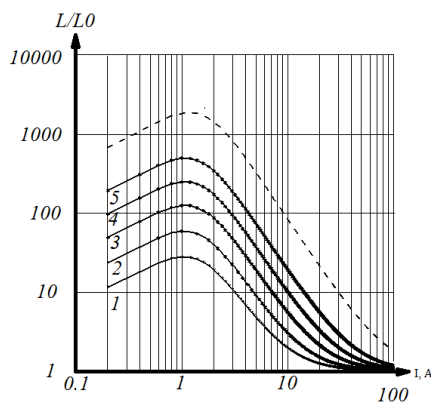


Рис.2. Зависимость L/L_0 от тока в катушке I (А) при разных заполнениях объема материалом экрана: $\varphi=\pi/2$, $t=8$ (1), 16 (2), 32 (3) мм; $t=32$, $\varphi=\pi$ (4), $\varphi=2\pi$ (5); $\varphi=2\pi$, $t=100$ мм

4. Заключение

В настоящей работе разработанные авторами математические подходы использованы для оценки влияния магнитных экранов, выполненных из материалов с различной величиной магнитной проницаемости. Проведен анализ влияния на значение индуктивности величины протекающего по многослойной катушке постоянного тока для различных значений частоты проходящего по ней паразитного сигнала.

Показано, что с увеличением тока катушки с экранами индуктивность катушки падает, и при токе 100 А не превышает индуктивности катушки без намотки ферромагнитных материалов более чем в 2 раза. Показано также, что индуктивность падает с частотой, и при частоте порядка 1 МГц и малом токе также не превышает индуктивности катушки без экранов более, чем в несколько раз. Значительно лучшие результаты могут быть получены при использовании в качестве материала магнитных экранов обычной стали, характеризующейся не только меньшими значениями магнитной проницаемости в отсутствии больших токов, но и меньшей крутизной зависимости магнитной проницаемости от величины протекающего по многослойной катушке тока.

Список литературы

1. Устройство для подавления радиопомех при работе электротранспорта: патент на полезную модель № ПМ138345 Рос. Федерация/ Козлов А.В., Корнев И.А., Аминев С.Р.; патентообладатель ООО НПФ «Этна», заявл. 28.10.13, опубл. 10.03.14, Бюл. 7.
2. Носачев В.М., Корнев И.А., Тимофеев А.И., Явчуновский В.С. Анализ электромагнитных процессов в многослойных катушках индуктивности с магнитными экранами. Часть 1. Теоретическое и экспериментальное исследование распределения магнитных полей и влияния экранов на величину индуктивности катушки и ее частотную характеристику подавления. // Вопросы прикладной физики. Саратов: Изд-во Сарат. ун-та. Вып. 21. 2014. С. 10-14.
3. Давидович М.В., Козлов А.В. Интегродифференциальные уравнения магнитостатики и индуктивность при наличии электромагнитных экранов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2010. – Т. 13. – № 2. – С. 46–51.
4. Давидович М.В., Тимофеев А.И., Корнев И.А., Явчуновский В.Я. Определение нелинейной индуктивности в статическом и динамическом режимах // Известия Сарат. ун-та. Новая серия. Серия: Физика. 2016. Т. 16. № 1. С. 33–43.
5. Гольдштейн Л.Д., Зернов Н. В. Электромагнитные волны. – М.: Сов. Радио, 1971. – 662 с.

Снижение паразитной индуктивности меандрового резистивного элемента в составе мощного блока тормозных резисторов электротранспорта

¹ Тимофеев А. И., ² Шаповалов А. С.

¹ ООО НПФ «ЭТНА ПЛЮС»

ул. Вишневая, 11, Саратов, 410040, Россия

Anton_timofeev@list.ru

² ФГБОУ ВПО «Саратовский национальный исследовательский государственный университет имени Н. Г. Чернышевского

ул. Астраханская, 83, Саратов, 410012, Россия

Shapovalovast@mail.ru

Аннотация: Исследована зависимость магнитных свойств и индуктивности блока тормозных резисторов электрического транспорта от конфигурации и основных размеров входящих в него ленточных резистивных элементов и их взаимного расположения. Найдены подходы к снижению паразитной индуктивности различных конфигураций мощного блока тормозных резисторов для электропоездов метро.

1. Введение

Во многих устройствах, в том числе и в подвижных средствах городского и железнодорожного транспорта, крановой технике и других механизмах существуют режимы, в которых электродвигатели переходят в генерацию, например, при электродинамическом торможении электрического транспорта. Для безопасного сброса энергии генерации двигателей используются, как правило, так называемые блоки тормозных резисторов, в которых энергия торможения преобразуется в тепловую энергию, рассеиваемую в окружающем пространстве [1, 2].

В рассматриваемом блоке расположены 3 соединённых параллельно резистора, каждый из которых состоит из 4-х последовательно соединённых ленточных резистивных элементов (ЛРЭ), установленных друг над другом для организации теплоотвода по принципу «печной тяги». Такие ЛРЭ были использованы, в частности, при создании блока тормозных резисторов (БТР) для вагонов метро (рис. 1б).

В настоящей работе ставится задача рассмотрения зависимостей индуктивности таких устройств от основных размеров и конфигурации, взаимного расположения входящих в них резистивных элементов. Рассмотрение проводится применительно к разработанной конструкции блоков тормозных резисторов, в которой в качестве резистивных элементов используются, так называемые, ленточные резисторы [4].

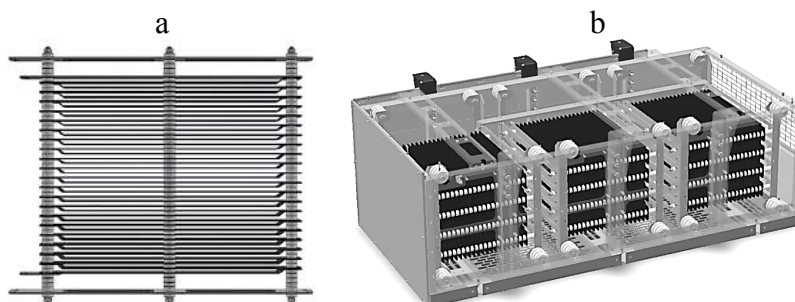


Рисунок 1. Внешний вид ленточных резистивных элементов (а) и блока тормозных резисторов для вагонов метро с открытыми верхней и боковой стенками (б)

2. Решение задачи анализа и снижения индуктивности резистивных элементов и блока в целом

На качественном уровне можно исходить из того, что индуктивность любого элемента L пропорциональна величине магнитного потока Φ , создаваемого этим элементом при протекании по нему постоянного тока i :

$$L = d\Phi / di \quad (1)$$

Отсюда, снижение паразитной индуктивности любой системы сложной пространственной конфигурации есть минимизация в каждой точке пространства суммарных магнитных потоков, образующихся, как сумма всех созданных различными токами (различными элементами проводников с током) магнитных потоков.

3. Упрощенный расчет величины индуктивности блока тормозных резисторов

Для исследуемого блока был проведен расчет и фактическое измерение индуктивности, по итогам которых был сделан вывод: магнитные поля соседних лент, последовательно соединенных ЛРЭ между собой, и параллельно соединенных резисторов, находящихся на достаточно большом расстоянии, практически не влияют друг на друга. Поэтому индуктивность любой из этих систем можно рассчитывать, пользуясь выражением (2).

$$L = L_0 (kn / m), \quad (2)$$

где k – количество лент в ЛРЭ, n – количество последовательно соединенных между собой ЛРЭ, m – количество параллельно соединенных резисторов (из последовательно соединенных ЛРЭ). Возможно, их минимальное взаимное влияние связано с тем, что линии индукции магнитного поля тонких и широких лент с током геометрически представляют собой эллипсы с очень большим значением эксцентриситета, и поля соседних лент практически не взаимодействуют между собой. Это позволило использовать выражения для расчета других конфигураций блока тормозных резисторов, приведенных в таблице (любая из приведенных конфигураций при испытаниях обеспечивала получение практически одинаковых значений суммарного сопротивления блока тормозных резисторов – около 0,5 Ом).

Сечение ленты, мм	Количество параллельных полос в ЛРЭ (n)	Количество последовательно соединенных ЛРЭ в резисторе (k)	Количество параллельно соединенных резисторов в блоке (m)
0,6×60	41	2	3
0,9×60	41	3	3
1,2×60	41	4	3
1,5×60	41	5	3

Показано, что с увеличением толщины ленты и площади ее сечения индуктивность блока тормозных резисторов растет почти линейно.

4. Заключение

В результате проведенных исследований были выработаны подходы к решению задачи снижения индуктивности блока тормозных резисторов до величин, позволяющих обеспечить эффективную работу электроприводов, с которыми они используются в системах электрооборудования транспортных средств. Следует также отметить важный, подтвержденный экспериментально, вывод, что для систем меандрового типа, в которых токопровод представлен тонкой широкой лентой (вытянутого поперечного сечения), и по которым токи по соседним участкам текут во встречных направлениях, взаимное влияние магнитных полей соседних полос минимально.

Список литературы

1. Пат. на изобретение № И32570923 Рос. Федерация. Блок самовентилируемых резисторов для электрического общественного транспорта / Козлов А.В., Тимофеев А.И., Григорьян С.В. и др.; патентообладатель НПФ «Этна». – заявл. 8.07.2014, выд. 18.11.2015, опубл. 20.12.2015, Бюл. № 35
2. Пат. на полезную модель № ПМ145666 Рос. Федерация. / Блок резисторов для общественного транспорта / Козлов А.В., Тимофеев А.И.; патентообладатель НПФ «Этна». – заявл. 8.07.2014, выд. 21.08.2014, опубл. 10.10.2014, Бюл. № 21.
3. И. А. Корнев, А. И. Тимофеев, А. С. Шаповалов. Анализ теплофизических процессов, протекающих в блоках тормозных резисторов подвижных средств электротранспорта // «Научная дискуссия: вопросы технических наук. №4(17)»: Сборник статей по материалам XXI международной заочной научно-практической конференции. – М.: Интернаука. 2014. – С. 122-131.
4. Пат. на полезную модель № ПМ186566 Рос. Федерация. Блок силового резистора / Тимофеев А.И., Машков И.В. и др.; патентообладатель НПФ «Этна Плюс», заявл. 5.10.2018, выд. 24.01.2019, опубл. 24.01.2019, Бюл. № 3.
5. Н.П. Винтоняк, В.Д. Семенов, В.А. Кабиров и др. Оценка величины паразитных индуктивностей токоведущих шин в источнике питания испытательного комплекса для прогрузки автоматических выключателей постоянного тока // Доклады ТУСУРа, том 19, № 4. – 2016. – С. 129-132.
6. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивности. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 488 с.

Сравнение индуктивностей блоков тормозных резисторов для электротранспорта со спиральными и ленточными резистивными элементами

¹ Тимофеев А.И., ² Шаповалов А.С.

ООО НПФ «Этна Плюс»

ул. Вишинёвая, 11, Саратов, 410040, Россия

anton_timofeev@list.ru

² ФГБОУ ВПО «Саратовский национальный исследовательский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского»

ул. Астраханская, 83, Саратов, 410012, Россия

shapovalovast@mail.ru

Аннотация: В работе представлены расчетно-экспериментальные результаты сравнения двух основных типов конструкций блоков тормозных и силовых резисторов. Приведена математическая модель для нахождения индуктивности блоков резисторов со спиральными и ленточными резистивными элементами. Выработаны подходы к определению наиболее выгодных с точки зрения минимизации значения индуктивности конфигураций резистивного блока.

1. Введение

Транспортные средства общественного использования в развитых странах повсеместно переходят на электрическую тягу. Замедление транспортного средства массой в десятки тонн в служебных режимах целесообразно производить с помощью его электродвигателя, переходящего в режим генерации, что хорошо с точки зрения надёжности контакта с дорогой и ресурса колёсных тормозов. В современных транспортных средствах, питающихся от контактной сети, а также электробусах большая часть энергии торможения утилизируется обратно в батарею или контактную сеть, однако это не всегда возможно (батарея может быть заряжена, а в сети нет на данный момент мощных потребителей), поэтому необходимо применять так называемые тормозные резисторы – мощные электрические резистивные устройства, способные рассеивать тепловые мощности в сотни киловатт на протяжении десятков секунд. При этом данные устройства должны обладать стабильностью характеристик, быть электробезопасными и защищенными от скачков температур при попадании в них воды (осадков), от электрического пробоя воздуха при высокой влажности и температуре.

Как правило, современные устройства такого типа работают совместно с инверторными электронными контроллерами двигателя, работающими в импульсном режиме – с ШИМ-коммутацией нагрузки с опорной частотой порядка единиц-десятков кГц. В связи с этим в тормозных резисторах течёт ток в форме прямоугольных импульсов с длительностью менее 1 мс и амплитудой в сотни Ампер [1]. В таких условиях для общей надёжности, эффективности и минимизации помех, создаваемых такой системой «сеть-контроллер-двигатель-тормозной резистор», желательно иметь, как можно, меньшую индуктивность блоков резисторов.

В настоящее время наиболее распространёнными в индустрии являются 2 базовые конструкции входящих в эти блоки резистивных элементов – композиции из спиралей, сформированных из проволоки из специального сплава с высоким удельным сопротивлением [2], и наборы плоских пластин (возможно, с формованными элементами для повышения жёсткости и их крепления), которые в силу необходимости получения определённого омического сопротивления блока при необходимом токовом сечении и теплорассеивающей поверхности становятся более всего похожими на ленту [3]. Сравнению характеристик этих конструктивных исполнений с различных точек зрения и посвящены исследования авторов данной работы. Основным направлением в данной работе является исследование и сравнение индуктивностей двух базовых конструкций блока нагрева.

2. Сравнение индуктивности спиральных и ленточных резистивных элементов

2.1. В ходе проведённых авторами исследований была численно рассчитана индуктивность резистивного элемента из спирали, характеризующейся толщиной проволоки r , диаметра намотки D ,

шага намотки S , длины намотки L и плотности тока j . На первом этапе исследование проводилось без учёта взаимодействия спиралей между собой, в предположении о слабом влиянии удалённых друг от друга элементов. Последующие эксперименты показали, что влияние изменения расстояния между соседними элементами на индуктивность всей сборки достигает единиц процентов лишь при сближении центров спиралей на расстояние ближе 3 диаметров спирали, что не применяется в реальных конструкциях резистивных элементов. В ходе дальнейших исследований были численно рассчитаны характеристики переходных процессов, возникающих при подаче на резистивный элемент прямоугольного импульса большой амплитуды, и энергетическая дисперсия возникающего при этом спектра электромагнитных колебаний (помех).

2.2. Авторами, на основе [4], была создана математическая модель для нахождения индуктивности на постоянном токе пакета из N параллельных пластин толщиной a , шириной b , толщиной s и плотностью тока j . На основе этой модели получены зависимости индуктивности пакета от ширины, длины и плотности пакета лент, позволившие минимизировать индуктивность при сохранении необходимого уровня теплорассеивающей способности и жёсткости пластин.

2.3. Сравнительные расчеты показали, что для блоков тормозных резисторов с одинаковой системой параметров (сопротивления, теплорассеивающей способности и т. п.) на основе ленточных резистивных элементов удается получить примерно в 2,5÷3,5 раза меньшую индуктивность, чем для блока со спиральными резистивными элементами. Экспериментальное исследование двух указанных типов блоков дало примерно такие же результаты.

2.4. В настоящее время авторы представленной работы работают над моделированием переходного процесса в пакете фехральных лент, возникающего при подаче на резистивный элемент импульса прямоугольной формы.

3. Заключение

Проектирование блоков тормозных резисторов для различных применений представляет собой широкое поле для исследований, поскольку при этом ставится задача надёжной их работы при ограниченных габаритах, массе и экономических ресурсах. Свои ограничения накладывают и требования по обеспечению совместимости с современными инверторными контроллерами двигателей в части индуктивности.

Показано, что наиболее перспективными в силу своей технологичности, высокой теплорассеивающей способности и компактности являются конфигурации резистивного блока, выполненного на ленточных резистивных элементах.

Существенно легче на этих блоках (по сравнению с блоками, построенными на спиральных резистивных элементах) реализовать и достаточно жесткие требования по минимизации величины их индуктивности до значений, позволяющих обеспечить эффективную работу электроприводов, с которыми они используются в системах электрооборудования транспортных средств.

В этой связи выработанные в настоящей работе подходы к определению наиболее выгодных с точки зрения минимизации значения индуктивности конфигураций резистивного блока, выполненного на ленточных элементах, имеют большое практическое значение, равно как и методы их расчета и моделирования.

Список литературы

1. Н.П. Винтоняк, В.Д. Семенов, В.А. Кабиров и др. Оценка величины паразитных индуктивностей токоведущих шин в источнике питания испытательного комплекса для прогрузки автоматических выключателей постоянного тока // Доклады ТУСУРа, том 19, № 4. – 2016. – С. 129-132.
2. Пат. на полезную модель № ПМ145666 Рос. Федерация. / Блок резисторов для общественного транспорта / Козлов А.В., Тимофеев А.И.; патентообладатель НПФ «Этна». – заявл. 8.07.2014, выд. 21.08.2014, опубл. 10.10.2014, Бюл. № 21.
3. Пат. на полезную модель № ПМ186566 Рос. Федерация. Блок силового резистора / Тимофеев А.И., Машков И.В. и др.; патентообладатель НПФ «Этна Плюс», заявл. 5.10.2018, выд. 24.01.2019, опубл. 24.01.2019, Бюл. № 3.
4. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивности. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 488 с.

Влияние аперттуры ВШП на характеристики его выходного сигнала

Кузнецова И.Е.¹, Смирнов А.В.¹, Горбунова А.В.²

¹ ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН,
ул. Моховая д.11/7, Москва, 125009, Россия

kuziren@yandex.ru

² Московский государственный университет, физический факультет
ул.Воробьевы горы,1/2, Москва, 119991, Россия

Аннотация: В работе представлены результаты исследования влияния геометрических параметров встречно штыревых преобразователей (ВШП) на резонансные характеристики акустической моды A_1 . Показано что уменьшение аперттуры (с 7,5 до 2,5 мм) и количества пар ВШП (с 7 до 3-х) приводит к увеличению амплитуды сигнала более чем в три раза.

1. Введение

В настоящее время обратные акустические волны вызывают большой интерес у исследователей по всему миру [1, 2]. Изучение их свойств имеет фундаментальный и практический интерес. Недавно была показана возможность создания резонатора нового типа на основе таких волн [3]. Новый метод обнаружения этих волн в пьезоэлектрических пластинах с использованием набора встречно штыревых преобразователей (ВШП) с различными пространственными периодами был предложен в [4]. Очевидно, что для разработки устройств на основе обратных акустических волн важно оптимизировать параметры ВШП, такие как, материал подложки, аперттура, количество пар преобразователей. Оптимизация может быть осуществлена с использованием метода конечных элементов (FEM), в частности Comsol Multiphysics. Подобный подход позволяет моделировать задачи на возбуждение акустических волн, что значительно облегчает процедуру разработки акустоэлектронных устройств.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Для исследований в Comsol было создано 9 моделей резонаторов с различным количеством пар ВШП (3, 5 и 7 пар) и аперттурой преобразователей (2.5, 5 и 7.5 мм). В качестве примера, на рисунке 1 представлена геометрия (а) и используемая при моделировании сетка (b) для резонатора с 5-ю парами ВШП и аперттурой 5 мм. В качестве подложки использовался Y-срез пластины LiNbO_3 толщиной 375 мкм. ВШП располагались перпендикулярно направлению распространения волны X. На границах подложки применялось условие PML для предотвращения переотражения возбуждаемых волн. При реализации этих поглощающих слоев были использованы квадратичные функции затухания. В области пластины, свободной от ВШП, были использованы механические граничные условия, соответствующие свободным границам, т.е. механические напряжения

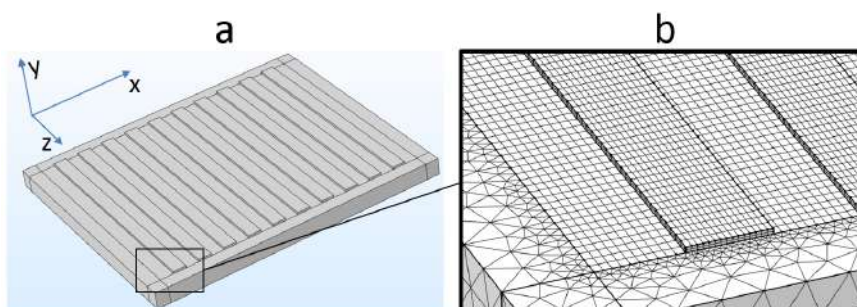


Рис.1. Топология FEM модели (а) и используемая в моделировании сетка (b).

полагались равными нулю. В области контакта штырей ВШП с пластиной в качестве механических граничных условий использовалась непрерывность смещений и механических напряжений между штырем и пластиной. Возбуждение акустической волны моделировалось путем использования периодического изменения электрического потенциала в области штырей ВШП. На один штырь подается напряжение, а следующий – закорачивается.

3. Результаты исследования

В результате проведенного моделирования были получены частотные зависимости действительной части электрического импеданса ВШП, представленные на рисунке 2. Анализ показал, что уменьшение апертуры с 7,5 до 2,5 мм и количества пар ВШП с 7 до 3 –х приводит к более чем пятикратному увеличению величин резонансного пика, соответствующего А1 моде, с 3.9 до 20 кОм.

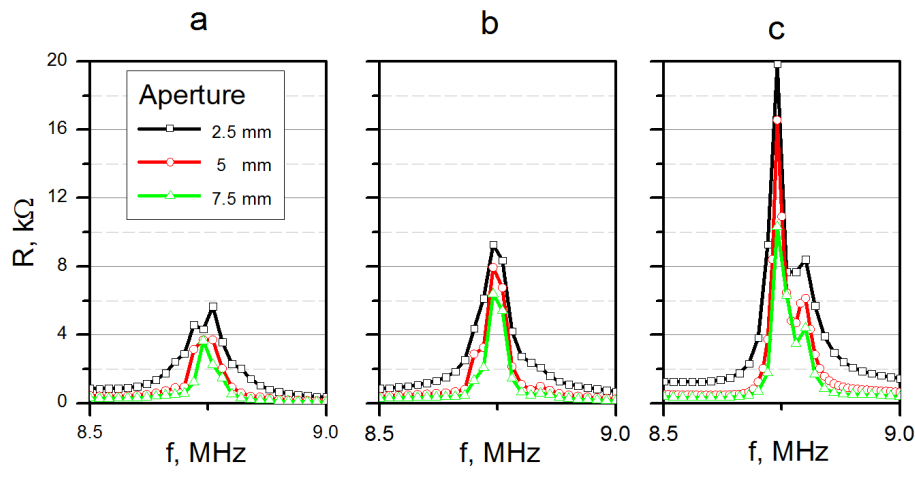


Рис. 2. Частотная зависимость реальной части импеданса А1 волны при различных значениях апертуры и количества пар ВШП: (а) 7 пар, (б) 5 пар, (с) 3 пары.

4. Заключение

Таким образом, можно сделать вывод, что размер разрабатываемых устройств можно существенно уменьшить за счет уменьшения апертуры и количества пар ВШП. Используемый в работе метод конечных элементов позволяет получить данные по влиянию геометрических параметров разрабатываемых приборов на их выходные характеристики. Использование метода конечных элементов позволяет избежать затрат на проведение обширных экспериментальных исследований и создания экспериментальных образцов и, фактически, сводит задачу оптимизации к проведению теоретического моделирования, что эффективно с экономической точки зрения.

Список литературы

1. Caliendo C., Hamidullah M. Zero-group-velocity acoustic waveguides for high-frequency resonators // *Journal of Physics D: Applied Physics*. 2017. Т. 50. №. 47. С. 474002.
2. Philippe F. D., Murray T. W., Prada C. Focusing on plates: controlling guided waves using negative refraction // *Scientific reports*. 2015. Т. 5. С. 11112.
3. Yantchev V. et al. Thin-film zero-group-velocity Lamb wave resonator // *Applied Physics Letters*. 2011. Т. 99. №. 3. С. 033505.
4. Zaitsev B. et al. New approach to detection of guided waves with negative group velocity: Modeling and experiment // *Journal of Sound and Vibration*. 2019. Т. 442. С. 155-166.

Дифракционная селекция мод в брэгговских структурах планарной геометрии

Гинзбург Н. С., Заславский В. Ю., Кочаровская Е. Р., Малкин А. М., Сергеев А. С.

ФИЦ институт прикладной физики РАН
ул. Ульянова, 46, Нижний Новгород, 603950, Россия
katya@appl.sci-nnov.ru

Аннотация: Показана эффективность дифракционной селекции мод в рамках метода связанных волн, дополненного квазиоптическим приближением. Решена двумерная дифракционная задача, найдены добротности и пространственные структуры мод планарных брэгговских резонаторов с конечной длиной и шириной гофрированной области. Определены допустимые значения параметра Френеля, при которых дифракционные потери с торцов брэгговской структуры обеспечивают эффективную дискриминацию мод с большим числом поперечных вариаций.

1. Введение

Брэгговские структуры широко используются в квантовой и классической электронике для организации распределенной обратной связи (РОС) [1-3] для эффективной селекции мод по продольному индексу как необходимое условие узкополосной генерации. Современные технологические возможности позволяют создавать активные среды с поперечными (латеральными) размерами, достигающими десятков или сотен длин волн [4, 5]. Для таких сред становится актуальной задача обеспечения поперечной когерентности излучения.

В данной работе указанная задача решается за счет дифракционной селекции мод, при которой моды с большим числом вариаций по поперечной координате, имея большие дифракционные потери, быстрее затухают и исключаются из генерации. Фактически подобный метод селекции используется в открытых квазиоптических резонаторах [2] и, очевидно, может быть перенесен на планарные брэгговские структуры.

2. Двумерная модель периодической структуры конечной ширины

Предположим, что на плоскую диэлектрическую пластину на участке с длиной l_z по продольной координате z и с шириной l_x по поперечной координате x нанесена неглубокая синусоидальная гофрировка рис. 1а) с профилем $b(z) = b_0 + b_1 \cos(kz)$, где b_0 - средняя толщина слоя, b_1 - амплитуда гофрировки, d - ее период, $k = 2\pi/d$. Поле в такой структуре в условиях брэгговского резонанса $k \approx 2h$ может быть представлено в виде двух встречных волновых пучков $E_{\pm} = \text{Re}[a_{\pm}(y)A_{\pm}(z, x, t) \exp(i(\omega_0 t \mp hz))]$, с несущей частотой ω_0 совпадающей с брэгговской, $A_{\pm}(z, x, t)$ - медленно-меняющиеся амплитуды волн, $a_{\pm}(y)$ - поперечные структуры полей, совпадающие с модами регулярных планарных волноводов (или диэлектрической пластины в оптическом диапазоне). Связь и взаимное рассеяние парциальных волн на гофрированной поверхности с учетом поперечной дифракции описывается системой безразмерных уравнений параболического типа
$$\pm \frac{\partial A_{\pm}}{\partial Z} + \frac{\partial A_{\pm}}{\partial \tau} + i \frac{\partial^2 A_{\pm}}{\partial X^2} + if(X)A_{\mp} = 0$$
, где $\tau = \alpha v_{gr} t$, $Z = \alpha z$ и $X = \sqrt{2\alpha h} x$ - безразмерные время и координаты, v_{gr} - групповая скорость волн, α - коэффициент связи волн в полых планарных волноводах [3] (для гофрированных диэлектрических структур [1]). Функция $f(x)$ описывает поперечный профиль гофра (рис. 1 а). По продольной координате на границах гофрированного участка используются граничные условия, соответствующие отсутствию волн, падающих на систему извне. По поперечной координате на некотором удалении от брэгговской структуры $X = \pm L_b/2$, ставятся излучательные граничные условия [6], которые соответствуют свободному дифракционному расплыванию парциальных волновых пучков.

3. Результаты численного моделирования

Для определения пространственных структур и декрементов собственных мод брэгговская структура возбуждалась коротким электромагнитным импульсом, падающим с левой границы которой относительно оси резонатора. В процессе затухания возмущений, описываемых приведенными в разделе 2 эволюционными уравнениями с граничными условиями, происходило выделение наиболее добротных мод с заданной симметрией. В исследуемой системе указанный подход позволяет установить пространственные структуры мод $|A_+(Z, X)|$ (рис. 1 а) над периодической структурой, а также их собственные частоты и декременты затухания.

Известно [1, 2], что в пренебрежении поперечной дифракции поля существуют две моды с одинаковыми декрементами (добротностями), расположенными на частотах $\omega_{\pm 1} = \omega_0 + \alpha v_{gr} \operatorname{Re} \Omega_{\pm 1}$, которые сдвинуты влево и вправо относительно брэгговской частоты. Было показано, что наличие дифракционных потерь снимает указанное вырождение по добротности. На начальной стадии (рис. 2 б штриховая линия 1) в спектре поля $S(\Delta) = \int_{\tau_0}^{\infty} A_+(\tau) \exp(-i\Delta\tau) d\tau$ представлены низкочастотная (НЧ) и высокочастотная (ВЧ) компоненты (Δ – нормированный сдвиг частоты относительно брэгговской). Однако добротность НЧ-моды оказывается выше высокочастотной, и как видно из рис. 2 б, на конечной стадии (рис. 2 б сплошная кривая 2) ВЧ-мода полностью затухает. Для верификации данной модели было проведено полное трехмерное моделирование на основе коммерческого кода CST Microwave Studio,¹ которое показало хорошее соответствие с результатами аналитической теории.

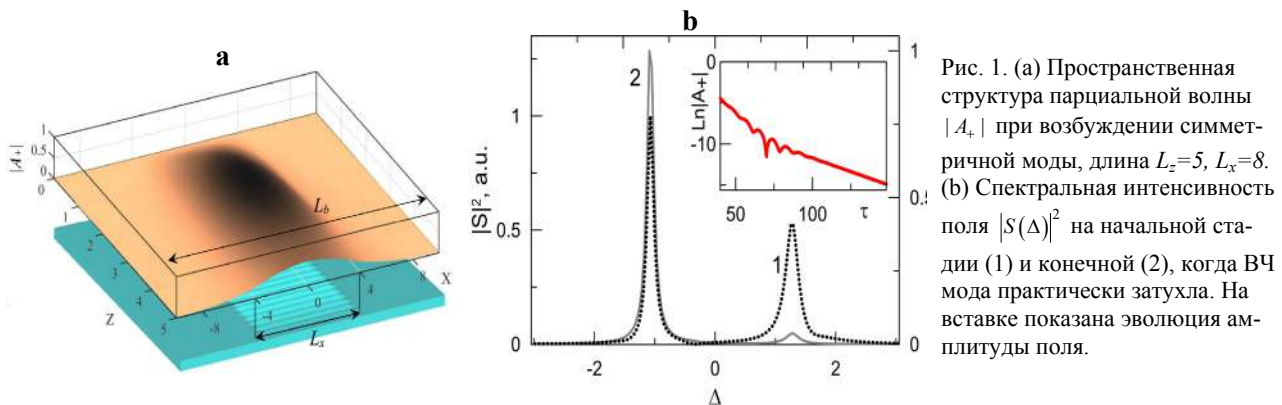


Рис. 1. (а) Пространственная структура парциальной волны $|A_+|$ при возбуждении симметричной моды, длина $L_z=5$, $L_x=8$. (б) Спектральная интенсивность поля $|S(\Delta)|^2$ на начальной стадии (1) и конечной (2), когда ВЧ мода практически затухла. На вставке показана эволюция амплитуды поля.

4. Заключение

Таким образом, приведенный анализ показывает эффективность дифракционной селекции мод в брэгговских структурах планарной геометрии при относительно небольших значениях параметра Френеля, т.е. при ширинах $l_x \leq \sqrt{\lambda l_z}$. Вместе с тем, уже созданы активные среды с латеральными размерами, составляющими $10^2 - 10^3$ длин волн (полупроводниковые гетероструктуры[4]) и ленточные релятивистские электронные пучки с аналогичным уровнем сверхразмерности для генерации микроволнового излучения [7], которые требуют иных подходов для обеспечения пространственно-когерентной одномодовой генерации, например, двумерную распределенную обратную связь [5].

Работа поддержана в рамках государственного задания ИПФ РАН по теме № 0035-2019-0001 и проекта Российского фонда фундаментальных исследований № 18-48-520022.

Список литературы

1. Kogelnik H., Theory of dielectric waveguides, in: Integrated Optics, Berlin/Heidelberg: Springer, 1979, vol. 7. P.13-81.
2. Yariv A., Yeh P. Optical Waves and Crystals, Propagation and Control of Laser Radiation. Wiley-Interscience, 2002. 640 p.
3. Гинзбург Н.С., Заславский В.Ю., Зотова И.В., Малкин А.М., Песков Н.Ю., Сергеев А.С. Лазеры на свободных электронах терагерцового диапазона с брэгговскими структурами, основанными на связи бегущих и квазикритических волн // Письма в ЖЭТФ. 2010. Т.91. № 6. С. 286-290.
4. Ginzburg N.S., Baryshev V.R., Sergeev A.S., Malkin A.M. Dynamics of semiconductor lasers with two-dimensional distributed feedback // Phys. Rev. A. 2015. V. 91, P. 053806.
5. Соколовский Г.С., Дюделев В.В., Гаджиев И.М., Лосев С.Н., Дерягин А.Г., Кучинский В.И., Рафаилов Э.У., Сиббет В. Особенности фокусировки выходного излучения в лазере с распределенным брэгговским зеркалом с искривленными штрихами // Письма в ЖТФ. 2005. Т. 31, В. 19. С. 28-34.
6. Гинзбург Н.С., Зотова И.В., Сергеев А.С. Дифракционная селекция мод в планарных лампах обратной волны // Изв. вузов. Радиофизика. 2009. Т. 52. В. 8. С. 632–641.
7. Arzhannikov A.V., Nikolaev V.S., Sinitsky S.L., Yushkov M.V. Generation and transport of 140 kJ ribbon electron beam // J. Appl. Phys. 1992. V.72, N.4. P.1657-1663.

¹ <http://www.cst.com>

Анализ фазирующей структуры быстродействующего волноводного ферритового фазовращателя с продольным намагничиванием

¹ Комиссарова Е. В., ¹ Крехтунов В. М., ¹ Русов Ю. С.

¹ Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана
ул. 2-я Бауманская, 5, стр. 1, Москва, 105005, Россия
mc_ken@bmstu.ru

Аннотация: выполнен электродинамический анализ и расчет фазирующей структуры волноводного ферритового фазовращателя (ВФФВ) с продольным намагничиванием ферритового стержня с квадратной формой поперечного сечения, представлены результаты расчетов активности двухслойного волновода с феррито-диэлектрическим заполнением, приведены зависимости длины фазосдвигающей секции волноводных ферритовых фазовращателей от поперечных размеров внутриволноводной системы продольного намагничивания.

1. Введение

Волноводные ферритовые фарадеевские фазовращатели с продольным намагничиванием широко применяются в технике СВЧ и КВЧ диапазонов как в качестве самостоятельных устройств [2, 3], так и в составе, например, элементов фазированных антенных решеток (ФАР) [1, 4, 5, 6]. Как правило, эти ВФФВ выполняются в цилиндрическом корпусе-волноводе с круглой или квадратной формой поперечного сечения, полностью заполненного ферритовой средой, а в случае, когда ставится задача получения максимально высокого быстродействия от ВФФВ, система намагничивания ферритового стержня (ФС) располагается внутри волновода. Это приводит к уменьшению токов Фуко, времени перемагничивания и энергии управления ВФФВ [7]. Одновременно увеличивается активность и добротность фазовращателя, что в свою очередь уменьшает его продольные размеры. Однако при построении фазовращателя (ФВ) с магнитной памятью на основе неметаллизированного ФС возникает необходимость применения при расчете ВФФВ электродинамических моделей высокого уровня. Это обусловлено нахождением обмотки намагничивания и ферритовых скоб магнитопровода в поле электромагнитной волны, направляемой ферритовым стержнем.

2. Объект и методы исследований

Анализируются фазирующие структуры ВФФВ на основе квадратных волноводов, частично или полностью заполненных прямоугольными феррито-диэлектрическими стержнями. Такие структуры наиболее просто позволяют моделировать все основные элементы волноводных ферритовых фарадеевских ФВ, включая продольно намагничиваемые ферритовые стержни 3, ферритовые скобы магнитопроводов 5 и согласующие ступенчатые волноводно-диэлектрические переходы 1-2, как показано на рис. 1а.

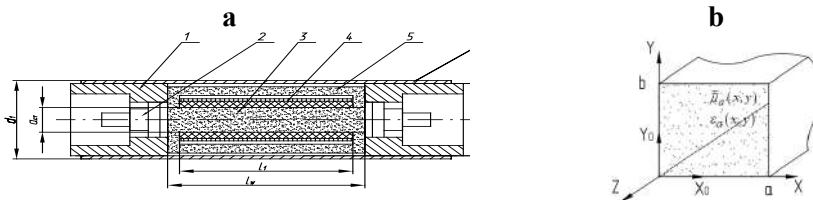


Рис. 1. Эскиз волноводного быстродействующего ферритового фазовращателя^о(а) и общий случай поперечного сечения исследуемого волновода(б)

Исследуемый волновод в общем случае характеризуется диэлектрической проницаемостью $\epsilon_a(x,y) = \epsilon_0 \cdot \epsilon(x,y)$ и тензором магнитной проницаемости $\bar{\mu}_a(x,y) = \mu_0 \cdot \bar{\mu}(x,y)$, где функции $\epsilon(x,y)$ и $\mu(x,y)$ – кусочно-непрерывные функции поперечных координат. Для гармонических колебаний с частотой ω решается система уравнений Максвелла и в соответствии с процедурой Бубнова-Галеркина искомое поле

$$H_{\perp}^r(x, y) = \sum_{t=1}^2 \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} M_{tmn}^r h_{tmn}^r(x, y), \quad m+n \geq 1. \quad (1)$$

подставляется в операторное уравнение

$$L_H^{\mu} \sum_{t=1}^2 \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} M_{tmn}^r h_{tmn}^r(x, y) = p^2 k_0^2 \sum_{t=1}^2 \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} M_{tmn}^r h_{tmn}^r(x, y). \quad (2)$$

и после проецирования уравнения (2) на систему векторных функций с учетом их ортогональности поставленная задача сводится к решению полной проблемы собственных значений комплексной матрицы

$$AM = p^2 M. \quad (3)$$

3. Результаты исследований

При выборе размеров фазирующего блока ВФФВ рассчитываются и оптимизируются размеры ферритового стержня в волноводе: его «активная» длина l_1 (рис. 1а) и размер поперечного сечения $a_{\text{ст}}$, исходя из обеспечения требуемого вносимого дифференциального фазового сдвига $\Delta\varphi_{\text{макс}}$.

$$\Delta\varphi_{\text{макс}} = k \cdot l_1 \cdot \Delta p, \quad (4)$$

Расчеты выполнены для ферритов марок 1СЧ4 и 1СЧ12, используемых в КВЧ-диапазоне.

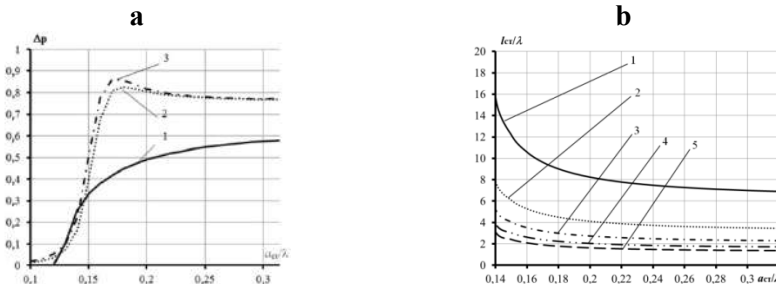


Рис. 2. Зависимость активности $\Delta p(a_{\text{ст}}/\lambda)$ при $\mu_2=0,15$ (а) и длины $l_1(a_{\text{ст}}/\lambda)$ при разных $\mu_2=0 \dots 0,2$ (б)

Из приведенных на рис.2а данных следует, что активность ФВ на основе ФС без металлизации боковой поверхности (линии 2 и 3) при $a_{\text{ст}}/\lambda \leq 0,25$ в 1,5 раза превышает активность ФВ, выполненного на основе ФС с токопроводящим покрытием боковой поверхности (линия 1).

4. Заключение

1. В строгой электродинамической постановке методом Галеркина с использованием в процессе проецирования дифференциального магнитного оператора второго порядка решена ключевая для разработки ВФФВ задача о собственных волнах волновода с поперечно-неоднородным феррито-диэлектрическим заполнением при продольном намагничивании.

2. Рассчитанные в широком диапазоне изменения параметров волноводов и материала ферритового стержня дисперсионные характеристики собственных волн волновода квадратного сечения с соосным продольно намагниченным ферритовым стрежнем, а также волновода, полностью заполненного продольно намагниченной ферритовой средой могут служить основой при проектировании ВФФВ на основе этих волноведущих структур.

Список литературы

1. Bounkin B.V., Lemansky A.A. Experience of development and industrial production of X-band passive phased arrays // International Conference on Radar. Paris (France). 1994. Pp. 20-24.
2. Boyd C.R. Comments on the design and manufacture of dual-mode reciprocal latching ferrite phase shifters // IEEE Trans. on MTT. 1974. vol. MTT-22. №6. P. 593-601.
3. Микаэлян А.Л. Теория и применение ферритов на сверхвысоких частотах. М., Л.: Госэнергоиздат, 1963. 664 с.
4. Никольский В.В. Проекционные методы в электродинамике // Сборник научно-методических статей по прикладной электродинамике. 1977. №1. С. 4-50.
5. Приемопередающий элемент фазированной антенной решетки: пат. 2184410 Россия / Ю.Н.Афанасьев [и др.] Заявл. 26.06.2001; опубл. 27.06.2002. Бюл. №18 // Изобретения. Полезные модели. Официальный бюллетень Федеральной службы по интел. собств.
6. Элемент фазированной антенной решетки: пат. 2325741 РФ / Л.Б. Рошаль [и др.]. Заявл. 06.10.2006; опубл. 27.05.2008. Бюл. №15 // Изобретения. Полезные модели. Официальный бюллетень Федеральной службы по интел. собств.
7. Элемент фазированной отражательной антенной решетки: пат. 2474018. Россия / Е.В. Комиссарова, В.М. Крехтунов. Заявл. 30.12.2010; Опубл. 27.01.2013. Бюл. №3 // Изобретения. Полезные модели. Официальный бюллетень Федеральной службы по интел. собств.

Собственные электромагнитные колебания сферических тонких пленок

Харланов А. В.

Волгоградский Государственный Технический Университет
пр. им. В. И. Ленина, 28, Волгоград, 400005, Россия
harlanov_av@mail.ru

Аннотация: Представлены результаты расчетов частот собственных электромагнитных колебаний сферических тонких пленок в зависимости от их размеров и диэлектрической проницаемости внешней среды.

1. Введение

Тонкие пленки получили широкое применение в микроэлектронике. К тонким пленкам относится бислой – двойной молекулярный слой, формируемый полярными липидами в водной среде. [1]. Он образует замкнутую поверхность, которая геометрически представляет собой эллипсоид вращения. Таким образом, фосфолипидный бислой можно представить в виде резонатора, представляющего собой двухслойный эллипсоид. Для нахождения собственных частот необходимо решить уравнения Максвелла в сфероидальных координатах – в этом случае граничные условия будут зависеть только от одной координаты [2].

2. Постановка задачи

Сфероидальные координаты ξ, η, φ [3] представляют собой вращательно-симметричные координаты и могут быть получены вращением вокруг осей симметрии плоской эллиптической системы координат, состоящей из взаимно ортогональных софокусных эллипсов и гипербол.

Разделение переменных в уравнениях Максвелла может быть выполнено после введения скалярных функций $P(\xi, \eta)$ и $Q(\xi, \eta)$, называемых потенциалами Абрагама:

$$P = \frac{d}{2} \sqrt{(\xi^2 - 1)(1 - \eta^2)} E_\varphi, \quad Q = \frac{d}{2} \sqrt{(\xi^2 - 1)(1 - \eta^2)} H_\varphi.$$

Подставляя коэффициенты Ламэ (1), получим:

$$(\xi^2 - 1) \frac{\partial^2 Q}{\partial \xi^2} + (1 - \eta^2) \frac{\partial^2 Q}{\partial \eta^2} + c^2 (\xi^2 - \eta^2) Q = 0,$$

где $c = kd/2$, k – волновое число, d – расстояние между фокусами эллипса. Аналогичные уравнения можно получить для потенциала P . Разделим переменные в последнем уравнении, представив потенциал в виде $Q(\xi, \eta) = U(\xi)V(\eta)$ где $U = E_\varphi \sqrt{\xi^2 - 1}$, $V = \frac{E_\varphi d}{2} \sqrt{1 - \eta^2}$. Тогда получится уравнение:

$$\frac{d}{d\xi} (\xi^2 - 1) \frac{dE_\varphi}{d\xi} + \left(-\lambda + c^2 (\xi^2 - 1) - \frac{1}{\xi^2 - 1} \right) E_\varphi = 0,$$

где λ – константа разделения. Решением этого дифференциального уравнения являются вытянутые радиальные сфероидальные функции первого и второго рода [4]. Аналогично можно показать, что решением для переменной η являются угловые сфероидальные функции, которые определяются через полиномы Лежандра.

Окончательно для магнитных колебаний во внутренней области, в тонком слое и снаружи можно записать (представлены только магнитные составляющие):

$$H_\xi = \frac{2}{\xi^2} \left[A_j R_{jl} \left(k \frac{d_j}{2} \sqrt{\epsilon_j}, \xi \right) + B_j R_{jl}^{(2)} \left(k \frac{d_j}{2} \sqrt{\epsilon_j}, \xi \right) \right] P_1'(\eta) \sin \varphi e^{i\omega t},$$

$$H_\eta = \frac{1}{\xi} \frac{d \left[A_j R_{jl} \left(k \frac{d_j}{2} \sqrt{\epsilon_j}, \xi \right) + B_j R_{jl}^{(2)} \left(k \frac{d_j}{2} \sqrt{\epsilon_j}, \xi \right) \right]}{d\xi} \frac{d(P_1'(\eta))}{d\eta} \sin \varphi e^{i\omega t},$$

$$H_{\varphi} = \frac{l}{\xi \eta} \frac{d \left(\left[A_j R_{1l} \left(k \frac{d_j}{2} \sqrt{\varepsilon_j}, \xi \right) + B_j R_{1l}^{(2)} \left(k \frac{d_j}{2} \sqrt{\varepsilon_j}, \xi \right) \right] \right)}{d\xi} P_1'(\eta) \cos \varphi e^{i\omega t},$$

где k – волновое число в свободном пространстве, индекс $j = 1$ – внутренняя область, $j = 2$ – тонкий слой, $j = 3$ – внешнее пространство, $B_1 = 0$, $A_3 = 0$, ε_j – диэлектрическая проницаемость j -го материала резонатора, ω – частота колебаний, $l = 1, 2, 3, \dots$. Используя условия непрерывности полей на границе раздела сред можно вычислить частоты электромагнитных колебаний.

3. Результаты численного моделирования

Для расчетов были взяты следующие параметры: толщина бислойа – 10 нм, размеры эллипсоида – 1 – 1000 мкм, диэлектрическая проницаемость слоя (ε_2) – 2, диэлектрическая проницаемость воды (ε_1 , ε_3) посчитана по теории Дебая [5, 6]. Расчеты показали, что небольшие отклонения от сферичности существенно не изменяют собственные частоты. Поэтому вместо радиальных сфероидальных функций первого и второго рода можно применять сферические функции Бесселя и Неймана

На рисунке 1 представлены зависимости нижних частот магнитных и электрических колебаний для диэлектрического и закрытого резонаторов от его размера.

Интересный результат получается, если найти зависимость частоты колебаний от диэлектрической проницаемости внешней среды (рис. 2). Это возможно, так как при попадании фосфолипидов в воду они образуют замкнутую тонкую пленку, разграничивая область внутри и снаружи. При разбавлении воды другой жидкостью, меняется диэлектрическая проницаемость, а в области, ограниченной бислоем, не происходит никаких изменений.

Для расчета частот на рисунке 2 были взяты следующие параметры: радиус резонатора $R_1 = 10$ мкм, толщина тонкой пленки $R_2 - R_1 = 10$ нм, относительная диэлектрическая проницаемость внутренней области, ограниченной пленкой $\varepsilon_1 = 5$. Видно, что собственная частота колебаний сильно зависит от диэлектрических проницаемостей областей, разграниченных тонкой пленкой и будет максимальна, когда они равны.

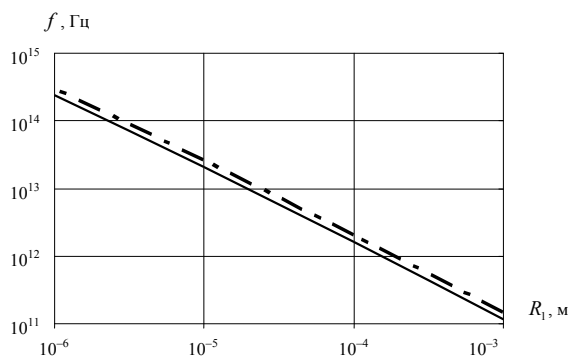


Рис. 1. Зависимость частоты колебаний от радиуса резонатора. — H_{101} , - - E_{101}

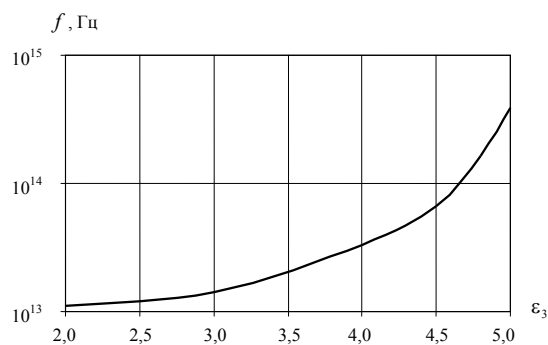


Рис. 2. Зависимость частоты колебаний от диэлектрической проницаемости внешней среды

4. Заключение

Таким образом, можно сделать вывод, что собственные частоты электромагнитных колебаний лежат, преимущественно, в терагерцовом диапазоне, очень перспективном на современном этапе развития электроники. Сильная зависимость частот собственных колебаний от диэлектрической проницаемости среды может быть использована для контроля и измерения концентрации различных веществ, растворенных в воде.

Список литературы

1. Словарь нанотехнологических и связанных с нанотехнологиями терминов. под ред. С. В. Калюжного. М.: Физматлит. 2010. 528 с.
2. Вайнштейн, Л.А. Открытые резонаторы и открытые волноводы / Л.А. Вайнштейн. М.: Сов. радио. 1966. 476 с.
3. Комаров И. В., Пономарев Л. И., Славянов С. Ю. Сфероидальные и кулоновские сфероидальные функции. М.: Наука, 1976. 320 с.
4. Справочник по специальным функциям / Под ред. М. Абрамовица и И. Стиган. М.: Наука, 1979. 831 с.
5. Рез И.С, Поплавко Ю.М. Диэлектрики. Основные свойства и применения в электронике. М.: Радио и связь, 1989. 288 с.
6. Artemov V. G., Volkov A. A. Water and Ice Dielectric Spectra Scaling at 0°C // Ferroelectrics, 2014, 466:1, 158-165.

Расчёт погонных потерь прямоугольного волновода с неидеальными экранирующими поверхностями на основе концепции парциальных волн

¹ Бирюков В.В., ¹ Грачев В.А., ² Лобин С.Г., ¹ Щербаков В.В.

¹ Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева
ул. Минина, 24, Нижний Новгород, 603950, Россия
birukovvv@mail.ru

² Филиал ФГУП РФЯЦ ВНИИЭФ «НИИИС им. Ю.Е. Седякина»
ул. Тропинина, 47, Нижний Новгород, 603137, Россия

Аннотация: Предложен метод расчёта коэффициента отражения электромагнитной волны от шероховатой поверхности. Показано, что наличие шероховатости экранирующих поверхностей волноводов эквивалентно уменьшению удельной проводимости этих поверхностей по сравнению со значениями, входящими в граничные условия Шюкина – Леонтовича для идеально гладких поверхностей. Приведены примеры расчёта коэффициента затухания прямоугольного волновода с шероховатыми экранирующими поверхностями в терагерцовом диапазоне частот. Исследовано влияние размеров и формы неоднородностей профиля шероховатой поверхности на погонное затухание волновода.

1. Введение

Неидеальность экранирующей поверхности является основным фактором, определяющим погонные потери направляющей электродинамической структуры. Неидеальность проявляется в конечности удельной проводимости материала и шероховатости экранирующей поверхности, определяемой качеством её обработки.

Шероховатостью поверхности можно пренебречь, если размеры неровностей много меньше глубины проникновения электромагнитного поля в стенки экрана. Это условие обычно выполняется на частотах ниже и порядка сотен мегагерц. Однако по мере повышения частоты требования к качеству обработки экранирующих поверхностей возрастают и становятся соизмеримыми с технологическими возможностями. В связи с этим в терагерцовом диапазоне частот шероховатость экранирующих поверхностей становится основным фактором, определяющим погонные потери направляющей структуры.

В данной работе исследовано влияние на погонное затухание основной волны прямоугольного волновода высоты и формы профиля неровностей экранирующей поверхности.

2. Метод расчёта погонных потерь волновода

Рассматривается случай, когда размеры шероховатостей много больше толщины скин-слоя, но много меньше длины волны распространяющегося в волноводе электромагнитного колебания.

К выражению, описывающему затухание волн в волноводе, можно прийти, используя концепцию парциальных волн Бриллюэна. В случае прямоугольного волновода с идеально проводящими гладкими стенками основная волна представляет собой суперпозицию двух плоских волн. При наличии потерь в стенках волна становится гибридной и для её представления необходимо четыре плоских волны. В этом случае затухание в волноводе зависит от коэффициента отражения электромагнитной волны от стенок волновода и количества переотражений на единицу длины. Полученная таким образом в данной работе зависимость коэффициента затухания от частоты и удельной проводимости стенок волновода и качественно, и количественно совпадает с известной в литературе для гладких экранирующих поверхностей. Задача нахождения затухания собственных волн направляющих электродинамических структур с шероховатыми экранирующими поверхностями сводится, таким образом, к нахождению коэффициента отражения от шероховатой поверхности. Кроме того за-

дачу можно свести к случаю структур с идеально гладкими поверхностями. Эквивалентность реальной шероховатой поверхности и гладкой поверхности достигается внесением поправки в удельную проводимость материала последней, обеспечивающей равенство коэффициентов отражения электромагнитной волны от рассматриваемых поверхностей.

3. Коэффициент отражения от шероховатой проводящей поверхности

Форма профиля шероховатой поверхности зависит от способа обработки и применяемого инструмента и определяет статистические характеристики поверхности. В качестве модели такой поверхности рассматриваются периодически повторяющиеся неровности профиля различной формы.

В представленной работе рассматривается модель проводящей отражающей поверхности в виде слоя электрических диполей, возбуждаемых полем падающей электромагнитной волны. Используются известные выражения для поля излучения элементарного электрического вибратора. Поле отражённой волны представляется как результат суперпозиции полей, излучаемых всеми возбуждёнными падающим полем зарядами поверхности. Суммарное поле излучения слоя электрических диполей зависит от их распределения по отражающей поверхности и глубины проникновения поля падающей волны вглубь среды.

При решении учитывается, что каждый излучающий диполь возбуждается как полем падающей волны, так и суммарным полем всех остальных диполей. Таким образом, решается самосогласованная задача. Сначала рассматривается равномерное распределение диполей по отражающей поверхности. Найденное поле сравнивается с полем волны, отражённой от гладкой проводящей поверхности. Полученная в результате зависимость плотности электрического момента от длины волны и удельной проводимости материала используется в дальнейшем при расчёте излучения шероховатой поверхности.

В случае шероховатой поверхности профиль и размеры неровностей определяют распределение электрического момента по поверхности и глубине отражающего материала. Неравномерность распределения излучающих диполей приводит к уменьшению суммарного поля, а значит – к уменьшению коэффициента отражения. Как показывают расчёты по формулам Френеля, уменьшение модуля коэффициента отражения на тысячные доли эквивалентно уменьшению удельной проводимости гладкой проводящей поверхности почти на порядок.

4. Заключение

Представлены два подхода к расчёту потерь в волноводе с шероховатыми поверхностями. Непосредственно по коэффициенту отражения от такой поверхности и путём сведения к эквивалентной гладкой поверхности.

Приводятся результаты расчётов погонного затухания основной волны в прямоугольном волноводе с шероховатостями различного профиля и размеров. Анализ полученных зависимостей показывает, что наибольшее влияние на погонное затухание собственных волн оказывает высота неровностей профиля экранирующей поверхности. При равных значениях высоты неровностей наибольшее затухание наблюдается в случае прямоугольного профиля, когда ширина неровности равна половине её периода. Применение предложенной методики позволяет задать требования к качеству обработки экранирующих поверхностей направляющих структур, исходя из допустимого уровня затухания собственных волн.

Проведено сравнение результатов расчётов с результатами моделирования в программном пакете CST STUDIO SUITE.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта Российского научного фонда № 17-19-01628.

Электромагнитные характеристики филаментов для 3D печати с углеродными наполнителями в СВЧ диапазоне

¹ Кулешов Г. Е., ¹ Бадьин А. В., ¹ Билинский К. В., ¹ Дорожкин К. В.

¹ Национальный исследовательский Томский государственный университет
пр. Ленина, 36, Томск, 634050, Россия
grigorij-kge@sibmail.com

Аннотация: Представлены результаты исследования комплексной диэлектрической проницаемости и электромагнитного отклика от полимерных композиционных материалов полученных по аддитивной технологии из филаментов, содержащих различные углеродные наполнители. Созданы новые радиофиламенты с МУНТ. PLA-Conductive может быть использованы для создания тонкого, легкого экранирующего покрытия.

1. Введение

В течение последних десятилетий начали активно применяться и продолжают внедряться изделия и устройства полученные по аддитивным технологиям [1]. Аддитивные технологии имеют ряд преимуществ по сравнению со стандартными: меньшее число операций, безотходное использование начальных компонентов, простота разработки и оптимизации изделий в инженерных CAD-программах, высокая технологичность [2]. В последнее время очень распространено изготовление композиционных материалов на основе пластиков для 3D печати с добавлением наполнителей эффективно взаимодействующих с электромагнитным излучением [3, 4]. Применение аддитивной технологии с радиофиламентами позволяет значительно ускорить и удешевить процесс производства радиоматериалов и защитных покрытий для конечных устройств, а также дает возможность создавать совершенно новые элементы и композиционные структуры.

Особо выделяются среди филаментов для 3D-печати токопроводящие пластики. Они, как правило, в своем составе содержат различные углеродные структуры (углеродные волокна, нанотрубки, графен) [5, 6]. Для их применение в качестве радиоматериалов необходимо знать точную информацию о величинах их комплексной диэлектрической проницаемости и проводимости. За последние 5 лет количество работ посвященных разработке и исследованию новых радиофиламентов возросло в десятки раз. Эта тематика является наиболее актуальной и имеет огромные перспективы практического использования.

В данной работе приведены результаты исследования микроволновых электромагнитных характеристик промышленно производимых и самостоятельно изготовленных филаментов для 3D печати, содержащих различные углеродные наполнители.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Объектами исследования являлись радиоматериалы изготовленные по аддитивной технологии (печать на 3D-принтере) из филаментов, содержащих различные углеродные наполнители. В качестве радиофиламентов использовались: 1) *Proto-pasta PLA-Conductive* “ProtoPlant Inc.” (США), с проводящим углеродом: Уд. сопротивление 10^2 - 10^3 Ом/см; 2) *ABS-Conductive* филамент “Mellow” (Kumai), содержащий углеродные волокна : Уд. сопротивление 10^3 - 10^5 Ом/см; 3) Изготовленный филамент: ABS + МУНТ со средним диаметром 9,4 мм в концентрациях от 1 до 5 вес. %.

Для изготовления филамента, использовалась следующая схема. На первом этапе измельчался АБС-пластик и растворялся в ацетоне, а затем добавляли МУНТ. Тщательно перемешивали, подвергали ультразвуковой диспергации, заливали полученную смесь в форму и ждали полной полимеризации. Далее измельчали полученный материал и проводили его горячее экструдирование для создания нити радиофиламента. В конце на 3D-принтере были напечатаны образец в форме шайбы толщиной $h = 2,25$ мм с внутренним диаметром $d = 3$ мм и внешним $D = 7$ мм.

Исследование электромагнитных характеристик композитов проводилось волноводным методом с использованием коаксиальной измерительной ячейки на векторном анализаторе цепей P4M-18 фирмы «Микран» в диапазоне частот от 0,1 до 18,00 ГГц. При этом использовались схемы измерений

«на проход». Она позволяет измерить S -параметры с учетом их фазы и по методики Беккера-Джарвиса [7] рассчитать комплексную диэлектрическую проницаемость (ДП) материала.

На основе полученных данных о комплексной диэлектрической проницаемости, и при фактическом отсутствии магнитных свойств, было выполнено моделирование электромагнитного отклика от слоя материала расположенного в свободном пространстве (T, R, A) и на металле (RL). Получены графики распределения для соответствующих коэффициентов в зависимости от толщины и частоты слоя.

3. Результаты измерений и расчетов

Получены частотные зависимости комплексной ДП для образцов на основе углеродосодержащих филаментов (рис. 1а).

Материалы из PLA-Conductive и ABS-Conductive имеют наибольшие значения диэлектрической проницаемости. Материалы из PLA-Conductive имеет в двое большие значения комплексной диэлектрической проницаемости, чем композит с 4 вес.% МУНТ. Однако на частотах выше 5 ГГц можно отметить заметное снижение реальной части комплексной диэлектрической проницаемости. Подробное поведение связано как с поляризационными характеристиками углеродных наполнителей, так и со значительным вкладом проводящих свойств композита в величину комплексной диэлектрической проницаемости. С ростом частоты вклад проводимости в ϵ уменьшается, что мы и видим на графиках (снижение диэлектрической проницаемости с ростом частоты). У филамена с МУНТ подобной картины не наблюдается, поскольку он получился не проводящим.

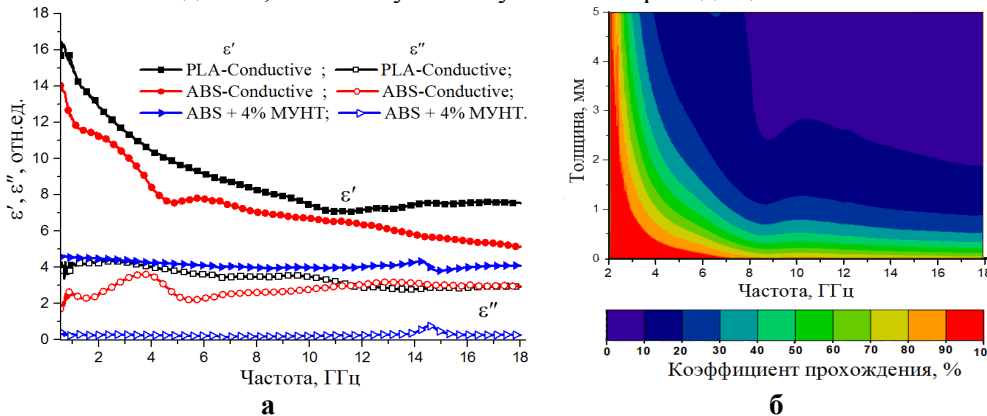


Рис. 1. Комплексная диэлектрическая проницаемость образцов на основе углеродосодержащих филаментов (а) и экранирующая способность материала на основе PLA-Conductive.

Лучшими экранирующими и поглощающими свойствами обладает композит из PLA-Conductive. На рисунке рис. 1а представлены результаты моделирования электромагнитного отклика от слоя материала в свободном пространстве. Данный материал обладает хорошей экранирующей способностью. При толщине слоя более 2.5 мм на частотах более 8 ГГц сквозь композит проникает менее 10% излучения. При этом более 50% излучения поглощается, а остальное отражается. С ростом толщины и частоты экранируется все больше излучения и при максимальных рассмотренных показателях проходит менее 1% излучения.

4. Заключение

Таким образом, материалы из PLA-Conductive, могут быть использованы для создания тонкого, легкого поглощающего покрытия на частотах от 2 до 18 ГГц. Филаменты с МУНТ пригодны для создания экранирующих покрытий, поскольку имеют высокие значения коэффициентов отражения.

Список литературы

1. Валетов В.А. Аддитивные технологии (состояние и перспективы) // Учеб. пособие. СПб.: Ун-т ИТМО. 2015. 63 с.
2. Баева Л.С., Маринин А.А. Современные технологии аддитивного изготовления объектов // Вестник МГТУ. 2014. Т. 17. № 1. С.7-12.
3. RaviPrakash M., Anuj S., Balasubramanian K. Terpolymer (ABS) cermet (Ni-NiFe₂O₄) hybrid nanocomposite engineered 3D-carbon fabric mat as a X-band electromagnetic interference shielding material // Materials Letters. 2019. V. 238. P. 214-217.
4. Mishra S., Katti P., Kumar S., Bose S. Macroporous epoxy-carbon fiber structures with a sacrificial 3D printed polymeric mesh suppresses electromagnetic radiation // Chemical Engineering Journal. 2019. V. 357. P. 384-394.
5. Hasan M., Saa'diAbdul J., Mohammed. A. H., Yazan A. H., Salah W. Effect of dc-bias on the dielectric behavior of CNT/ABS nanocomposites // Physica B: Condensed Matter. 2013. V. 418. P. 41-46.
6. Hu Z., Chen F., Xu J., Nian Q., Lin D., Chen C., Zhang M. 3D printing graphene-aluminum nanocomposites // Journal of Alloys and Compounds. 2018. V. 746. P. 269-276.
7. Chalapat K., Sarvala K., Li J., Paraoanu G.S., Wideband Reference-Plane Invariant Method for Measuring Electromagnetic Parameters of Materials // Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. 2009. V. 57. Is. 9. P. 2257-2267.

Исследование механических свойств тонких пленок при помощи пьезокерамических акустических резонаторов

¹ Теплых А. А., ¹ Зайцев Б. Д., ¹ Бородина И. А., ¹ Семенов А. П.

¹ Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова, Саратовский филиал
ул. Зеленая, 38, Саратов, 410019, Россия
teplykhaa@mail.ru

Аннотация: В работе описан метод определения свойств пленок: модулей упругости, вязкости и плотности. Метод основан на изменении характеристик акустического резонатора, на поверхность которого нанесена исследуемая пленка, по сравнению со свободным резонатором. При помощи описанного метода определены свойства двух органических пленок на основе грибного мицелия.

1. Введение

Одним из возможных применений акустических пьезорезонаторов является определение механических характеристик пленок. Метод определения этих характеристик основан на простой идее: исследуемая пленка наносится на поверхность резонатора и изменяет его резонансные частоты. Чтобы определить характеристики исследуемой пленки, вначале необходимо измерить электрический импеданс свободного резонатора без пленки в достаточно широком диапазоне частот, а затем решить “обратную задачу” [1] для уточнения материальных констант материала самого резонатора. Данный метод носит название широкополосной акустической спектроскопии. После этого на резонатор наносится исследуемая пленка, и измерение импеданса в широком диапазоне частот повторяется. Решение обратной задачи для резонатора с пленкой, с использованием уточненных значений материальных констант пьезорезонатора, позволяет определить акустические свойства пленки. Для эффективного решения обратной задачи необходимо уметь быстро вычислять значения электрического импеданса резонатора на различных частотах, например, при помощи метода конечных элементов. Для этого хорошо подходит резонатор в форме круглого диска, который возбуждается при помощи тонких металлических электродов, расположенных на торцах диска. Исследуемая пленка наносится на один из торцов, непосредственно на электрод. Тонкий металлический электрод не оказывает влияния на механическую связь пленки с резонатором, однако полностью экранирует влияние на пленку электрических полей, возникающих в пьезоматериале резонатора. Поэтому определить диэлектрическую проницаемость и электропроводность пленки при таком расположении невозможно.

2. Эксперименты и расчеты

Для определения свойств исследуемых пленок было использовано 6 акустических резонаторов, изготовленных из пьезокерамики ЦТБС-3. Резонаторы имели форму диска диаметром около 22 мм и толщиной около 2 мм. Акустические колебания возбуждались при помощи тонких серебряных электродов, нанесенных на противоположные стороны диска. Вектор напряженности электрического поля, создаваемого этими электродами, был параллелен оси диска и полярной оси Z пьезокерамики.

На первом этапе работы были тщательно измерены геометрические размеры и масса каждого резонатора. Кроме того, для каждого резонатора были измерены частотные зависимости действительной и мнимой частей электрического импеданса в диапазоне частот 50 кГц – 1450 кГц с шагом 100 Гц. Измерения проводились анализатором импедансов KeySight E4990A при постоянной температуре 25°C. На полученных зависимостях наблюдался целый ряд максимумов электрического импеданса, которые соответствовали различным модам акустических колебаний диска (рис. 1а). Для каждого из 6 резонаторов значения этих максимумов и соответствующих резонансных частот слегка отличались друг от друга, что объясняется как небольшими различиями формы резонаторов, так и разбросом материальных констант пьезокерамики, из которой они изготовлены. Затем для каждого резонатора была создана математическая модель на основе метода конечных элементов, которая точно соответствовала геометрии конкретного резонатора и позволяла вычислять значение его импеданса в зависимости от частоты возбуждающего поля (прямая задача). В качестве параметров этой модели выступали материальные константы пьезокерамики и ее плотность. С помощью этой модели и алгоритма

Нелдера-Мида была решена обратная задача [1], т.е. вычислены значения материальных констант для пьезокерамики каждого из 6 резонаторов. Исходные значения материальных констант и плотности керамики были взяты из [2], уточненные значения отличались от исходных не более чем на 5%.

На втором этапе работы на одну из сторон каждого резонатора была нанесена исследуемая пленка. На 3 резонатора была нанесена пленка из гомогенизата мицелия гриба *Ganoderma lucidum* толщиной 50, 100 и 150 мкм. На другие 3 резонатора была нанесена пленка из экстракта этого гриба толщиной также 50, 100 и 150 мкм. Присутствие пленки на торце диска резонатора изменило свойства этой колебательной системы. При повторном измерении зависимости действительной и мнимой частей электрического импеданса резонансные частоты уменьшились на 0.1 – 0.4% (рис.1б). Все измерения проводились при постоянной температуре, ее колебания не превышали 1°C. Для каждого резонатора с пленкой была создана соответствующая конечно-элементная модель, учитывающая толщину пленки, в предположении, что эта толщина постоянна на всей поверхности пленки. В параметры модели входили как материальные константы и плотность керамики, так и упругие константы c_{11} , c_{44} , вязкость η и плотность ρ материала пленки. При этом эффективные модули упругости пленки в расчетах имели вид $c_{ij} = c_{ij} (1 + I\omega\eta)$, где ω – круговая частота, η – фактор вязкости, I – мнимая единица. Параметры керамики соответствовали уточненным параметрам для данного образца, а параметры пленки варьировались и подвергались уточнению.

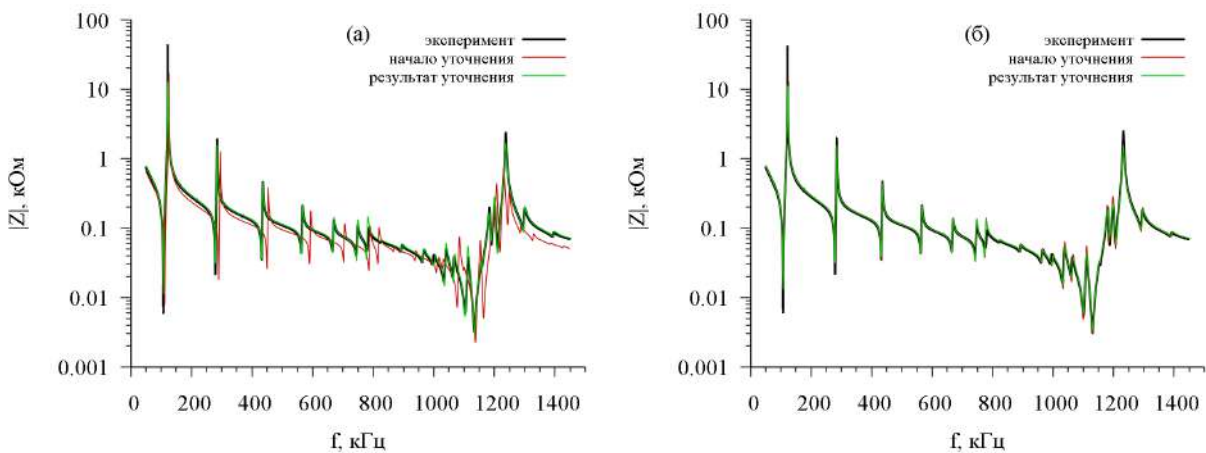


Рис.1. Частотные зависимости электрического импеданса для свободного резонатора (а) и резонатора с пленкой (б). Сравнение эксперимента и результата процедуры уточнения для образца №1.

3. Результаты и выводы

Результаты вычислений материальных констант исследуемых пленок приведены в таблице. Как видно из представленных данных, разброс параметров пленок может достигать 40%. При этом с уменьшением толщины пленки ее упругость и вязкость растут, а плотность снижается. Данный разброс может быть объяснен тем, что поверхность пленки была шероховатая, т.е. толщина пленки в различных точках была разная. Кроме того, шероховатость усиливала рассеяние акустической волны на свободной границе пленки, что увеличивало эффективную вязкость в системе.

Образец	$c_{11}, \times 10^9 \text{ Па}$	$c_{44}, \times 10^9 \text{ Па}$	$\eta, \times 10^{-9} \text{ Па*с/рад}$	$\rho, \text{ кг/м}^3$
№1, гомогенизат 150 мкм	7.167	4.495	2.909	446.0
№2, гомогенизат 50 мкм	10.103	6.246	3.700	371.2
№3, гомогенизат 100 мкм	9.314	5.958	3.894	434.0
№4, экстракт 150 мкм	5.148	3.206	2.233	225.7
№5, экстракт 50 мкм	6.562	7.795	6.364	117.7
№6, экстракт 100 мкм	5.427	3.980	2.430	211.0

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта РНФ № 15-19-20046-П

Список литературы

1. Теплых А.А., Зайцев Б.Д., Шихабудинов А.М., Бородина И.А. Широкополосный метод уточнения материальных констант пьезокерамики при помощи акустического резонатора в виде диска // Радиотехника, 2017, №7, с. 64 – 69.
2. Пьезокерамические преобразователи. Методы измерения и расчет параметров. Справочник. Под. ред. С. И. Пугачева. / – Ленинград: Судостроение, 1984. –256 с.

Комплект измерителей параметров диэлектрических материалов в СВЧ диапазоне

Раков А. В., Жуков В. В., Думчиков К. А., Куканов А. М., Ухандеев В. И.

АО «Научно-технический центр ЭЛИНС»
Панфиловский пр-т, д.10, г. Москва, Зеленоград, 124460, Россия
info@elins.ru

Аннотация: В докладе представлены результаты разработки нескольких измерительных оснасток используемых для определения диэлектрических параметров исследуемых материалов. Также описана концепция интеграции различных измерительных методов в единую автоматизированную систему исследования материалов, используемых в разработке радиоэлектронных устройств (РЭУ). Измеренные при помощи различных измерительных оснасток частотные зависимости диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь наиболее широко распространенных материалов приведены на графиках для сравнения.

1. Введение

Быстрый прогресс в направлении увеличения скорости передачи данных в системах связи, например сети сотовой связи 5G, стимулирует производителей радиотехнических материалов с каждым годом увеличивать номенклатуру выпускаемых диэлектриков подложек, материалов металлизации печатных плат, заливочных компаундов и паяльных масок и т.д. Новые материалы призваны обеспечивать более низкие потери и искажения электромагнитных сигналов, распространяющихся в радиочастотных трактах печатных плат, так как верхняя частота спектра в новых системах связи может достигать 39 ГГц [1].

На сегодняшний день процесс разработки (РЭУ) для систем связи практически полностью организован на базе имеющихся на рынке пакетов электродинамического моделирования. На плечи разработчика помимо основной также ложится задача выбора диэлектрических материалов непосредственно влияющих на распространение сигналов по линиям передачи, и корректная экстраполяция справочных данных на рабочие частоты разрабатываемого РЭУ. Разработанный в рамках данной работы комплект измерителей параметров диэлектрических материалов «КИДМ» позволяет существенно упростить задачу анализа и выбора материалов используемых в разработке РЭУ.

2. Разработанные измерительные оснастки

На рис. 1 изображен разработанный КИДМ для использования совместно с векторным анализатором цепей. Щелевой резонатор, изображенный на рис. 1а [2][3], позволяет производить измерение диэлектрических параметров не фольгированных материалов на частотах до 12 ГГц.

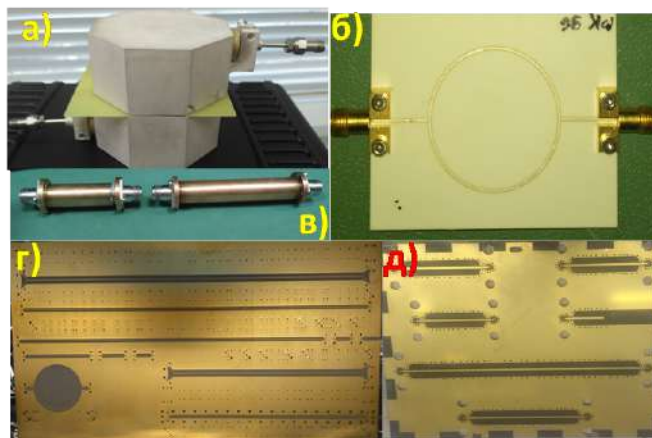


Рис. 1. Комплект измерителей диэлектрических материалов. а) Щелевой резонатор. б) Кольцевой резонатор. в) Воздушная коаксиальная линия. г) Сводная тестовая плата. д) Тестовая плата для керамических материалов.

Кольцевой резонатор на рис 1б разработан для измерения диэлектрических параметров подложек печатных плат в диапазоне от 1 ГГц до 40 ГГц [4]. На рис.1в изображена оснастка для измерения диэлектрических параметров заливочных компаундов [5]. Сводная тестовая плата, изображенная на

рис. 1г, включает в себя однополосные и дифференциальные открытые и закрытые полосковые линии, а также кольцевые резонаторы. Сводная тестовая плата позволяет производить измерение диэлектрических параметров от 10 МГц до 50 ГГц, а также оценивать потери на излучение и эффективность экранирования открытых полосковых линий передачи. Тестовая плата для измерения диэлектрических параметров керамических материалов изображена на рис. 1д.

Результаты измерений СВЧ диэлектрика RO4003C и заливочного компаунда «Эластик» при помощи некоторых оснасток изображены на рис. 2 а) и 2 б).

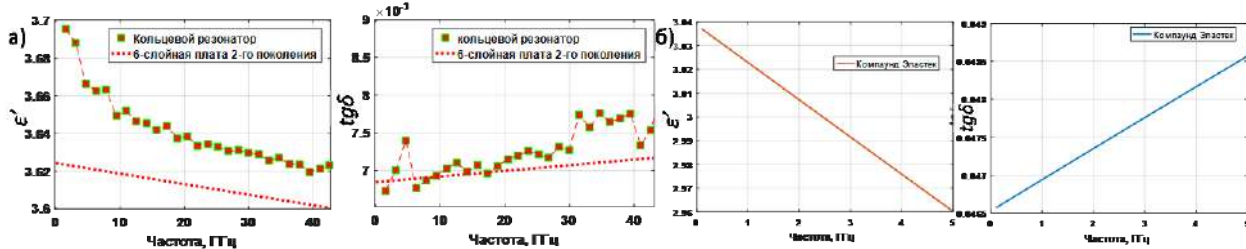


Рис. 2. а) Измеренные диэлектрические параметры материала RO4003C при помощи кольцевого резонатора и закрытых однополосных линий передачи. б) Измеренные диэлектрические параметры компаунда «Эластик».

КИДМ позволяет не просто измерять параметры подложек, но также оценивать влияние армирующего волокна в диэлектрике и вызванную этим анизотропию диэлектрических параметров, за счет разных волновых режимов, то есть разных основных распространяющихся мод в различных оснастках. Результатом измерения является частотная зависимость тензора комплексной диэлектрической проницаемости. Также есть возможность оценки параметров металлизации - поверхностной шероховатости и проводимости на нижних частотах рабочего диапазона, и части потерь мощности сигнала, вызванных данными параметрами.

3. Автоматизированная система измерения диэлектрических параметров материалов печатных плат

Учитывая объем требуемых измерений для исследования материалов печатных плат, логичным шагом является автоматизация измерений и интеграция различных измерительных методов в одну измерительную систему с единым интерфейсом [6]. Программный модуль автоматизированной системы может быть установлен на векторный анализатор цепей или персональный компьютер, управляющий процедурой измерения через локальную сеть LAN. Управление процедурой измерения ведется при помощи команд SCPI. Интерфейс построен таким образом, что пользователю требуется только выбрать тип используемой измерительной оснастки, затем программный модуль сам загрузит все её атрибуты - методику измерения, геометрические параметры тестовой линии передачи, рабочий диапазон частот, диапазон значений параметров диэлектрика для которого предназначена оснастка. В случае более тщательного исследования материала, при помощи нескольких оснасток, измеренные характеристики сохраняются, а затем проводится их сравнительный анализ и расчет дополнительных параметров.

4. Заключение

Разработанный комплект измерительных оснасток в совокупности с автоматизированной системой измерения диэлектрических параметров позволяет в широком диапазоне частот исследовать материалы подложек печатных плат, материалы металлизации, материалы заливочных компаундов, и в перспективе материалы паяльных масок, а также определять вклад тех или иных материалов в потери мощности сигнала, распространяющегося по линиям передачи печатных плат.

Список литературы

1. FCC Approves Spectrum for 5G Advances, USA Today (July 14, 2016).
2. M.D. Janezic, Nondestructive Relative Permittivity and Loss Tangent Measurements using a Split-Cylinder Resonator, Ph.D. Thesis, University of Colorado at Boulder, 2003.
3. ГОСТ Р 8.623—2015. Относительная диэлектрическая проницаемость и тангенс угла диэлектрических потерь твердых диэлектриков.
4. J-M. Heinola et. al. Determination of Dielectric Constant and Dissipation Factor of a Printed Circuit Board Material Using a Microstrip Ring Resonator Structure. 15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications. May 2004.
5. А.В. Раков. Измерение диэлектрических параметров компаундов и твердых диэлектриков в СВЧ диапазоне. Материалы VIII Всероссийской научно-технической конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ». Июнь 2019. (Принято к публикации).
6. Aleksei Rakov et. al. Automatic system for characterization of high-frequency printed circuit board materials. January 2018. Conference: 2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus).

Разработка технологии плоттерной печати СВЧ ГИС

¹Здрок А. Е., ¹Артищев С. А., ¹Лощилов А. Г.

¹Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
пр. Ленина, 40, Томск, 634050, Россия
kundep@mail.ru

Аннотация: Представлены результаты комплексных исследований технологии плоттерной печати структур элементов СВЧ ГИС. Получены электрические и механические параметры пленок. Получены зависимости свойств паст от режимов дозирования.

1. Введение

Изготовление СВЧ ГИС по толстопленочной технологии широко распространено. В основе толстопленочной технологии лежит метод трафаретной печати (screen printing). Исследование возможностей трафаретной печати нашло отражение как в листовой (Sheet-to-Sheet) так и в рулонной (Roll-to-Roll) печати [1–3]. Главным недостатком трафаретной печати является обязательная подготовка и наличие специализированных форм. Плоттерная печать – процесс прямого непрерывного формирования (печати) топологии электронного элемента на диэлектрическом основании [4–5]. В данной работе приведены комплексные исследования технологии послойного выращивания структуры СВЧ ГИС методом плоттерного дозирования функциональных материалов (серебросодержащих паст).

2. Объекты исследований и методика эксперимента

При проведении экспериментальных исследований использовались следующие материалы и компоненты:

1) материал печати – серебряные проводящие пасты (Материал №1 – Conductive Ink, Voltera; Материал №2 – ПП-17С, Дельта-пасты);

2) подложка – керамическая пластина ВК-96, размер 60х48х0.5 мм;

3) оборудование – 3D-принтер Voltera V-One, Voltera (диаметр сопла 200 мкм).

Для экспериментальных исследований была разработана тестовая топология (рис 1 слева).

После печати проводящих материалов подложки подвергались термической обработки в муфельной печи «ПМ-1700п» для сушки материала и спекания частиц серебра. Для выявления влияния параметров термической обработки на электрические и механические параметры пленок для каждого вида паст применялось по два вида температурных профилей. На рис.1 представлена фотография готового образца.

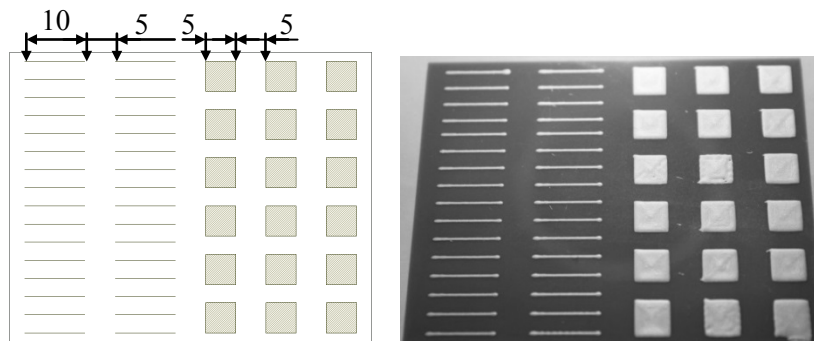


Рис. 1. Экспериментальный образец: топология (слева) и фотография (справа)

3. Экспериментальные исследования

В ходе работ были исследованы следующие параметры:

1) зависимость геометрии и толщины пленок проводящего слоя от температуры спекания;

- 2) профиль пленок серебра;
- 3) однородность толщины пленок по всей длине;
- 4) зависимость адгезии пленок от температуры спекания;
- 5) зависимость электрических параметров проводящих пленок от температуры спекания.

Измерение толщин, оценка геометрии и поверхностной структуры пленок осуществлялось на профилометре KLA Tencor. На рис. 2. представлены профилограммы пленок одиночных линий для двух режимов спекания. Измерение электрического сопротивления пленок – измеритель иммитанса E7-20, измерение адгезии – испытательный стенд динамометрический МЕГЕОН 03000D).

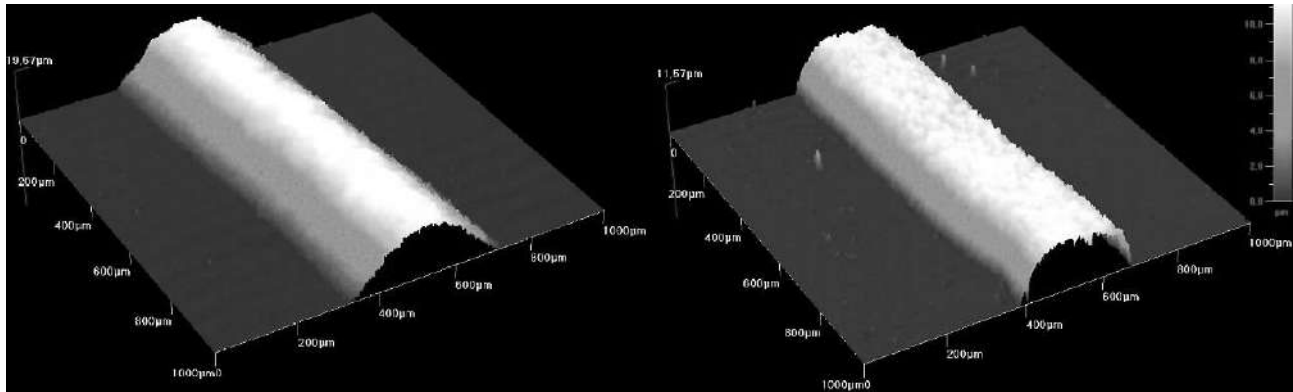


Рис. 2. Профилограмма пленки, высушенной при температуре 180 °С (слева), профилограмма пленки, высушенной при температуре 650 °С (справа)

В ходе эксперимента было установлено:

- 1) с увеличением температуры спекания уменьшается значение толщины пленок, однако при достижении определенного порога температуры – значение толщины остается неизменным;
- 2) с увеличением температуры спекания до порогового значения также наблюдается улучшение электрической проводимости пленок;
- 3) с увеличением температуры спекания наблюдается улучшение адгезионной прочности материалов, однако при превышении определенного значения температуры происходит разрушение пленки.

4. Заключение

К основным результатам следует отнести то, что рассмотренный метод дозирования материалов позволяет получить пленки толщиной от 10 мкм для одиночной линии и 55 мкм для сплошного полигона, при этом обеспечить высокую проводимость (значение электрического сопротивления порядка 80 мОм). Также следует отметить, что значительное влияние на характеристики пленок оказывает выбор температурного профиля постобработки (отжига напечатанных структур).

В ходе выполнения исследований было замечено изменение вязкости паст под механическим воздействием. Для устранения данного недостатка необходимо осуществлять контроль изменения структуры вещества в процессе печати. Для обеспечения повторяемости результатов и построения технологической схемы, необходимо определить взаимосвязь между составом паст и способом дозирования. Главным результатом работы является выявление недостатков технологических приемов и системы дозирования, а также выявления путей их решения.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-38-00664 мол_a.

Список литературы

1. Salam B., Shan X. C., Wei Jun. Large Area Roll-to-Roll Printing of Electrically Conductive Circuitries // IEEE 18th Electronics Packaging Technology Conference (EPTC). 2016. P. 250-253.
2. Frieder Lucklum, Gerrit Dumstorff. 3D Printed Pressure Sensor with Screen-Printed Resistive Read-Out // IEEE Sensors. 2016.
3. Saleem Khan, Leandro Lorenzelli, Ravinder Dahiya. Technologies for Printing Sensors and Electronics over Large Flexible Substrates: A Review // IEEE Sensors Journal. 2014. P. 1-22.
4. Микрополосковая линия, изготовленная методом плоттерной печати чернилами, содержащими наночастицы серебра. Ее частотные и импульсные характеристики / А. Е. Здрок, Д. В. Шерстюк, А. М. Умаров, С. А. Артищев, А. Г. Лощилов, Н. Д. Малутич // Нанотехнологии: разработка, применение – XXI век, изд-во «Радиотехника», г. Москва, 2016 г. – С. 3–8.
5. Analysis of influence annealing parameters on the electrical resistance of printed electronics / S. A. Artishchev, A. E. Zdrok, A. G. Loschilov, N. D. Maluytin // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (CriMiCo'2014): материалы 24 Международ. конф. Севастополь, Украина, 7-13 september 2014 г. – Севастополь: Вебер, 2014. – Т.1. – С. 690–691.

Отработка технологии изготовления объемных СВЧ-устройств с использованием 3D-печати

¹ Иванчикова Е.А., ¹ Екимова И.А., ¹ Лощилов А.Г.

¹ Томский университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
пр. Ленина, 40, Томск, 634050, Россия
88k5a08@mail.ru

Аннотация: Представлены промежуточные результаты отработки технологии изготовления объемных СВЧ-устройств с использованием 3D-печати. Изучено изменение рельефа поверхности пластиковых изделий, изготовленных методом FDM-печати после полировки. Разработана технологическая схема электролитической металлизации. Получены предварительные результаты металлизирования диэлектрических материалов.

1. Введение

Одной из отличительных особенностей пластмасс является способность образовывать и сохранять электростатические заряды, что приносит вред изделиям электронной техники – полупроводниковым приборам (ПП) и интегральным схемам (ИС) – электростатический заряд (ЭСЗ). Аккумуляция заряда на пластинах и фотошаблонах приводит к потерям в выходе годных ПП и ИС, так как заряженная пластина и фотошаблон подобно "пылемагниту" способны собирать частицы пыли даже в самой чистой среде. Анализ показывает, что до 65% отказов вызвано воздействием ЭСЗ. Восприимчивые к электростатическим зарядам ПП и ИС подвергаются опасности, как в процессе производства, так и в процессе эксплуатации [1]. Для решения данной проблемы применяют металлизацию, осаждение токопроводящего слоя из металла на поверхность полимеров (пластмасс) с последующим гальваническим наращиванием [2]. Поверхность пластмассовых изделий после их изготовления редко бывает пригодной для химической металлизации, и ее приходится модифицировать путем изменения морфологической структуры и химического состава. В данной работе был отработан один из способов решения вышеуказанной проблемы: метод химического меднения, являющегося наиболее популярным способом химической поверхностной обработки материалов [3]. Отличительной особенностью таких химических покрытий является высокая равномерность осаждения металла по всей поверхности диэлектрика.

2. Технология изготовления

Для изготовления объемных СВЧ-устройств используется принтер Hercules и основой выступает PLA-пластик. Детали, изготовленные методом 3D-печати, имеют малый удельный вес, высокую механическую прочность, химическую инертность, простоту изготовления изделий практически любой формы. Для получения нужной морфологической структуры изделия были отработаны режимы технологии полировки пластиковых изделий, а так же разработана подробная технология. Для сравнения, на рисунке 1, приведены микрофотографии двух поверхностей, до и после применения разработанной технологии.

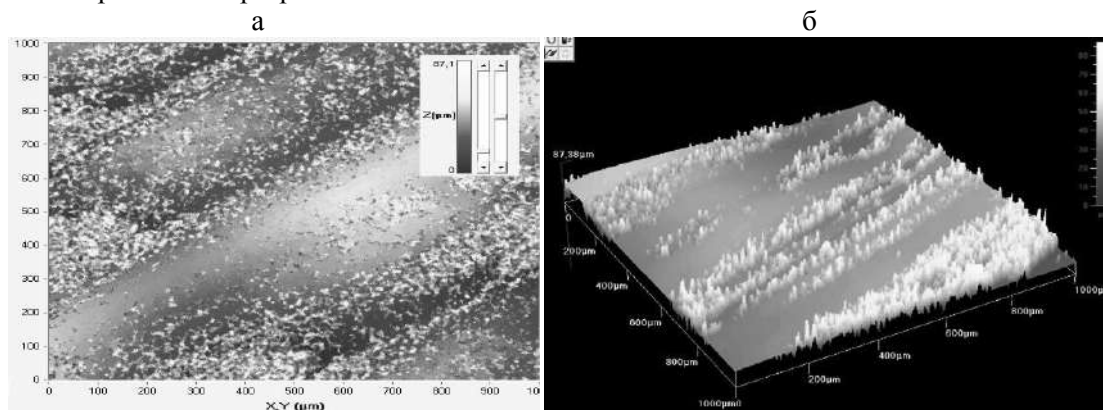


Рис. 1
Микрофотографии поверхностей пластиковых изделий (а) до обработки и (б) после полировки

Процесс металлизации пластика проходит в 14 этапов, как показано на рис. 2.

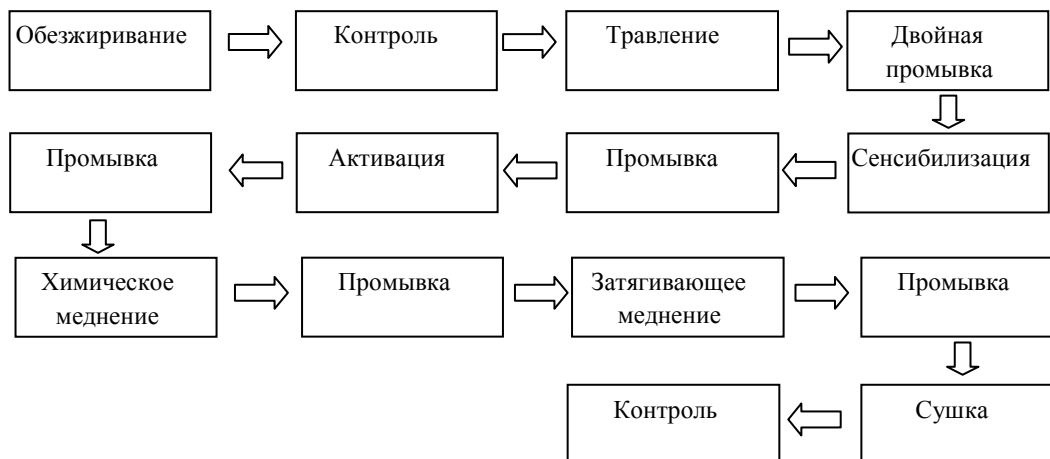
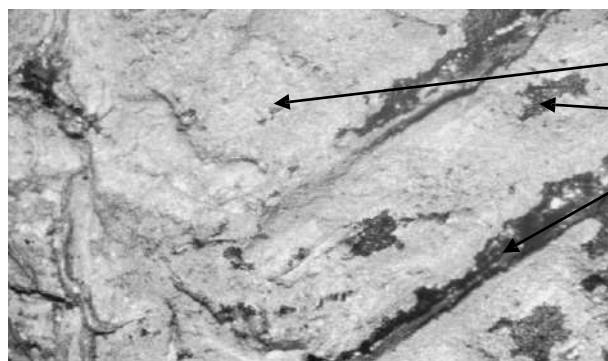


Рис. 2 Схема технологии металлизации диэлектрика

На рис. 3 приведена микрофотография металлизированной поверхности без полировки, полученная при помощи микроскопа с 10-кратными окулярами и объективом с увеличением в 3,5 раза.



Слой меди

Пластик

Рис. 3 Микрофотография металлизированной поверхности без полировки

3. Заключение

К основным результатам стоит отнести то, что технология металлизации диэлектриков позволяет получить металлизированную поверхность с сопротивлением $0,2 \text{ Ом/мм}^2$.

При выборе режима полировки были оценены:

- однородность и равномерность рельефа $Ra = 8 \text{ мкм}$ (в пределах базовой длины $l = 1 \text{ мм}$);
- шероховатость поверхности $Ra = 6 \text{ мкм}$ (пределах базовой длины $l = 0,25 \text{ мм}$) [4].

Для улучшения параметров металлизации будут оптимизированы технологические режимы на отдельных этапах.

Эта работа была поддержана Министерством науки и высшего образования Российской Федерации в соответствии с соглашением № 14.577.21.0279 от 26.09.2013, идентификатор RFMEFI57717X0279.

Список литературы

1. Шалкаускас М. Химическая металлизация пластмасс/ М. Шалкаускас, А. Вашкялис. 3-е изд., перераб. Л.:Химия, 1985. 144с.
2. Здрок А.Е. Исследование технологии плоттерной печати изделий полимерной электроники.// Всерос-ая науч.-технич. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2014», 2014, Т.1. – С. 180-183
3. Попова С.С. Влияние состава активирующих растворов на качество металлического покрытия АБС-пластика/С.С. Попова, И.Ю. Гоц, С.М. Закирова, Л.А. Рахметулина//Вестник СГТУ,2012,№3(67), С. 86-91
4. Артищев С. А. Анализ влияния параметров отжига на электрическое сопротивление элементов печатной электроники/ С.А. Артищев, А.Е. Здрок, А.Г. Лощилов, Н.Д. Малютин// Scopus, 2014,№6959587, С. 690-691

О корректности математических моделей времяпролётной катодолюминесценции прямозонных полупроводников

^{1*}Степович М.А., ²Туртин Д.В., ³Серегина Е.В., ^{1**}Калманович В.В.

¹ Калужский государственный университет им. К.Э. Циолковского, ул. Степана Разина, 26, Калуга, 248023, Россия, *m.stepovich@rambler.ru, **v572264@yandex.ru

² Российский экономический университет им. Г.В. Плеханова, Ивановский филиал, ул. Дзержинского, 53, Иваново, 153025, Россия, turtin@mail.ru

³ Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана (национальный исследовательский университет), Калужский филиал, ул. Баженова, 2, Калуга, 248000, Россия, evfs@yandex.ru

Аннотация: Представлены результаты сравнения существующих и количественного анализа новой математической модели времяпролётной катодолюминесценции монокристаллического нитрида галлия, перспективного материала полупроводниковой опто- и СВЧ-электроники, учитывающей особенности взаимодействия электронного зонда с мишенью. Доказана математическая корректность исследуемой модели, получены оценки, использование которых позволяет оптимизировать процесс планирования эксперимента в электроннозондовых технологиях.

1. Введение

Ранее задача моделирования времяпролётной катодолюминесценции (КЛ), описывающей диффузию экситонов в нитриде галлия и их последующую излучательную рекомбинацию с выходом КЛ излучения из полупроводника решалась только при использовании модели потерь энергии первичными электронами в мишени (и, следовательно, генерации экситонов) в виде двумерного нормального распределения Гаусса, что является довольно грубым приближением и описывает имеющиеся экспериментальные данные потерь энергии в конденсированном веществе лишь качественно [1]. Однако количественное согласие с экспериментом достигается при использовании математической модели, основанной на раздельном описании потерь энергии электронами, испытавшими малоугловое рассеяние и поглощенными мишенью и электронами, испытавшими отражение на большие углы и покинувшими мишень [1], в которой реализуется трёхмерная диффузия генерированных электронным зондом неравновесных неосновных носителей заряда. Построение математической модели времяпролётной КЛ, учитывающей особенности потерь энергии в конденсированном веществе и оценка влияния такого учета на результаты вычислительного эксперимента и составляет предмет рассмотрения в настоящей работе. При этом основное внимание уделено первому этапу построения и исследования модели КЛ: решению дифференциальных уравнений тепломассопереноса, проблемам их корректности и устойчивости.

2. Объекты исследования, методика эксперимента и полученные результаты

Объектом исследования является новая математическая модель времяпролётной катодолюминесценции монокристаллического прямозонного нитрида галлия, перспективного материала полупроводниковой опто- и СВЧ-электроники, учитывающая особенности взаимодействия электронного зонда с мишенью.

Суть рассматриваемой в настоящей работе математической модели времяпролётной КЛ состоит в следующем [2]. На поверхность исследуемого полупроводника наносится маска, непроницаемая для КЛ излучения. В маске имеется круглое отверстие известного радиуса. КЛ излучение возбуждается в центре отверстия при помощи пульсирующего электронного пучка: при взаимодействии киловольтных электронов с полупроводниковой мишенью в последней генерируются экситоны, которые диффундируют в объёме полупроводника, после чего рекомбинируют. Возникающее рекомбинационное излучение через отверстие в маске

выходит из мишени и регистрируется в области спектра, характерной для рекомбинации генерированных частиц – в нашем случае свободных экситонов в нитриде галлия. Интенсивность вышедшего из полупроводника КЛ излучения будет зависеть от диаметра отверстия в маске, т.к. часть излучения, возникшего при рекомбинации экситонов под маской, наружу не выйдет. После того, как в образце установится равновесие между процессами генерации и рекомбинации, возбуждение прекращается: электронный пучок отклоняется системой бланкирования на маску, на полупроводник электроны не попадают и КЛ излучение не возбуждается. Характер следующего за этим спада интенсивности КЛ зависит в общем случае только от известного радиуса отверстия и электрофизических параметров полупроводника: времени жизни и коэффициента диффузии экситонов, характеризующих их движение под маску.

В рассматриваемой математической модели используется раздельное описание потерь энергии электронами, испытывающими малоугловое рассеяние и поглощенными мишенью и электронами, испытывающими отражение на большие углы и покинувшими мишень [1].

Время действия электронного импульса, при котором реализуется стационарный процесс генерации и рекомбинации экситонов, во много раз больше времени нестационарного процесса, реализующегося при включении или выключении электронного зонда. Поэтому процессы диффузии описываются следующим образом: на первом этапе – как стационарный процесс, обусловленный генерацией и рекомбинацией экситонов, при котором мощность, рассеиваемая электронным пучком в мишени, а, значит, и число генерируемых экситонов, есть величина постоянная, а на втором этапе, при выключении электронного зонда – как нестационарный процесс диффузии экситонов. Это может позволить при наличии математической модели, описывающей рассматриваемое явление, на основе анализа экспериментальных данных получать оценки коэффициента диффузии в исследуемых полупроводниковых материалах, в общем случае путем решения соответствующей обратной задачи. Задача математического моделирования диффузии экситонов в полупроводниковой мишени является трёхмерной, что также учитывается в нашей модели. Однако изучение корректности подобных моделей ранее не проводилось, что и выполнено в настоящей работе.

3. Заключение

Построена математическая модель трёхмерной диффузии экситонов в монокристаллическом нитриде галлия, возбуждаемых пульсирующим остро сфокусированным электронным зондом. При описании плотности потерь энергии электронным зондом в конденсированном веществе использована математическая модель, основанная на раздельном описании потерь энергии электронами, испытывающими малоугловое рассеяние и поглощенными мишенью и электронами, испытывающими отражение на большие углы и покинувшими мишень, которая в наибольшей степени отвечает имеющимся экспериментальным данным для широкого класса материалов и средних энергий электронов пучка. С использованием методов качественной теории дифференциальных уравнений для математической модели изучаемого физического явления доказана её корректность и получены оценки, позволяющие оценить влияние погрешностей в исходных данных на распределение диффундирующих экситонов и генерируемую КЛ. Полученные результаты могут быть использованы при планировании эксперимента в электроннозондовых технологиях.

Исследования проведены при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 19-03-00271) и РФФИ и правительства Калужской области (проект № 18-41-400001).

Список литературы

1. Михеев Н.Н., Петров В.И., Степович М.А. Количественный анализ материалов полупроводниковой оптоэлектроники методами растровой электронной микроскопии // Изв. АН СССР. Сер. физ. 1991. Т. 55. № 8. С. 1474-1482.
2. Поляков А.Н., Степович М.А., Туртин Д.В. Математическое моделирование катодолуминесценции экситонов, генерированных узким электронным пучком в полупроводниковом материале // Изв. РАН. Сер. физ. 2016. Т. 80. № 12. С. 1629-1633.

Создание электродных структур для акустических линий задержки методом струйной печати

Смирнов А.В., Кузнецова И.Е., Анисимкин В.И., Колесов В.В.

ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН,
ул. Моховая д.11/7, Москва, 125009, Россия
andre-smirnov-v@yandex.ru

Аннотация: В работе представлены результаты исследования возможности формирования электродных структур акустических линий задержки на пьезоэлектрических подложках методом струйной печати. Проведено исследование морфологических и структурных характеристик полученных электродных структур. Показана возможность возбуждения, с помощью напечатанных электродов, пластинчатых волн, характеризующихся большим коэффициентом электромеханической связи.

1. Введение

Следует отметить, что в последнее время наблюдается всплеск интереса к возможности создания печатной электроники с целью улучшения эксплуатационных характеристик и расширения функциональных возможностей разрабатываемых устройств [1]. Печать может выполняться как на жестких, так и на гибких подложках [2-3]. Процесс печати может проводиться при комнатной температуре, при этом он потенциально пригоден для производства электронных компонент большой площади [4]. Можно рассматривать InkPrint технологию как замену литографическим методам, которые широко используются в кремниевой электронике. Данные методы требуют проведения большого количества технологических этапов и являются весьма дорогостоящей технологией. В данной работе показана возможность использования метода струйной печати для создания акустических линий задержки на подложке из ниобата лития.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Электродные структуры формировались методом струйной печати, с использованием принтера Dimatix DMP-2831 (Fujifilm USA), оснащенного картриджем с пьезо-головкой, с 16 соплами, выдающими на выходе капли объемом от 10 пкл. В качестве чернил использовались серебряные наночернила с концентрацией 10-20 масс. % с размерами частиц серебра 10 ± 2 нм и вязкостью 15-25 $\mu\text{Па}\cdot\text{с}$. Для изучения возможности возбуждения акустических волн при помощи напечатанных электродных структур на поверхности подложек ниобата лития формировались линии задержки (ЛЗ) с параметрами ВШП, рассчитанными для YX ниобата лития. Толщина подложек составляла 380 мкм. На рисунке представлены шаблон линии задержки (а) и фотография

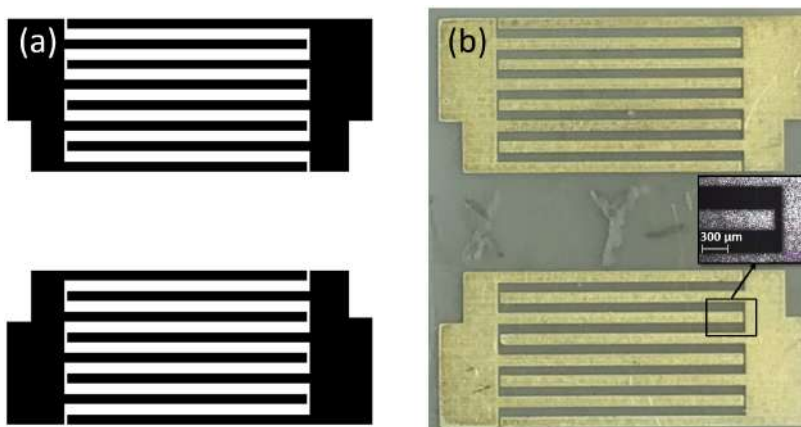


Рис.1. Маска (а) и фотография (б) напечатанной на YX ниобате лития линии задержки.

напечатанной линии задержки (b). На рисунке 1 представлены маска (a) и фотография (b) напечатанной линии задержки.

3. Результаты исследования

В результате было исследовано влияние температуры спекания чернил на морфологию поверхности и удельное сопротивление создаваемых электродных структур. Созданная линия задержки была подключена к измерительному стенду. На рисунке 2 представлена частотная зависимость S_{21} параметров сформированной линии задержки. Видно, что созданная линия задержки поддерживает распространение нескольких типов пьезоактивных акустических волн нулевого и высших порядков.

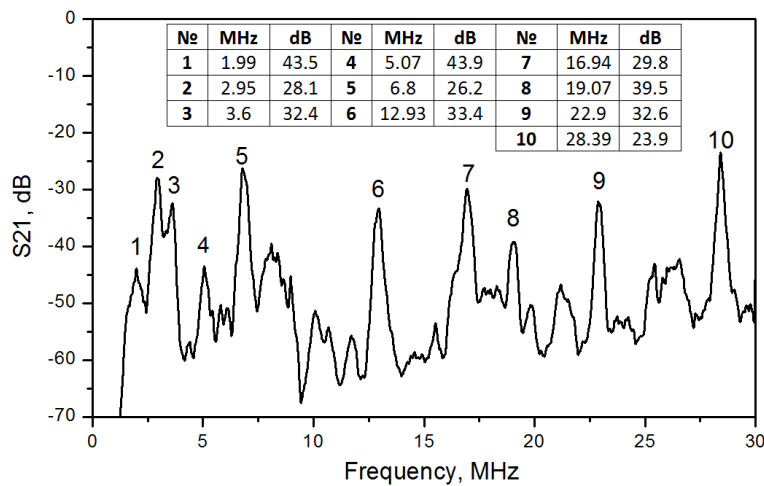


Рис. 2. Частотная зависимость параметра S_{21} линии задержки на YX ниобате лития

4. Заключение

Таким образом, была разработана технология получения проводящих чернил, исследованы их физико-химические свойства и продемонстрирована возможность их использования для струйной печати акустических линий задержки. Было показано, что полученная электродная структура линии задержки позволяет возбуждать акустические сигналы, в том числе, характеризующиеся малыми потерями на возбуждение и распространение.

Список литературы

1. Kirchmeyer S. The OE-A roadmap for organic and printed electronics// Transl. Mater. Res. 2016. T.3. C. 010301.
2. Schneider J. et al. Electrohydrodynamicnanodrip printing of high aspect ratio metal grid transparent electrodes //Advanced Functional Materials. 2016. T. 26. №.6. C. 833-840.
3. Park J. U. et al. High-resolution electro hydro dynamic jet printing //Nature materials. 2007. T. 6. № 10. C. 782.
4. Wünscher S. et al. Progress of alternative sintering approaches of inkjet-printed metal inks and their application for manufacturing of flexible electronic devices //Journal of Materials Chemistry C. 2014. T. 2. №. 48. C. 10232-10261.

Формирование сложного рельефа структур на основе GaAs для СВЧ-устройств

^{1,2}Климин В. С., ¹Резван А. А., ^{1,2}Солодовник М.С., ²Томинов Р. В., ^{1,2}Агеев О. А.

¹ Институт нанотехнологий, электроники и приборостроения Южного федерального университета
ул. Шевченко, 2, Таганрог, 347922, Россия
arezvan@sfedu.ru

² Научно-образовательный центр «Нанотехнологии» Южного федерального университета
ул. Шевченко, 2, Таганрог, 347922, Россия
ageev@sfedu.ru

Аннотация: Предложена технология формирования сложного рельефа поверхности структур GaAs для СВЧ-устройств, включающая в себе последовательное применение метода локального анодного окисления и плазмо-химического травления. По окончании экспериментальных исследований были отработаны образцы, линейные размеры объемных структур которых лежат в диапазоне от 3,5 до 70 нм.

1. Введение

За последние годы видна определенная тенденция развития прецизионных технологий наноразмерной литографии. Однако, на данном этапе технологического развития они не обладают требуемой разрешающей способностью и чистотой процесса формирования структур. Это связано с влиянием применяемых фоторезистивных масок, а также жидкостных методик травления. Следовательно, существует потребность в поиске и разработке новых методов, позволяющих проводить операции формирования, модификации и профилирования структур на поверхности образцов, в соответствии заданным параметрам обработки.

В данной работе приведены результаты применения безмасочных технологий профилирования и модификации АЗВ5 структур при помощи метода локального анодного окисления с последующим плазмо химическим травлением.

2. Описание метода

Исследования проводились на пластинах собственного арсенида галлия, поверхность которых была подвержена жидкостной полировкой. При помощи метода локального анодного окисления на поверхности образцов был получен массив оксидных наноструктур. Модифицирование поверхностей образцов проходила при следующих параметрах: относительная влажность воздуха $\phi = 90\%$, скорость передвижения зонда $V_z = 2,5$ мкм/сек, ток цепи обратной связи микроскопа $I_{обp} = 1$ нА, а напряжение формирования $U_{фор}$ варьировалось от 7 до 10 В. Оксидные слои использовались в качестве масок при последующем процессе плазмохимического травления. В качестве хлорсодержащего газа был выбран BCl_3 . Смесь рабочих газов состояла из буферного газа $N_{Ar} = 100$ см³/мин и хлорсодержащего газа $N_{BCl_3} = 15$ см³/мин, и находилась под давлением $P = 2$ Па. При мощности источника индуцировано связанной плазмы $W_{ICP} = 400$ Вт, напряжение смещения $U_{bias} = 102$ В. Время воздействия плазмой варьировалось в диапазоне от 0,5 до 2 минут. По окончании были сформированы прямоугольные оксидные структуры с размерами $0,3 \times 0,3$ мкм (Рис. 1., а).

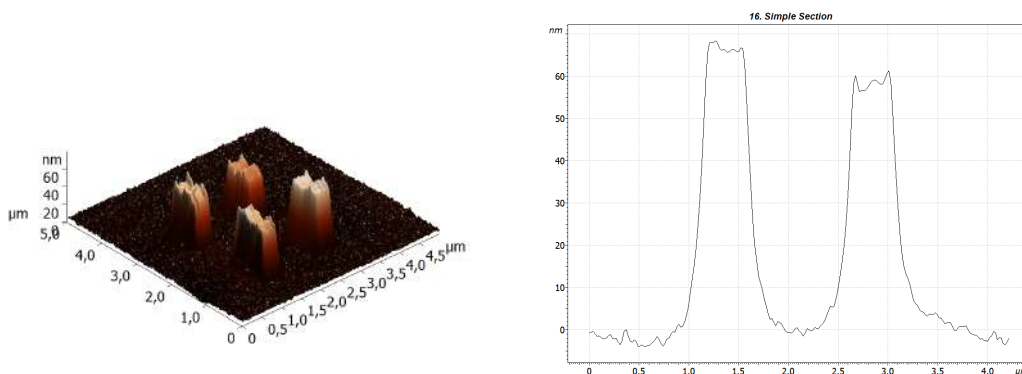


Рис. 1. АСМ-изображение поверхности GaAs по окончании процессов формирования (а) и профилограмма через полученные через них (б).

Контроль морфологии поверхностей производился при помощи метода атомно силовой микроскопии зондовой лабораторией NTegra.

3. Результаты и обсуждение

По результатам исследования были получены АСМ-сканы сформированных структур на поверхности GaAs. По окончании экспериментальных исследований были отработаны образцы, линейные размеры объёмных структур которых лежат в диапазоне от 3,5 до 70 нм. Также, для выявления чёткого влияния характеристик применения исследуемых методик на анизотропию процесса были построены зависимости геометрических параметров и анизотропии полученных структур от напряжения формирования и времени травления (Рис. 2.).

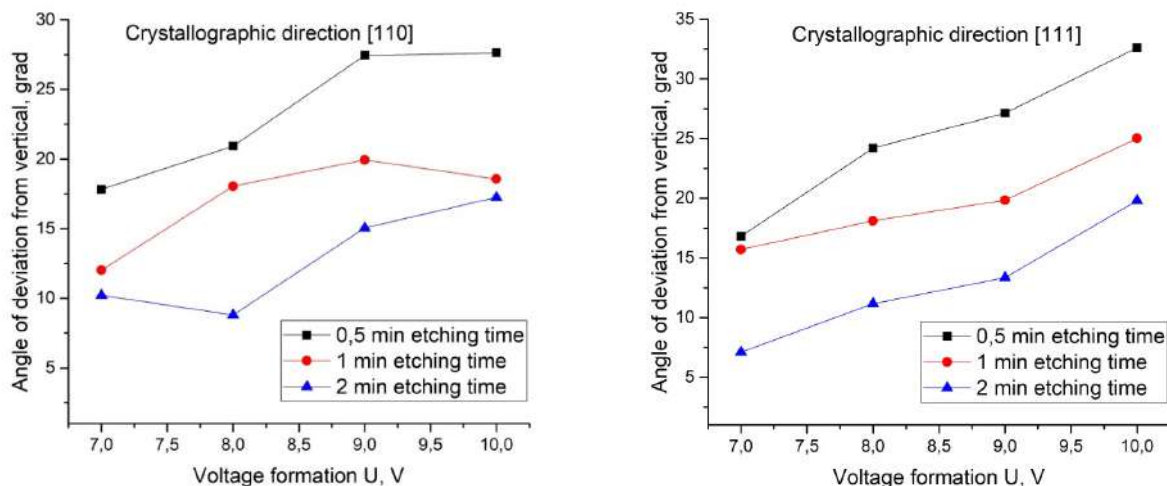


Рис. 2. Зависимость угла отклонения от вертикали от напряжения формирования маскирующего покрытия и различных временах плазмохимической обработки а) кристаллографическое направление [110]; б) кристаллографическое направление [111]

Полученные в ходе экспериментальных исследований результаты показали, что при применении данной технологии получения наноразмерных структур необходимо учитывать кристаллографическое направление.

4. Заключение

Предложена технология формирования сложного рельефа поверхности структур GaAs для СВЧ-устройств, включающая в себе последовательное применение метода локального анодного окисления и плазмохимического травления.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента Российской Федерации № МК-477.2019.8. Результаты получены с использованием оборудования научно-образовательного центра и центра коллективного пользования «Нанотехнологии» Южного федерального университета.

Список литературы

1. Amrani A, Djafari Rouhani M and Mraoufel A 2011 Appl. Nanosci. 1 59.
2. Murdick D A, Wadley H N G and Zhou X W 2007 Phys. Rev. B 75 125318.
3. Morgan C G, Kratzer P and Scheffler M 1999 Phys. Rev. Lett. 82 4886.
4. Shiraishi K and Ito T 1998 Phys. Rev. B 57 6301.
5. Tok E S, Neave J H, Zhang J, Joyce B A and Jones T S 1997 Surf. Sci. 374 397.
6. Daweritz L and Ploog K 1994 Semicond. Sci. Tech. 9 123.
7. Kangawa Y, Ito T, Taguchi A, Shiraishi K, Irisawa T and Ohachi T 2002 Appl. Surf. Sci. 190 517.
8. V.S. Klimin, A. A. Rezvan and O. A. Ageev // Journal of Physics Conference Series, vol. 1124, p. 071020, 2018.

Влияние фрактальной геометрии на аномальный скин-эффект в металлических системах

^{1,2,3} Торхов Н.А., ² Бабак Л. И., ² Коколов А. А., ² Шеерман Ф.И.

¹ Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов
Россия, 634034, г. Томск, ул. Красноармейская 99 А

² Томский университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Россия, 634050, г. Томск, Ленина 40, e-mail: trkf@mail.ru

³ Томский государственный университет, Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина 36

Аннотация: Определено влияние фрактальной геометрии рельефа поверхности 50-и омных Au/i-GaAs{100} микрополосковых копланарных линий на активное сопротивление их скин-слоя и индуктивность L в аномальном скин-эффекте. Значения пределов локальных приближений L для параметра активного сопротивления составило $L(R) \approx 650$ мкм и для параметра индуктивности – $L(L) \approx 550$ мкм.

1. Введение

В аномальном скин-эффекте увеличение частоты f сверхвысокочастотного (СВЧ) сигнала приводит при нормальных и пониженных температурах к уменьшению глубины δ (толщины скин-слоя) проникновения СВЧ поля, увеличению активного сопротивления R и уменьшению индуктивности L металлических проводников – так называемый масштабный (размерный) эффект. При этом зависимость параметров R и L от f в аномальном скин-эффекте во многом определяется неконтролируемым состоянием металлической поверхности при том, что значение поверхностного импеданса ζ ($\text{Re}\zeta=R$) её скин-слоя практически не зависит от характера рассеяния электронов на кристаллической решетке. Состояние металлических поверхностей в большинстве случаев определяется совокупностью наноразмерных проводящих зерен (кристаллитов), разделенных между собой диэлектрическими промежутками – модель Маядаса-Шатцкеса. Проводимые исследования перколяционных эффектов на постоянных и переменных электрических токах в металлических тонкопленочных системах были связаны в основном с изучением влияния их поперечных (перпендикулярно плоскости (x, y)) размеров на особенности прохождения электронов. Между тем, пределы локальных приближений L в которых тонкопленочные металлические системы проявляют свойства фрактальных объектов могут достигать сотен микрометров, что соизмеримо с длинами микрополосковых линий передач в интегральных схемах.

В связи с этим представляет значительный научно-практический интерес изучение влияния фрактальной геометрии металлических поверхностей на характеристики аномального скин-эффекта (латеральный (в плоскости (x, y)) размерный эффект).

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Объектами исследований являлись 50-и омные СВЧ микрополосковые копланарные линии (МКЛ) шириной W и длиной l_w выполненные гальваническим золотом Au толщиной $d=3$ мкм с тонким адгезионным подслоем ванадия на полуизолирующей подложке арсенида галлия GaAs{100} (рис. 1, а). Восстановление параметров (экстракция) элементов эквивалентной схемы компактной модели МКЛ (рис. 1, б) осуществлялось по измеренным векторным анализатором цепей PNA-X N5245A (Keysight Technologies) малосигнальным S-параметрам с применением комбинированных методов экстракции [1].

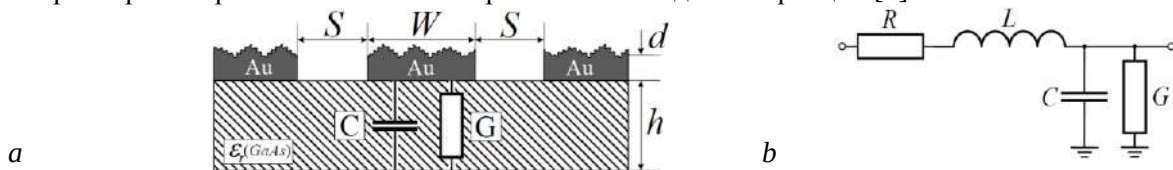


Рис.1. Схема МКЛ в разрезе – (а) и эквивалентная схема её компактной модели – (б).

Фрактальная размерность D_f метрического пространства $\mathfrak{R}$ рельефа поверхности СВЧ МКЛ в локальном ($l_w < L$) и глобальном ($l_w \geq L$) приближениях (L – предел локального приближения) определялась методом трангуляции D_{fT} и методом “островков” (горизонтальных сечений в плоскости (x, y)) $D_{fS} = 1 + D_S = 1 + \ln(\eta)/\ln(\zeta)$,

где D_S – размерность подобия, путем подсчета относительного увеличения количества островков M (мер) в $\eta = M_{k+1}/M_k$ раз при относительном уменьшении линейных размеров измерительного масштаба (длины l_w) в $\zeta = l_{w,k}/l_{w,k+1}$ раз [2, 3]. Значения определенных на $\mathfrak{R}$ размерностей функциональных пространств активных сопротивлений $\mathbf{S}(R)$ и индуктивностей $\mathbf{S}(L)$ находилась аналогичным методом, но только в качестве мер M выбирались значения функционалов активных сопротивлений $M \equiv R$ и индуктивностей $M \equiv L$ МКЛ.

3. Результаты экспериментов

Фрактальная размерность $D_{\mathfrak{R}}$ метрического пространства $\mathfrak{R}$ участка 100×100 мкм Au-поверхности МКЛ определенная методом триангуляции составила $D_{\mathfrak{R}} = 2.43$, а методом островков $D_{\mathfrak{R}} = 2.19$.

Для функционального пространства сопротивлений $\mathbf{S}(R)$ уменьшение длины МКЛ практически не приводит к заметному изменению значений $D_{\mathfrak{R}}(R) \approx 2 \pm 0.2$. Это указывает на то, что её активное сопротивление на СВЧ сигнале ($f = 20$ ГГц) определяется не линейной геометрией МКЛ, а двумерной геометрией поверхности её скин-слоя. В виду того, что в характерном для металлов аномальном скин-эффекте толщина скин-слоя δ меньше длины свободного пробега электронов l активное сопротивление R на СВЧ сигнале будет определяться по всей вероятности латеральными (в плоскости (x, y)) процессами рассеяния электронов на геометрических и (или) структурных неоднородностях скин-слоя. При этом значения $D_{\mathfrak{R}}(R)$ для $l_w < L \approx 550$ в пределах погрешности совпадают со значениями $D_{\mathfrak{R}}(R)$ для $l_w \geq L$ (таб. 1). Близкие значения $D_{\mathfrak{R}} = 2.19$ метрического пространства $\mathfrak{R}$ и $D_{\mathfrak{R}}(R) = 1.96 - 2.20$ функционального пространства $\mathbf{S}(R)$ подтверждают то, что при $l_w < L \approx 650$ мкм на нелинейную зависимость R от l_w оказывают значительное влияние двумерные особенности формы рельефа поверхности МКЛ и в незначительной степени трехмерные.

Для функционального пространства индуктивностей $\mathbf{S}(L)$ уменьшение длины МКЛ приводит к значительному увеличению значений $D_{\mathfrak{R}}(L)$ от 1.52 для $l_w = 3200$ мкм до 2.42 для $l_w = 100$ мкм. Это указывает на значительную роль двумерных для $l_w \geq L$ и трехмерных для $l_w < L$ эффектов в формировании индуктивности МКЛ, что не является тривиальным. Практическое совпадение значений $D_{\mathfrak{R}}(L) = 2.42$ функционального пространства $\mathbf{S}(L)$ со значением $D_{\mathfrak{R}} = 2.43$ метрического пространства $\mathfrak{R}$ для $l_w = 100$ мкм указывает на то, что на частотах $f > 20$ ГГц именно трехмерные особенности формы рельефа поверхности МКЛ, а, соответственно, и скин-слоя определяют нелинейную зависимость её индуктивности L от l_w в локальном приближении при $l_w < L \approx 550$ мкм.

Таб. 1.				
Длина копланарной линии $l_w, \mu m$	Активное сопротивление $R(20 \text{ ГГц})$		Индуктивность $L(20 \text{ ГГц})$	
	$R(20 \text{ ГГц}), \Omega$	Размерность $D_{\mathfrak{R}}(R)$	$L(20 \text{ ГГц}), \text{H}$	Размерность $D_{\mathfrak{R}}(L)$
100	0.12	2.02	1.24×10^{-10}	2.42
200	0.18	1.96	7.19×10^{-10}	2.29
400	0.28	2.07	1.96×10^{-9}	1.98
800	0.69	2.20	4.23×10^{-9}	1.82
1600	1.65	2.15	7.52×10^{-9}	1.68
3200	3.43	2.05	1.08×10^{-8}	1.52

4. Заключение

Определено влияние фрактальной геометрии рельефа поверхности 50-и омных Au/i-GaAs{100} микрополосковых копланарных линий на активное сопротивление их скин-слоя R и индуктивность L в аномальном скин-эффекте. Значения пределов локальных приближений L для параметра активного сопротивления составило $L(R) \approx 650$ мкм и для параметра индуктивности – $L(L) \approx 550$ мкм.

Работа выполнялась при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ. Уникальный идентификатор работы 8.3423.2017/4.6.

Список литературы

1. Analytical Extraction of a Schottky Diode Model From Broadband – Parameters / Aik Yean Tang, Vladimir Drakinskiy, Klas Yhland and all. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2013. – , V.61, NO.5. – P. 1870-1878.
2. Rumin Gong, Jinyan Wang, Shenghou Liu, Zhihua Dong, Min Yu, Cheng P. Wen, Yong Cai, Baoshun Zhang. Analysis of surface roughness in Ti/Al/Ni/Au Ohmic contact to AlGaIn/GaN high electron mobility transistors. Appl. Phys. Lett. 97, 062115 (2010).
3. Торхов Н.А. Слоевое сопротивление TiAlNiAu тонкопленочной металлизации омических контактов к нитридным полупроводниковым структурам. Физика и техника полупроводников, 2019, том 53, вып. 1, 32-40.

Функциональные характеристики суперрешетки на основе магнного кристалла в микроволновом диапазоне длин волн

Морозова М.А., Романенко Д.В., Садовников А.В., Шараевский Ю.П., Шараевская А.Ю.

Саратовский национальный исследовательский государственный университет имени Н.Г.Чернышевского. 410012, г. Саратов, ул. Астраханская, 83. РФ. rector@sgu.ru

Аннотация: Приведены результаты теоретического и экспериментального исследований особенностей распространения спиновых волн в суперрешетках на основе магнных кристаллов. На основе полученных результатов предложены управляемые магнитным полем многофункциональные устройства в СВЧ диапазоне для использования в телекоммуникационных системах.

1. Введение

Применительно к задачам современного развития физических основ перспективных телекоммуникационных технологий нового поколения чрезвычайно актуальным является развитие магнной спинтроники, использующей спиновые волны (магноны) в качестве носителей информационных сигналов в микро- и наноструктурах на основе магнитоупорядоченных материалов. Работы в области магнной спинтроники позволяют разработать новое поколение приборов и устройств в микроволновом диапазоне для систем обработки информации [1,2]. В настоящем сообщении приведены результаты теоретического и экспериментального исследования особенностей распространения спиновых волн в суперрешетках на основе магнных кристаллов (МК). Научная значимость решения таких задач обусловлена также тем, что различные варианты суперрешеток в настоящее время широко используются в оптике, в частности в перестраиваемых полупроводниковых лазерах [3-5], а также в магнотонике [6].

2. Объект исследований.

Рассматриваемая суперрешетка представляет собой структуру 1-D МК на основе ферромагнитной пленки, на одной из поверхности которой наносится периодическая структура с равномерно распределенными дефектами вдоль направления распространения спиновой волны (Рис.1). Такая суперрешетка создается путем создания периодических граничных условий для спиновой волны при нанесении металлических полосок на поверхности пленки. Наличие двух пространственных периодов в таких кристаллах (за счет металлических полосок и дефектов) приводит к возникновению в спектре двух запрещенных зон для волновых чисел, удовлетворяющих условию основного брэгговского резонанса. Постоянное магнитное поле направлено по касательной вдоль поверхности пленки и в этом случае в структуре возбуждается поверхностная магнитостатическая спиновая волна (ПМСВ).

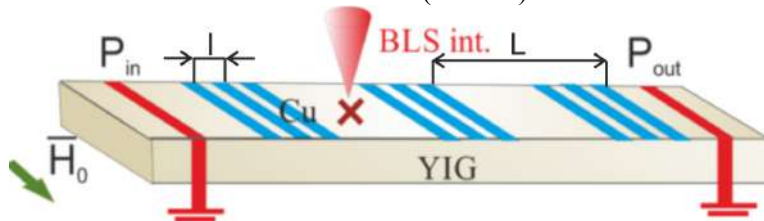


Рис. 1. Схема суперрешетки на основе 1-D магнного кристалла.

3. Теоретические и экспериментальные результаты.

Построена волновая модель для описания особенностей распространения прямых и встречных волн в структуре с суперрешеткой (СР) на основе 1-D магнного кристалла. Для описания особенностей резонансного прохождения ПМСВ в суперрешетке использовался подход, основанный на методе разложения в ряды Фурье рассматриваемой структуры с двумя периодами и методе связанных волн. На основе этой модели рассчитаны дисперсионные характеристики магнитостатических волн и выяснены основные механизмы формирования запрещенных зон в

такой структуре. Как следует из результатов, представленных на рис. 2а, в полосе первого брэгговского резонанса в МК с периодом l формируется одна запрещенная зона -МК (I) (синяя заливка), в МК с периодом L также формируется одна запрещенная зона -МК (L) (зеленая заливка). В МК на основе суперрешетки имеет место формирование двух запрещенных зон - CP (1) и CP (2) (красная заливка на рис. 2а), равноотстоящих по частоте от положения запрещенной зоны с периодом $N \cdot l$, где N – порядок суперрешетки (серая заливка на рис. 2а). Частотный интервал между запрещенными зонами суперрешетки, как показано на рис. 2б, увеличивается с ростом N .

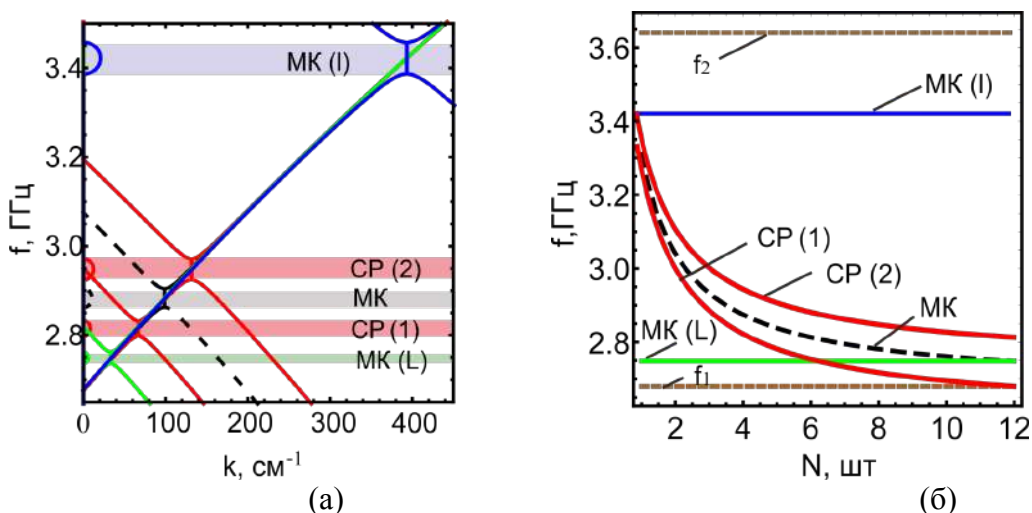


Рис.2. (а) Дисперсионные характеристики для ПМСВ в МК с периодом l (синие кривые), с периодом L (зеленные кривые), МК с периодом $N \cdot l$, (черные пунктирные кривые), в МК на основе суперрешетки (красные кривые). (б) Зависимости центральных частот запрещенных зон различных магнитных кристаллов на основе пленки ЖИГ с периодической системой медных полосок микронной толщины, f_1 и f_2 – нижняя и верхняя границы полосы пропускания ПМСВ.

Проведены экспериментальные исследования, направленные на выяснения механизма формирования запрещенных зон в такой структуре. Для получения экспериментальных результатов использовался подход, основанный на радиофизических методах и метода с использованием Бриллюэновской спектроскопии (БЛС). Последний метод позволяет исследовать детально магнитную динамику распространения спиновых волн внутри ферромагнитной пленки. Проведено сравнение теоретических результатов с полученными экспериментальными данными и получено их хорошее качественное соответствие.

4. Заключение

Получены результаты, направленные на выяснение особенностей пространственной и временной локализации спиновых магнитостатических волн в периодических ферромагнитных структурах с суперрешеткой. Исследуемые структуры предназначены для создания на их основе управляемых магнитным полем функциональных устройств обработки информации.

Список литературы

1. Никитов С.А., Калябин Д.В., Лисенков И.В. Морозова М.А., Шараевский Ю.П. и др. Магноники - новое направление спинтроники и спинволновой электроники // УФН, Т. 185, № 10, с. 1099-1128 (2015).
2. Demokritov S.O. Spin Wave Confinement: Propagating Waves / S.O. Demokritov. – Singapore: Pan Stanford Publishing Pte. Ltd, 2017.
3. Raman Kashyap. Fiber Bragg Gratings. ACADEMIC PRESS.1999.
4. C. Martijn de Sterke and N. G. R. Broderick. Coupled-mode equations for periodic superstructure Bragg gratings// OPTICS LETTERS 2039 October 15, 1995 / Vol. 20, No. 20.
5. Xueming Liu. Design of superstructure fiber Bragg gratings with a Fourier analysis technique and its applications to multiple ultranarrow transmission gratings// Optical Engineering 47,11, 115001.November 2008.
6. R. A. Gallardo, T. Schneider, A. Roldán-Molina and P. Landeros. Symmetry and localization properties of defect modes in magnonic superlattices // PHYSICAL REVIEW B 97, 174404 (2018).

Электромагнитный отклик от многослойных композиционных покрытий на основе карбонильного железа, сегнетоэлектриков и МУНТ на СВЧ

¹ Кулешов Г. Е., ¹ Сбродов А. В., ¹ Шематило Т. Н.

¹ Национальный исследовательский Томский государственный университет
пр. Ленина, 36, Томск, 634050, Россия
grigorij-kge@sibmail.com

Аннотация: Исследованы электромагнитные характеристики композиционных материалов на основе карбонильного железа, сегнетоэлектриков и МУНТ. В диапазоне частот от 10 МГц до 18 ГГц измерены комплексная магнитная и диэлектрическая проницаемость экспериментальных образцов. Представлены результаты расчетно-экспериментального исследования частотных зависимостей коэффициента отражения от многослойного композиционного покрытия, расположенного на отражающей поверхности.

1. Введение

На сегодняшний день замечено широкое использование сверхвысокочастотной радиоэлектронной аппаратуры, во всех сферах жизни человека. Это беспроводные приемники и передатчики данных (Bluetooth, Wi-Fi устройства, сотовые телефоны), различная бытовая техника, датчики и сенсоры, IoT устройства, медицинское оборудование. Тем не менее использование вышеупомянутой техники создает ряд негативных факторов. Возникают проблемы электромагнитной безопасности, когда осуществляется перехват конфиденциальной или секретной информации, а также проблемы электромагнитной совместимости, т.е. создание взаимных помех соседними элементами радиоаппаратуры [1]. Для снижения негативного воздействия электромагнитного излучения применяются радиопоглощающие материалы. В СВЧ диапазоне хорошо зарекомендовали себя ферриты [2], карбонильное железо (КЖ) [3], углеродные нанотрубки [4] и мультифероики [5]. Однако, на данный момент не существует тонкого и легкого однокомпонентного материала, который бы обладал высокой поглощающей способностью в широкой полосе частот. Поэтому для данных целей используются многокомпонентные композиты или многослойные покрытия [6].

В данной работе приведено исследование электромагнитного отклика от многослойных композитов на основе карбонильного железа с сегнетоэлектриком и с многостенными углеродными нанотрубками (МУНТ).

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Для изготовления образцов композитов была выбрана эпоксидная смола марки ЭДП-20 с отвердителем полиэтиленполиамином (ПЭПА). В качестве наполнителей использовались порошки различных радиоматериалов:

- 1) Карбонильное железо марки P-100.
- 2) Сегнетоэлектрик – титанат бария (ТБ) BaTiO₃, содержащего 97% основной фазы, с размерами частиц менее 100 мкм.
- 3) МУНТ со средним диаметром 9,4 нм с содержанием основной фазы 98% (с концентрациями 1, 2 вес.%).

Экспериментальные бразцы композитов представляли собой проскопараллельные шайбы толщиной $h = 2,25$ мм с внешним диаметром $D = 7$ мм и внутренним $d = 3$ мм.

Исследование электромагнитных характеристик композитов проводилось волноводным методом с использованием коаксиальной измерительной ячейки на векторном анализаторе цепей P4M-18 фирмы «Микран» в диапазоне частот от 0,1 до 18,00 ГГц. При этом использовались схемы измерений «на проход» (позволяет измерить S-параметры с учетом фазы и по методики Беккера-Джарвиса [7] рассчитать комплексную магнитную (МП) и диэлектрическую проницаемость (ДП)) и «на отражение» (позволяет получить значения коэффициента отражения (R) от слоя композита на металле).

3. Результаты измерений и расчетов

Получены частотные зависимости комплексной МП и ДП для образцов на основе КЖ и ТБ с концентрациями 20, 40, 60, 80 вес.%, а также для многокомпонентных образцов на основе 40 вес.% КЖ с 20, 40 вес.% ТБ и с 1, 2 вес.% МУНТ. С добавлением к композиту, содержащему 40 масс.% КЖ, многостенных углеродных нанотрубок наблюдается значительный рост значений, как и действительной (с 4,5 до 9,5 отн.ед.), так и мнимой частей ДП (с 0,2 до 1,4 отн.ед.). При добавлении 40 вес.% ТБ наблюдается существенный рост действительной части комплексной ДП (с 4,5 до 11,5 отн.ед.) и небольшой рост мнимой части (с 0,2 до 0,5 отн.ед.).

Далее представлены результаты измерений электромагнитного отклика от композиционных материалов, расположенных на металле (рис. 1). Помимо исследования экспериментально полученных зависимостей, использована методика расчета электромагнитного отклика от слоя магнитоэлектрика, на основе рассчитанных спектров комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей, которая позволила получить частотную зависимость коэффициента отражения в плосковолновом приближении. Сравнивая результаты, полученные с помощью моделирования, можно отметить, что данная модель достаточно хорошо согласуется с экспериментально полученными зависимостями. И данную модель можно использовать для расчета коэффициента отражения электромагнитной волны от многомлойного поглощающего покрытия, расположенного на отражающей поверхности.

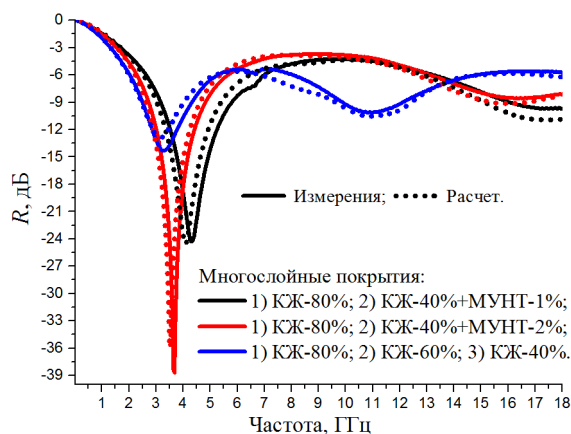


Рис. 1. Частотная зависимость коэффициента отражения от многослойных покрытий с различными концентрациями карбонильного железа и многостенных углеродных нанотрубок.

Было проведено моделирование частотных электромагнитного отклика от частоты и толщины материала для композиционных покрытий содержащих карбонильное железо с титанатом бария и с многостенными углеродными нанотрубками.

4. Заключение

Произведено сравнение измеренных и рассчитанных значения коэффициента отражения от слоя композита на металле. Они показали хорошее совпадение. Полученные зависимости позволяют охарактеризовать композиционный материал на основе эпоксидной с добавлением карбонильного железа, многостенных углеродных нанотрубок и титаната бария как эффективные узкополосные поглотители электромагнитного излучения в различных диапазонах частот.

Список литературы

1. Quan B., Liang X., Xu G., Cheng Y., Zhang Y., Liu W., Ji G., Du Y. A permittivity regulating strategy to achieve high-performance electromagnetic wave absorbers with compatibility of impedance matching and energy conservation // *New Journal of Chemistry*. 2017. V. 41. No 3. P. 1259-1266.
2. Wangchang L., Junjun L., Xiang Z., Jingwu Z., Yao Y., Liang Q., Jing Y., Shenglei C. Enhanced and broadband microwave absorption of flake-shaped Fe and FeNi composite with Ba ferrites // *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. 2017. V. 426. P. 504-509.
3. Tran H., Le T., Pejcinovic B., Brown J., Doneker R., Thompson K. Characterization of Novel Magnetically Loaded Flocked Carbon Fiber Microwave Absorber // *IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC, SI & PI)*. 2018. P. 41-46.
4. Liu L., Kong L., Yin W., Matitsine S. Characterization of single- and multiwalled carbon nanotube composites for electromagnetic shielding and tunable applications // *IEEE Trans. on Elect. Comp.* 2011. V. 53. P. 943-949.
5. Xiang J., Hou Z., Zhang X., Gong L., Wu Z., Mi J. Facile synthesis and enhanced microwave absorption properties of multiferroic $\text{Ni}_{0.4}\text{Co}_{0.2}\text{Zn}_{0.4}\text{Fe}_2\text{O}_4/\text{BaTiO}_3$ composite fibers // *Journal of Alloys and Compounds*. 2018. V. 737. P. 412-420.
6. Ren X., Fan H., Cheng Y. Microwave absorption properties of double-layer absorber based on carbonyl iron/barium hexaferrite composites // *App. Phys. A: Mat. Sci. and Proc.* 2016. V. 122. –P. 506-1–506-7.
7. Chalapat K., Sarvala K., Li J., Paraoanu G.S., Wideband Reference-Plane Invariant Method for Measuring Electromagnetic Parameters of Materials // *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*. 2009. V. 57. Is. 9. P. 2257-2267.

Селективный КВЧ поглотитель на основе гексаферрита $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$

Дорожкин К. В., Кулешов Г. Е., Бадьин А. В., Геринг М. О., Симонова К. В.

Национальный исследовательский Томский государственный университет
пр. Ленина, 36, Томск, 634050, Россия
thzlab@mail.tsu.ru

Аннотация: Результаты исследования электромагнитного отклика гексагонального ферритового композита $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$ в диапазоне частот 34-250 ГГц при комнатной температуре. Обнаружена область естественного ферромагнитного резонанса вблизи 46,5 ГГц. Показана возможность создания селективного КВЧ поглотителя на основе разработанного материала.

1. Введение

Тенденции современного приборостроения направлены на освоение крайне высокочастотного диапазона (КВЧ). Наряду с исследованиями в области генерации и детектирования КВЧ излучение особое место занимает вопрос электромагнитной совместимости отдельных узлов приемопередающих модулей, а также создания частотно-селективных элементов. На частотах ниже 20 ГГц задача частотной фильтрации успешно решается ферритами структуры Z и W [1-3]. В КВЧ диапазоне обеспечение эффективного взаимодействия электромагнитного излучения с веществом возможно путем использования гексагонального феррита М-типа с кристаллической структурой $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$ за счет высокого значения полей магнитокристаллической анизотропии и намагниченности насыщения. Кроме того, на частоту резонансного поглощения гексаферрита влияет размер и форма частиц [4]. Таким образом представляет интерес исследовать данный материал в составе композиционной смеси, что позволит обеспечить необходимые поглощающие характеристики в сочетании с оптимальными массогабаритными параметрами.

2. Объекты исследований

Для исследования были изготовлены композитные материалы (таблица 1) на основе 60 масс.% феррита $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$ и 40 масс.% связующих: акрилонитрилбутадиенстирола (АБС), эпоксидной смолы, уретан-алкидного лака и вододисперсионной краски.

Таблица 1. Характеристики исследуемых образцов

Связующее вещество	Наполнитель	Толщина образца	Размер частиц наполнителя
АБС пластик	60% $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$	2,04 мм	< 100 мкм
Эпоксидная смола		1,21 мм	90-160 мкм
Лак уретан-алкидный		1,30 мм	90-160 мкм
Краска вододисперсионная		1,45 мм	< 80 мкм

3. Методика измерения и экспериментальные результаты

Образцы были выполнены в форме круглых плоскопараллельных шайб. Измерения электромагнитного отклика от композитных материалов производились бесконтактным квазиоптическим методом с использованием спектрометра на базе ламп обратной волны [5]. Детектирование прошедшего излучения осуществлялось оптоакустическим приемником (ячейкой Голея). На рис. 1. приведены частотные зависимости коэффициентов прохождения для исследуемых композитов.

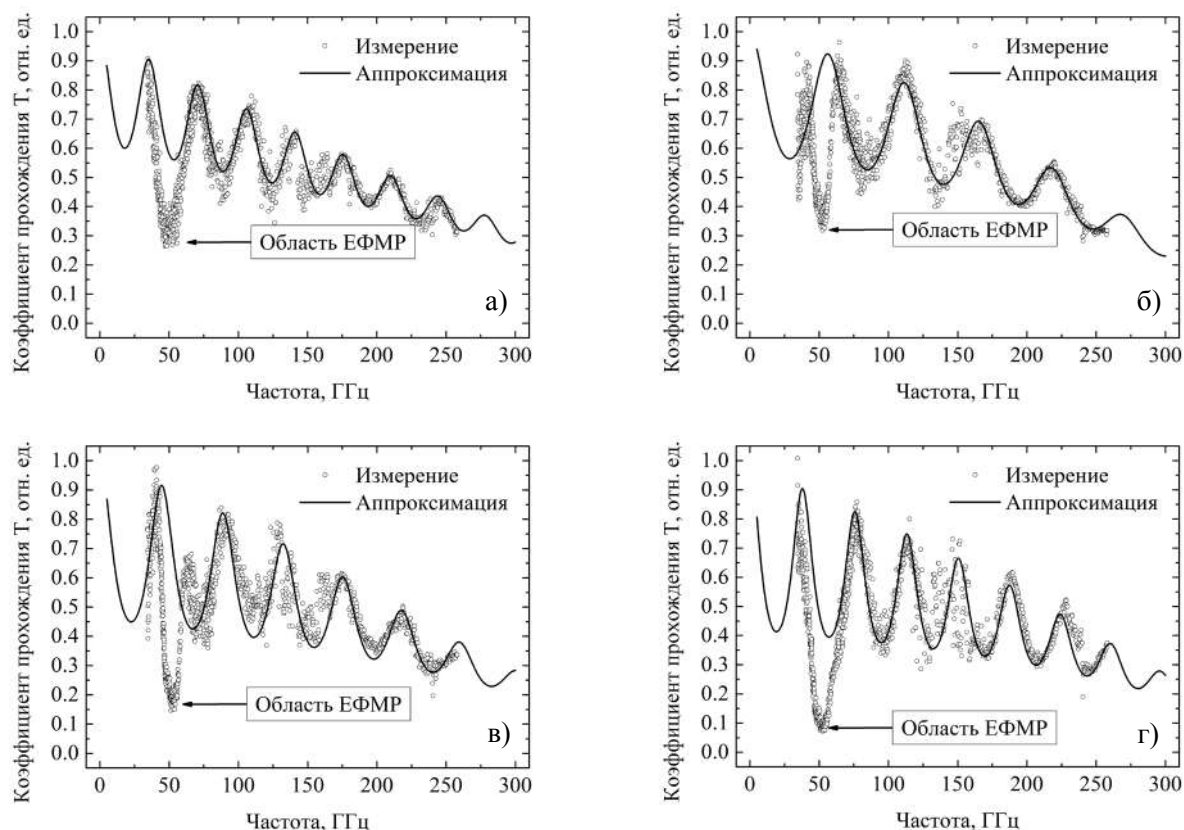


Рис. 1. Частотные зависимости коэффициентов прохождения композитов на основе 60 масс.% феррита $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$ и 40 масс.% связующего вещества: а) АБС пластик; б) эпоксидная смола; в) уретан-алкидный лак; г) водоземulsionная краска.

Для всех образцов наблюдается область селективного поглощения электромагнитной энергии, максимум которого расположен около частоты 50 ГГц. Данный результат можно объяснить наличием эффекта естественного ферромагнитного резонанса. Наилучшими частотно-заградительными свойствами обладает композит на основе феррита $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$ и водоземulsionной краски.

4. Заключение

Таким образом, полученные экспериментальные данные могут быть положены в основу создания частотно-заградительных фильтров КВЧ диапазона в приеме-передающих системах. Уровнем затухания электромагнитного излучения в области естественного ферромагнитного резонанса можно управлять в широком диапазоне за счет изменения массового соотношения между активным компонентом и связующим веществом [6]. Варьируя связующее вещество в композите на основе феррита структуры Ва-М появляются возможности создания гибких, легких, тонких радиопоглощающих покрытий.

Список литературы

1. Гуревич А.Г. Ферриты на сверхвысоких частотах. М.: Физматгиз, 1960. 408 с.
2. Wartenberg B. Messung der elektromagnetischen Stoffkonstanten μ und ϵ von Ferriten im mm-Wellengebiet // Phys. 1968. Т. 24. № 4. С. 211-217.
3. Severin H., Stoll J.P. Permeabilität einiger Ferrite mit magnetischen Verlusten im Bereich der Zentimeter- und Millimeterwellen // Phys. 1967. Т. 23. № 3. С. 209-212.
4. Суслиев В.И., Бадыйн А.В., Дорожкин К.В., Журавлев В.А., Выговский В.Ю. Особенности спектра магнитной проницаемости гексаферрита $\text{Ba}_3\text{Co}_{2.4}\text{Ti}_{0.4}\text{Fe}_{23.2}\text{O}_{41}$ в диапазоне частот 910 – 960 ГГц // Известия высших учебных заведений. Физика. 2015. Т. 58. № 10/3. С. 79-81.
5. Lee Y.-S. Terahertz Science and Technology. Springer. 2013. 340 С.
6. Badin A.V., Dorozhkin K.V., Kuleshov G.E., Zhuravlev V.A., Suslyayev V.I., Dunaevskii G.E., Bilinskii K.V. Ferromagnetic Resonance in Hexagonal Ferrite $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$ at the EHF Frequency Range // 2018 43rd International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz). IEEE. 2018. С. 1-2.

Определение полей анизотропии поликристаллических гексаферритов методом ФМР

Журавлев В.А., Атамасов В.В., Маленко Г.И., Журавлев А.В.

Национальный исследовательский Томский государственный университет
36, Пр. Ленина, Томск, 634050, Россия
ptica@mail.tsu.ru

Аннотация: Представлены результаты исследования ферромагнитного резонанса в поликристаллических образцах гексаферритов системы $\text{Ba}_3\text{Co}_{2.5-x}\text{Zn}_x\text{Ti}_{0.5}\text{Fe}_{23}\text{O}_{41}$. Исследование проведено для изучения влияния замещения части магнитоактивных ионов Co^{2+} немагнитными ионами Zn^{2+} на величины полей магнитокристаллической анизотропии и магнитомеханических отношений данных материалов.

1. Введение

Известно, что максимальной проницаемостью на СВЧ обладают гексагональные ферримагнетики с магнитокристаллической анизотропией типа плоскость легкого намагничивания (ПЛН) и малым полем анизотропии в базисной плоскости. Они являются перспективными материалами для разработки радиопоглощающих материалов и покрытий, антенных устройств и других устройств СВЧ. Типичным представителем этого класса ферримагнетиков является гексаферрит $\text{Ba}_3\text{Co}_2\text{Fe}_{24}\text{O}_{41}$ (Co_2Z) [1]. При повышении температуры от температуры жидкого азота у этого материала происходит несколько спин – ориентационных фазовых переходов (СОФП). В области температур до $T_1 \approx 200$ К реализуется состояние конус легкого намагничивания (КЛН). При температуре T_1 происходит СОФП КЛН – ПЛН, а затем при $T_2 \approx 520$ К наблюдается переход ПЛН – ось легкого намагничивания (ОЛН). Состояние с ОЛН продолжается вплоть до температуры Кюри $T_C \approx 650$ К.

Резонансная частота естественного ферримагнитного резонанса (ЕФМР) гексаферрита Co_2Z , при которой наблюдается максимальное поглощение СВЧ энергии, находится при комнатной температуре в диапазоне частот 1–2 ГГц [1]. Замещение части ионов железа Fe^{3+} в гексаферрите Co_2Z комплексом $\text{Co}^{2+}\text{Ti}^{4+}$ приводит к расширению интервала температур существования плоскости легкого намагничивания, что важно для разработки термостабильных устройств [2]. Кроме этого, поскольку добавка ионов Co^{2+} увеличивают величину поля магнитокристаллической анизотропии, то происходит смещение частоты ЕФМР в сторону более высоких частот. В данной работе проведено исследование влияния замещения части ионов Co^{2+} немагнитными ионами Zn^{2+} на основные параметры, определяющие радиопоглощающие свойства гексаферритов системы $\text{Ba}_3\text{Co}_{2.5-x}\text{Zn}_x\text{Ti}_{0.5}\text{Fe}_{23}\text{O}_{41}$ ($0.0 \leq x \leq 1.2$). Это величины полей магнитокристаллической анизотропии, магнитомеханического отношения и величины намагниченности насыщения. Исследования проведены при комнатной температуре.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Гексаферриты системы $\text{Ba}_3\text{Co}_{2.5-x}\text{Zn}_x\text{Ti}_{0.5}\text{Fe}_{23}\text{O}_{41}$ синтезированы обычным двухстадийным керамическим методом. Фазовый состав и параметры кристаллической структуры порошков исследованы методом рентгеноструктурного анализа (дифрактометр Shimadzu XRD 6000, $\text{CuK}\alpha$ – излучение). Рентгенофазовый анализ синтезированного нами порошка показал, что он содержит ~88% основной фазы – Z типа, ~ 3% – M типа, ~ 5% фазы структурного типа Y и ~ 4% шпинельной фазы. Многофазность образцов обусловлена тем, что температуры синтеза гексаферритов различных структурных типов: –M, –Y, –W, –Z и др. близки [1]. Поэтому синтезировать однофазные образцы одного структурного типа довольно сложно и они, как правило, содержат дополнительные кристаллические фазы. Отметим, что многофазность образцов проявляется при исследовании спектров магнитного резонанса данных материалов.

Исследование спектров ферромагнитного резонанса синтезированных материалов проводилось на образцах сферической формы диаметром $\sim 0.7 \div 0.9$ мм. Использовалась резонаторная методика с применением многомодового резонатора в диапазоне частот $27 \div 36$ ГГц в режиме на «проход».

Обработка спектров ферромагнитного резонанса проводилась по методике, подробно описанной в работе [3]. Использовалась зарегистрированная программа расчета кривых ФМР поликристаллических и порошковых материалов [4].

Величины намагниченности насыщения определялись в импульсных магнитных полях по методике, описанной в [5].

3. Экспериментальные результаты и их обсуждение

Основные полученные в работе результаты представлены в Таблице. В первой строке приведена концентрация замещающих ионы кобальта ионы цинка. Во второй строке представлены измеренные величины эффективных магнитомеханических отношений. Погрешность измерения $\gamma/2\pi$ составляла ± 0.02 . Третья колонка измеренные величины полей анизотропии в базисной плоскости, включающие в себя три константы анизотропии. Погрешность измерения H_0 составляла ± 0.2 кЭ. Четвертая колонка это величина намагниченности насыщения $M_S \pm 3$ Гс и пятая измеренная из температурных зависимостей начальной магнитной проницаемости на низких частотах величина температуры Кюри $T_C \pm 4$ К.

Таблица. Измеренные методом ФМР параметры материалов и величины намагниченности насыщения									
Концентрация ионов Zn^{2+} , x	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.8	1.2
$\gamma/2\pi$, ГГц/кЭ	2.83	2.91	2.83	2.83	2.85	2.8	2.84	2.7	2.85
H_0 , кЭ	-11.5	-9.7	-11.1	-11.0	-8.0	-10.0	-10.3	-10.2	-6.4
M_S , Гс	247	253	257	262	266	270	274	281	293
T_C , К	617	612	608	602	597	594	586	577	566

Согласно таблице, корреляции величин эффективных магнитомеханических отношений с изменением концентрации ионов цинка не наблюдается. Величина поля анизотропии в базисной плоскости H_0 также меняется слабо вплоть до концентраций $x = 0.8$. Этот результат обусловлен тем, что ионы Co^{2+} влияют как на константу анизотропии первого порядка, которая имеет отрицательный знак, так и на константу анизотропии второго порядка, которая положительна. Поэтому суммарный вклад от них в поле анизотропии относительно базисной плоскости H_0 меняется незначительно. Некоторый разброс значений $\gamma/2\pi$ и H_0 при разных концентрациях можно объяснить указанной выше многофазностью образцов. Величина намагниченности насыщения возрастает с ростом x , это можно объяснить тем, что ионы Co^{2+} и ионы Zn^{2+} занимают разные позиции в кристаллической решетке. Температура Кюри, как и следует при замещении магнитоактивных ионов немагнитными, убывает.

4. Заключение

Таким образом, проведенное исследование показало, что замещение части магнитоактивных ионов Co^{2+} на немагнитные ионы Zn^{2+} приводит к следующему:

- Поля анизотропии и эффективные магнитомеханические отношения с учетом многофазности образцов меняются слабо вплоть до замещений $x = 0.8$.
- Положительным фактом является увеличение значения намагниченности насыщения с ростом x .

Список литературы

1. Смит Я., Вейн Х. Ферриты. М.: ИЛ. 1962. 504С.
2. Журавлев В.А., Найденов Е.П. Влияние режимов механической активации на параметры структуры и магнитные свойства нанопорошков гексаферрита $Ba_3Co_{2.4}Ti_{0.4}Fe_{23.2}O_{41}$ // Изв. Вузов. Физика. 2008. т. 51. № 9. С. 19–23.
3. Найденов Е.П., Журавлев В.А., Минин Р.В., Итин В.И., Коровин Е.Ю. Статические и динамические магнитные свойства полученных методом золь-гель горения наноразмерных порошков гексаферрита бария // Известия вузов. Физика. 2015. т.58. –№1. с.112–118.
4. Журавлев В. А., Журавлев В. А. Программа расчета магнитомеханического отношения и полей магнитной анизотропии поликристаллических и порошковых ферромагнетиков с кубической, гексагональной, тетрагональной и тригональной кристаллическими структурами из экспериментов по ферромагнитному резонансу. Правообладатель: Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Национальный исследовательский Томский государственный университет». Номер регистрации № 2016660395. Дата государственной регистрации в Реестре программ для ЭВМ 15 сентября 2016 г.
5. Kreslin V.Yu., Naiden E.P. Automatic complex for a study of the characteristics of hard magnetic materials // Instruments and Experimental Techniques. 2002. V. 45, No. 1. P. 55–57.

Резонатор для микроволнового магнитоэлектрического эффекта

Лобекин В. Н., Татаренко А. С., Иванов С.Н., Бичурин М.И.

Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого
ул. Большая Санкт-Петербургская, 41, Великий Новгород, 173003, Российская федерация
slavalobekin@gmail.com; mirza.bichurin@novsu.ru

Аннотация: Представлена конструкция кольцевого резонатора, выполненного на микрополосковой линии передачи. Изучены возможности исследования ферромагнитного резонанса с помощью микрополоскового кольцевого резонатора.

1. Введение

Одним из важнейших элементов интегральной схемотехники СВЧ является резонатор. Изучению различных конструкций резонаторов посвящено много работ [1-3] и является актуальным, так как на основе явления резонанса возможно проектирование различных устройств СВЧ диапазона, таких как СВЧ фильтры, ответвители, смесители, генераторы, антенны и др. Наиболее широко применяются резонаторы, выполненные на микрополосковой линии передачи (МПЛ). МПЛ является одним из основных элементов микросхем СВЧ и широко используется в качестве составных частей СВЧ устройств. Для устранения концевых эффектов и повышения добротности резонатора, предлагается использовать кольцевую структуру вместо прямоугольной.

В данной работе изучена конструкция кольцевого резонатора, выполненного на микрополосковой линии передачи.

2. Конструкция микрополоскового кольцевого резонатора

Конструкция микрополоскового кольцевого резонатора представлена на рис.1. Связь резонаторов с микрополосковой линией реализована за счет регулярных полосковых линий, диаметрально подключенных к кольцевому резонатору через зазоры связи. Зазор выбирается таким образом, чтобы, с одной стороны, не искажалось поле резонатора, а с другой – обеспечивалась необходимая величина связи. Начальная ширина возбуждающих микрополосковых линий равна $W=1$ мм, с учетом входа и выхода резонатора сопротивление линии составляло 50 Ом. Резонатор сформирован на диэлектрической подложке размерами 30x24x1 мм с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon=10$. Внешний радиус кольца составляет $r_1 = 14,3$ мм, внутренний радиус $r_2 = 11,3$ мм.

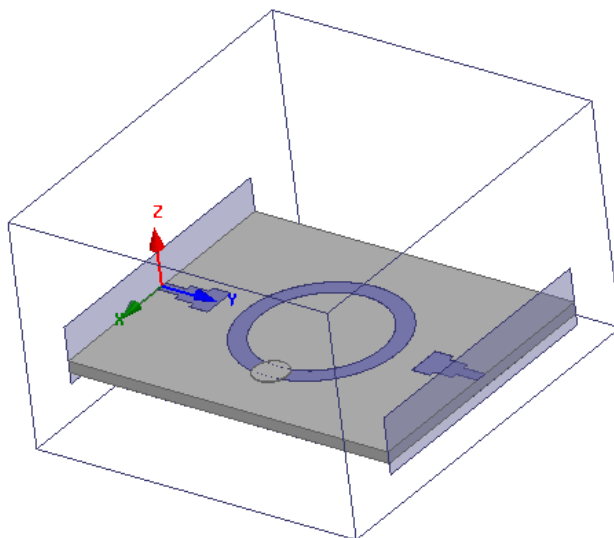


Рис. 1. Конструкция микрополоскового кольцевого резонатора.

3. Исследование ферромагнитного резонанса с помощью кольцевого резонатора

Предлагаемая конструкция кольцевого резонатора используется для исследования микроволнового магнитоэлектрического эффекта, который заключается в сдвиге линии ферромагнитного резонанса (ФМР) исследуемого образца при приложении к нему внешнего электрического поля. На первом этапе проводится исследование спектра ФМР на калиброванном образце. Для этого на кольцевой резонатор помещается объемный резонатор - $D=3$ мм, $s=0,5$ мм, состоящий из ферритовой структуры - пленка железо-иттриевого граната (ЖИГ), нанесенная на подложку гадолиний-галиевого граната (ГГГ), к которой прикладывается внешнее магнитное поле H_0 . В дальнейшем планируется объемный резонатор заменить на магнитоэлектрическую структуру, состоящую из ЖИГ-ГГГ-ЦТС или другие составляющие магнетик – пьезоэлектрик, для исследования микроволнового магнитоэлектрического эффекта.

4. Заключение

Предложена конструкция кольцевого резонатора, выполненного на микрополосковой линии передачи. Данная конструкция обеспечивает достаточно высокий уровень добротности, что позволит проводить исследования микроволнового магнитоэлектрического эффекта.

Список литературы

1. Бочаров Е.И., Кондрашова М.А., Ракова К.А., Седышев Э.Ю., Тарасик Е.Э. Кольцевые эллиптические резонаторы для СВЧ-устройств. // VII Всероссийская научно-техническая конференция «Электроника и микроэлектроника СВЧ». 2018. 5 с.
2. Прокопенко Ю.В., Сергиенко П.Ю. Кольцевой микрополосковый резонатор с микромеханической перестройкой частоты // Электроника и связь. Электронные системы. 2012. №4. С. 23-27.
3. Bichurin M.I., Petrov V.M., Petrov R.V., Tatarenko A.S. Magnetoelectric Composites, Pan Stanford Publ., 2019, 280 p.

Концепция использования структуры магнонный кристалл - сегнетоэлектрик - магнонный кристалл в качестве логических вентилей спинтроники

Матвеев О.В., Морозова М.А.

Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского
ул. Астраханская, 83, Саратов, 410012, Россия
olymatveev@gmail.com

Аннотация: Представлены результаты теоретического исследования распространения различных типов спинволновых возбуждений в структуре магнонный кристалл-сегнетоэлектрик-магнонный кристалл. Предложены способы реализации логических операций над сигналами, поступающими в каждый из магнонный кристаллов.

В связанной мультиферроидной структуре магнонный кристалл-сегнетоэлектрик-магнонный кристалл (МК-СЭ-МК) распространяются гибридные электромагнитно-спиновые волны. В спектре таких волн имеют место как брэгговские (основные) запрещенные зоны, обусловленные отражением спиновой волны от магнонного кристалла, так и гибридные запрещенные зоны, обусловленные взаимодействием спиновой и электромагнитной волны [1]. В такой структуре положение запрещенных зон зависит от величины связи между спиновыми волнами, а также способа возбуждения структуры. При возбуждении одной нормальной моды симметричной (при одновременной подаче сигнала в каждый МК в фазе) формируется одна запрещенная зона - для симметричных волн. При возбуждении одной антисимметричной нормальной моды (при одновременной подаче сигнала в каждый МК в противофазе) формируется одна запрещенная зона - для антисимметричных волн. Данная особенность позволяет осуществить на основе такой структуры ряд логических операций. Для считывания информации на выходе структуры предлагается использовать запрещенные зоны на данной выбранной частоте, т.е. сигнал попавший в нее дает логическую 1, не попавший – логический 0. Возбуждению симметричной моды соответствует состояние 10, возбуждению антисимметричной моды – 01, возбуждению обеих мод – 11, не возбуждению обеих мод – 00.

В работе построена волновая модель, описывающая формирование запрещенных зон в зависимости от типа возбуждения. Показано, что структура МК-СЭ-МК позволяет осуществлять все известные базовые логические операции: дизъюнкцию, конъюнкцию, исключающее или, отрицание, импликацию, эквивалентность. Причем в зависимости от значения диэлектрической проницаемости, которая зависит от приложенного к сегнетоэлектрической пластине электрического поля, меняется спектр гибридных волн [2], а, соответственно, тип операции.

Таким образом, структура МК-СЭ-МК позволяет совмещать в одном чипе различные функциональные устройства по обработке информации, что актуально как для устройств спинтроники [3], так и для реализации нейроморфных систем с принципиальной иной архитектурой вычислений, воспроизводящей принципы работы человеческого мозга [4].

Работа выполнена при поддержке РФФИ (№ 19-29-03049-мк).

Список литературы

1. Морозова М. А., Матвеев О. В., Шараевский Ю. П., Никитов С. А. Управление запрещенными зонами в слоистой структуре магнонный кристалл-сегнетоэлектрик-магнонный кристалл // ФТТ. 2016. Т. 58. С. 266-272.
2. Morozova M.A., Grishin S.V., Sadovnikov A.V., Romanenko D.V., Sharaevskii Yu.P., Nikitov S.A. Tunable bandgaps in layered structure magnonic crystal-ferroelectric // IEEE Trans. on Magn. 2015. V. 51. P. 7126980.
3. Никитов С.А. и др. Магноники — новое направление спинтроники и спин-волновой электроники // УФН 2015. Т. 185. С. 1099-1128.
4. Sengupta A., Kaushik R. Encoding neural and synaptic functionalities in electron spin: a pathway to efficient neuromorphic computing // Applied Physics Reviews. 2017. V. 4. P. 041105

Генерация импульсов спиновых волн в магнонном кристалле с насыщающим поглощением

Морозова М.А., Матвеев О.В.

Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского
ул. Астраханская, 83, Саратов, 410012, Россия
olymatveev@gmail.com

Аннотация: Представлены результаты теоретического исследования распространения магнитостатических волн в кольцевой автоколебательной системе с учетом насыщающего поглощения. Получена модель в виде системы «возмущенных» уравнений Гинзбурга-Ландау для амплитуд огибающих прямой и встречной волн. Исследованы особенности генерации последовательности импульсов амплитуды огибающей.

В настоящее время для формирования солитонов огибающей широко используются кольцевые автоколебательные системы с ферромагнитными пленками при возбуждении различных типов магнитостатических волн [1]. Интерес к таким системам обусловлен, прежде всего, тем, что помимо компенсации потерь у магнитостатических волн за счет наличия в кольце активного элемента, использование резонансных свойств кольца дает возможность влиять на характер дисперсии системы, создавая частотные области с различными законами дисперсии. Использование магнонных кристаллов - периодических структур на базе ферромагнитных пленок - в кольцевых системах позволит генерировать щелевые солитоны - солитоны, образующиеся в частотной области, лежащей в брэгговской запрещенной зоне магнонного кристалла [2,3].

Автоколебательная система представляет собой последовательно соединенные в кольцо сверхвысокочастотный усилитель мощности, переменный аттенуатор и нелинейную линию передачи. В таких кольцевых системах внешний сверхвысокочастотный усилитель, включенный последовательно с нелинейной линией передачи, служит только для компенсации потерь спиновой волны и других элементов кольца. Нелинейная линия передачи представляет собой магнонный кристалл на основе ферромагнитной пленки с периодической системой канавок. В рамках модели «среднего поля резонатора» [4] распространение сигнала в резонаторе можно представить единым уравнением, как традиционно делается в нелинейной оптике для оптических резонаторов с керровской нелинейностью [5]. Для магнитостатических волн в нелинейной линии передачи на основе магнонного кристалла с керровской нелинейностью и модуляционной неустойчивостью в работе использовалась система «возмущенных» уравнений Гинзбурга-Ландау с членами, описывающими потери и насыщение в кольце, для амплитуд огибающих прямой и встречной волн.

В работе представлены результаты исследования особенностей автогенерации последовательности импульсов амплитуды огибающей, режимов автомодуляции и хаотической динамики при возбуждении различных типов магнитостатических волн в кольцевых автоколебательных системах в области частот, где нелинейные эффекты обусловлены развитием модуляционной неустойчивости магнитостатических волн (в диапазоне частот 4-6 ГГц). Рассматриваются условия самовозбуждения кольцевой системы, основные характеристики нелинейных импульсов в зависимости от параметров кольцевой системы, величины магнитного поля и усиления в кольце. Представлены результаты исследования возможности генерации импульсов в случае различных начальных условий, в том числе случайно-шумового возбуждения. Помимо этого исследованы условия генерации щелевых солитонов при импульсном возбуждении сигналами, частота которых лежит в запрещенной зоне МК.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (№№ 19-02-00075-а, 18-57-00006-Бел_а).

Список литературы

1. Бегинин Е. Н., Гришин С. В., Шараевский Ю. П. Генерация стационарной последовательности хаотических солитоноподобных СВЧ импульсов в кольцевых автоколебательных системах с ферромагнитными пленками // Письма в ЖЭТФ. 2008. Т. 88. С. 743-747.
2. Kruglyak, V. V., Demokritov, S. O., Grundler, D. Magnonics // J. Phys. D: Appl. Phys. 2010. V. 43. P. 264001.
3. Sheshukova S.E. et al. Formation of gap solitons in a finite magnonic crystal // Phys. Wave Phenom. 2013. V. 21. P. 304-309.
4. Lugiato L.A., Lefever R. Spatial Dissipative Structures in Passive Optical Systems // Phys.Rev.Lett. 1987. V. 58, P. 2209
5. Caputo J. G., Clausen C. B., Sorensen M. P. Amplitude-modulated fiber-ring laser // J. Opt. Soc. Am. B. 2000. V. 17. P. 705-712.

Влияние электростатических полей периферии на состояние электростатической системы Ni/n-GaN контактов Шоттки

^{1,2,3} Торхов Н.А., ² Новиков В.А.

¹ Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов

Россия, 634034, г. Томск, ул. Красноармейская 99 А, e-mail: trkff@mail.ru

² Томский государственный университет, Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина 36

³ Томский университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)

Россия, 634050, г. Томск, Ленина 40

Аннотация: С использованием метода зонда Кельвина АСМ экспериментально подтверждено наличие составляющей E^* электростатического поля периферии E_i , оказывающего значительное влияние на электростатическую систему AuNi/n-GaN контактов Шоттки.

1. Введение

Представляет научно-практический интерес проведение исследований электростатической системы контактов металл-полупроводник (М-П) с барьером Шоттки (БШ) на широкозонных полупроводниках таких, например, как AuNi/n-GaN контакты Шоттки в связи с их широким использованием в современных силовых и СВЧ полупроводниковых приборах.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Исследовались планарные AuNi/n- n^+ -GaN контакты М-П с БШ на сапфировой подложке изготовленные по меза-технологии на n -слое GaN толщиной 180 нм и концентрацией $N_D=5 \times 10^{16} \text{ см}^{-3}$ окруженные сформированными на нижележащем высоколегированном слое n^+ -GaN низкоомными омическими TiAlNiAu-контактами.

Измерения электростатического потенциала поверхностей $e\varphi_{S(m)} = e\varphi_p - e\Delta\varphi_{S(m)}$ проводились на атомно-силовом микроскопе (АСМ) “Solver-HV” (производства NT MDT) работающего в двухпроходном режиме метода зонда Кельвина. Здесь $\varphi_{S(m)}$ – электростатический потенциал поверхности полупроводника (s), или металлического контакта (m), $\Delta\varphi(x, y)$ – измеряемая АСМ-методом Кельвина контактная разность потенциалов между поверхностью и острием иглы кантилевера с проводящим покрытием из W_2C с работой выхода $\approx 4.9 \text{ эВ}$.

3. Результаты экспериментов

В термодинамически неравновесной системе реальных контактов металл-полупроводник (М-П) с барьером Шоттки (БШ) существует электростатическое поле E_W термодинамически равновесной области объемного заряда (ОПЗ) экранирующее неравновесные электроны остального объема полупроводника от остального объема металлического контакта. По этой причине поверхности металлического контакта и полупроводника имеют разный характерный для свободных поверхностей электростатический потенциал (работу выхода $e\varphi$), что и наблюдается в экспериментах [1]. В качестве примера можно привести значительное на $\sim 0.6 \text{ эВ}$ отличие работы выхода (уровня Ферми $E_{F,contact}$) выпрямляющих AuNi-контактов Шоттки от работы выхода (поверхностного уровня Ферми $E_{F,GaN}$) окружающей его полупроводниковой поверхности n -GaN (рис. 1).

Кроме вектора экранирующего электростатического поля ОПЗ E_W вокруг контакта Шоттки существует вектор внешнего электростатического поля периферии E_i сформированный суперпозицией разнонаправленных векторов постоянного электростатического поля $E_{grad} = \text{Const}$, образованного разностью поверхностных потенциалов металлического контакта и свободной полупроводниковой поверхностью, и выходящего через боковую поверхность ОПЗ вектора E^* : $E_i = E_{grad} + E^*$.

Напомним, что именно периферия приводит к появлению у контактов М-П с БШ нелинейных вольт-амперных (ВАХ) и вольт-фардных (ВФХ) характеристик. Например, у неимеющих периферии контактов М-П с БШ бесконечной площади отсутствуют вышеперечисленные характеристики, так как их емкость бесконечна, а последовательное сопротивление R_S стремится к нулю.

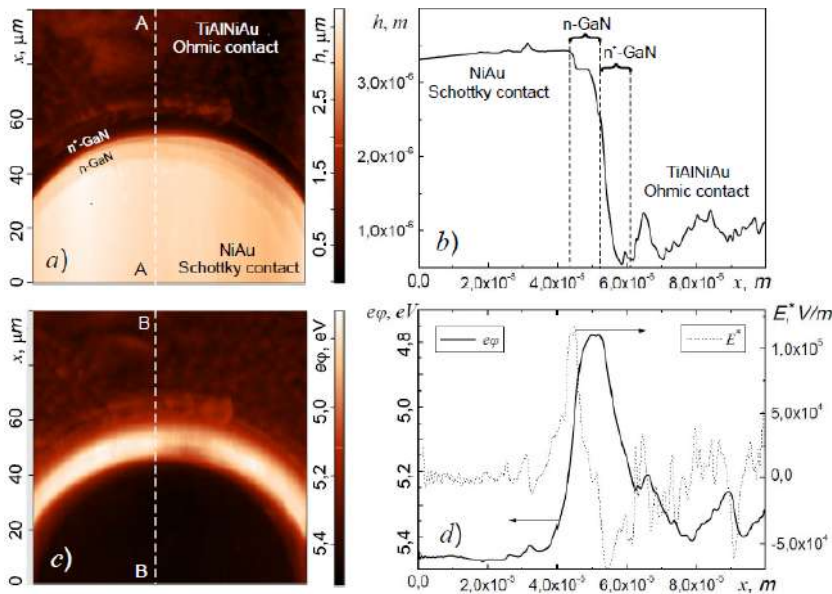


Рис. 1. АСМ-изображение AuNi/n- n^+ -GaN контакта М-П с БШ диаметром $D=120$ мкм: а) – поверхности, б) – профили поперечного сечения кристалла А-А, в) – работы выхода $e\phi$ и д) – распределения амплитуды электрического поля E^* вдоль сечения кристалла В-В.

В отличие от E_{grad} величина E^* (модуль E^*) определяется формой контакта, что приводит к зависимости ϕ_m металлического контакта Шоттки от его периметра и площади [1, 2].

В данной работе показано, что в AuNi/n-GaN контактах Шоттки значение E^* также, как и в [1, 2], может быть непосредственно измерено АСМ-методом Кельвина (рис. 1, д). Такое измерение возможно потому, что E^* входит в состав электрического контура измерительной схемы атомно-силового микроскопа: земля-ОПЗ-поверхность металлического контакта или полупроводника - кантилевер-земля и, согласно условиям термодинамического равновесия, принимает участие в механизмах обмена неравновесными частицами (электронами) поверхности с иглой кантилевера через заземленный контакт [1].

О наличии E_{grad} в системе контакта М-П можно судить лишь исходя из косвенных результатов измерений значений работ выхода электронов из поверхностей металла $e\phi$ и полупроводника $e\phi_{GaN}$ так как оно (E_{grad}) возникает в другом замкнутом электрическом контуре, не входящим в состав измерительной электрической схемы АСМ: контакт Шоттки-поверхность полупроводника-ОПЗ-контакт Шоттки.

4. Заключение

С использованием метода зонда Кельвина АСМ экспериментально подтверждено существование составляющей E^* электростатического поля периферии E_l в AuNi/n-GaN контактах Шоттки, оказывающее значительное влияние на их электростатическую систему. Таким образом, предложенная в [1] физическая модель наряду с физическими моделями плоских выпрямляющих контактов М-П Шоттки-Мотта и Бардина пригодна для описания электростатических полей в контактах Шоттки и на широкозонном материале GaN.

Список литературы

1. Торхов Н.А. Влияние электростатического поля периферии на вентильный фотоэффект в контактах металл-полупроводник с барьером Шоттки. ФТП, 2018, 52(10), 1150-1171.
2. Торхов Н.А., Божков В.Г., Новиков В.А., Ивонин И.В. Исследование электрических полей Ni/GaN контактов металл-полупроводник с барьером Шоттки методами атомно-силовой микроскопии. 25-я Международная Крымская конференция СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. Материалы конференции 6—12 сентября 2015 г. Севастополь, Крым, Россия. 611-612.

Технология магнитопьезофибера

Иванов С.Н., Семенов Г.А.

Новгородский государственный университет им. Ярослава Мудрого
ул. Б. Санкт-Петербургская, д.41, Великий Новгород,
173003, Российская Федерация
sergey.ivanov@novsu.ru

Аннотация: Предложен магнитопьезофибер, состоящий из механически связанных пьезоэлектрических и магнитострикционных волокон (фибер), при взаимодействии которых наблюдается магнитоэлектрический (МЭ) эффект. Рассмотрены способы и особенности технологии изготовления таких структур. Предлагаемая конструкция позволяет достигать высоких значений МЭ коэффициента по напряжению α_E .

Магнитоэлектрический (МЭ) эффект в двухфазных композитных материалах, состоящих из магнитострикционной и пьезоэлектрической компонентов, заключается в намагничивании материала при воздействии на него внешнего электрического поля и появлении электрической поляризации при воздействии внешнего магнитного поля. Возможность взаимного преобразования полей делает такие материалы перспективными для разработки таких устройств, как датчики тока и магнитного поля, преобразователи, источники возобновляемой энергии, приборы СВЧ. Параметры таких устройств зависят от величины МЭ эффекта в материале [1].

Известны МЭ двухфазные композиционные материалы в форме прямоугольных пластин или дисков, представляющие собой механически связанные между собой слои магнитострикционного материала, например, никель-цинкового феррита, и сегнетоэлектрического материала, например, пьезокерамика на основе системы твердых растворов цирконата-титаната свинца (ЦТС). Недостатками таких слоистых структур является возбуждение неосновных типов колебаний и возникающее в результате этого снижение величины МЭ эффекта.

Для устранения указанных недостатков предложен магнитопьезофибер, состоящий из пьезоэлектрических волокон (пьезофибер) в полимерной матрице, покрытых с двух сторон защитной пленкой со встречно-штыревыми электродами, поверх которых нанесен изолирующий слой и магнитострикционные волокна (магнитофибер). Волокна представляют собой полоски определенного материала толщиной от долей микрон до десятков микрон и малой шириной по отношению к длине полоски за счет чего снижается внутреннее эффективное магнитное поле [2].

Магнитопьезофибер может быть изготовлен с помощью дисковой и лазерной резки с последующим склеиванием или сращиванием отдельных матриц магнитных и пьезоэлектрических волокон, с использованием микроэлектронных технологий (жидкостных и сухих методов травления, вакуумного напыления, химического и электрохимического осаждения слоев, фотолитографии), а также методом направленной лазерной кристаллизации матрицы волокон в объеме основного материала [2-5]. Правильный выбор технологии изготовления должен обеспечить лучшую повторяемость и повысить стойкость устройства к воздействию внешних факторов.

Предложенный магнитопьезофибер позволяет достигать высоких значений МЭ коэффициента по напряжению α_E позволяя, тем самым, повысить чувствительность преобразовательных низкочастотных МЭ устройств и эффективность перестройки МЭ СВЧ устройств магнитного типа с электрическим управлением, например, резонаторов, фильтров, аттенуаторов, фазовращателей и т.д.

Список литературы

1. Bichurin M., Petrov V. Modeling of magnetoelectric effects in composites, Springer series in material science, Volume 201, 2014, pp.108.
2. Бичурин М.И., Семенов Г.А., Иванов С.Н., Леонтьев В.С. Магнитопьезофибер : пат. 184785 Рос. Федерация. № 2018128132 заявл. 31.07.2018; опубл. 08.11.2018, Бюл. №31.
3. Dong S., Zhai J., Li J., Vieland D. Near-ideal magnetoelectricity in high-permeability magnetostrictive/piezofiber laminates with a (2-1) connectivity // Applied Physics Letters, 89, 252904 (2006).
4. Chu Z., Shi FL, Shi W., Liu G., Wu J., Yang J., Dong S. Enhanced Resonance Magnetoelectric Coupling in (1-1) Connectivity Composites Adv. Mater. 2017, 1606022.
5. Bent A.A, Hagood N.W. Piezoelectric fibre composites with interdigital electrodes. J. Int. Mat. Stst. Struct., 1997, 8, 903-919.

Микроволновый магнитоэлектрический эффект в структурах на основе ферромагнитных металлов

Иванов С.Н., Соколов О.В., Татаренко А.С., Бичурин М.И.

Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого
ул. Б. Санкт-Петербургская, 41, Великий Новгород, 173003, Россия
mirza.bichurin@novsu.ru

Аннотация: Представлены результаты теоретического расчета значений резонансного подмагничивающего поля для ФМР в тонких пленках никеля, железа и кобальта для частот 3, 10, 30 ГГц при различных ориентациях этого поля. Получены аналитические зависимости сдвигов резонансной линии ФМР от напряженности электрического поля в двухслойных магнитоэлектрических композитах, в которых в качестве пьезоэлектриков используются диски PZT, PMN-PT или PZN-PT, на которые напылены тонкие пленки Ni, Fe или Co.

1. Введение

В связи с развитием спинтроники возрос интерес к магнитоэлектрическому эффекту в наноструктурах. Недавно был изучен магнитоэлектрический эффект в мультиферроиках в терагерцовом диапазоне на основе различных манганитов [1]. Представляет интерес исследовать магнитоэлектрический эффект в области ФМР в наноструктурах на основе ферромагнитных металлов [2]. В данной работе представлены результаты исследований особенностей ФМР в тонких пленках никеля, железа и кобальта (толщина пленок ~ 50 нм). Приводятся расчетные значения резонансного подмагничивающего поля для частот 3, 10, 30 ГГц при различных ориентациях этого поля. Рассмотрены случаи, когда подмагничивающее поле перпендикулярно плоскости тонкой пленки металла, а также направлено в плоскости тонкой пленки металла вдоль или перпендикулярно оси легкого намагничивания. Основное внимание уделено теоретическому изучению сдвига резонансной линии ФМР в двухслойных магнитоэлектрических композитах на основе тонких пленок ферромагнитных металлов под действием электрического поля.

2. Объекты исследований

Объектами теоретических исследований являлись двухслойные магнитоэлектрические композиты, в которых в качестве пьезоэлектриков используются диски PZT, PMN-PT или PZN-PT толщиной 0,5 мм, на которые напылены тонкие пленки Ni, Fe или Co.

3. Расчетные методы определения сдвига резонансной линии ФМР в двухслойных магнитоэлектрических композитах

Расчетный метод сдвига резонансной линии ФМР в двухслойных магнитоэлектрических композитах состоит из двух этапов.

Сначала рассчитываются значения резонансного подмагничивающего поля при частотах 3, 10, 30 ГГц при различных ориентациях этого поля. Так, были рассмотрены случаи, когда подмагничивающее поле перпендикулярно плоскости тонкой пленки металла, а также направлено в плоскости тонкой пленки металла вдоль или перпендикулярно оси легкого намагничивания.

Затем рассматриваются двухслойные магнитоэлектрические композиты на основе тонких пленок ферромагнитных металлов Ni, Fe или Co. При воздействии на такие магнитоэлектрические композиты постоянного электрического поля, направленного перпендикулярно плоскости диска, происходит сдвиг резонансной линии ФМР в тонкой пленке металла в результате микроволнового магнитоэлектрического эффекта [3].

При помощи метода эффективных размагничивающих факторов получены и построены расчетные зависимости сдвига резонансной линии ФМР от напряженности электрического поля.

Рассчитано, что при использовании кобальта и напряженности электрического поля 10 кВ/см сдвиг резонансной линии составляет 94; 323 и 783 Э для PZT, PMN-PT и PZN-PT соответственно.

При использовании никеля соответствующие значения сдвига резонансной линии 54; 184 и 446 Э. При использовании железа соответствующие значения сдвига резонансной линии 103; 354 и 855 Э.

4. Заключение

Предложен расчетный метод определения сдвига резонансной линии ФМР в двухслойных магнитоэлектрических композитах на основе тонких пленок ферромагнитных металлов под действием электрического поля.

Получены аналитические зависимости сдвига резонансной линии ФМР в таких композитах от напряженности электрического поля.

Список литературы

1. А.А.Мухин и др. УФН **179**, 904 (2009).
2. Е.А. Караштин, А.А.Фраерман. ФТТ, **58**,2149 (2016).
3. M.I.Bichurin, V.M.Petrov, R.V.Petrov, A.S.Tatarenko. Magnetoelectric Composites, Pan Stanford Publ., 2019, 280 p.

Арсенидогаллиевые варикапы с обратным градиентом концентрации носителей заряда в рабочем слое полупроводника

О.Ю.Малаховский, Л.В.Фотина, С.М.Гущин, Е.А.Скробов

*Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов,
Ул. Красноармейская, 99а, Томск, 634034, Россия,
malakhovskiy_oy@niipp.ru*

Аннотация: *Представлены результаты создания арсенидогаллиевых варикапов с добротностью более 3000 единиц на частоте 50 МГц и коэффициентом перекрытия более 4 при изменении обратного напряжения от 2 до 12 В.*

Известно, что для увеличения зависимости емкости варикапа от напряжения, т.е. увеличения коэффициента перекрытия, используют эпитаксиальные структуры полупроводника не с равномерным профилем легирования рабочего слоя, а с профилем легирования, обеспечивающим повышение концентрации носителей заряда при приближении к границе р-п перехода. Такой профиль легирования, профиль с обратным градиентом концентрации носителей заряда в рабочем слое полупроводника, в кремниевых варикапах достигается дополнительной диффузией легирующей примеси (как правило, фосфора) в поверхностный слой эпитаксиальной структуры кремния n-типа в диффузионных печах с последующим формированием р-слоя с помощью диффузии примеси р-типа (как правило, бора) также в диффузионных печах.

Использование в качестве полупроводникового материала эпитаксиальных структур арсенида галлия позволяет за счет более высокой подвижности электронов в арсениде галлия (по сравнению с кремнием) снизить паразитное последовательное сопротивление и повысить добротность. Кроме этого, как показано в данной работе, технологии выращивания эпитаксиальных слоев арсенида галлия позволяют формировать обратный градиент концентрации носителей заряда в рабочем слое полупроводника произвольной формы, управляя подачей легирующей примеси в процессе роста эпитаксиальной пленки. Такая технология дает возможность выращивания достаточно тонких эпитаксиальных пленок с резким градиентом примеси вблизи границы р-п перехода. Слой р-типа в этом случае также выращивается на эпитаксиальной пленке n-типа с помощью газотранспортной эпитаксии.

Применение арсенидогаллиевых структур с уже сформированным р-п переходом по всей поверхности рабочей структуры приводит к существенному отличию данных арсенидогаллиевых варикапов от большинства кремниевых варикапов, которое заключается в использовании исключительно меза-технологии в производстве кристаллов для таких приборов.

Меза-технология в совокупности с применением арсенидогаллиевых структур, у которых рабочий n-слой с обратным градиентом примеси вблизи р-п перехода и р-слой выращены с помощью газотранспортной эпитаксии, позволили получить варикапы с добротностью более 3000 единиц на частоте 50 МГц и коэффициентом перекрытия более 4 при изменении обратного напряжения от 2 до 12 В.

Экспериментальное исследование двумерных брэгговских структур на основе планарных диэлектрических волноводов в терагерцовом диапазоне

Гинзбург Н. С., Песков Н. Ю., Заславский В. Ю., Кочаровская Е. Р., Малкин А. М.,
Сергеев А. С., Проявин М. Д., Соболев Д. И.

ФИЦ институт прикладной физики РАН
ул. Ульянова, 46, Нижний Новгород, 603950, Россия
katya@appl.sci-nnov.ru

Аннотация: На основе аналитического рассмотрения и трехмерного моделирования с использованием кода CST Microwave Studio изготовлены планарные диэлектрические двумерные брэгговские структуры в W- и G-диапазонах. Проведены модельные электродинамические эксперименты по «холодному» тестированию указанных структур. Показано хорошее соответствие экспериментальных результатов с результатами теории, включая существование наиболее высокочастотной моды внутри полосы брэгговских отражений в отсутствие дефектов периодичности.

1. Введение

Использование двумерной распределенной обратной связи (РОС) является достаточно универсальным методом генерации когерентного излучения от пространственно-развитых активных сред как в классической, так и в квантовой электронике. Применительно к релятивистским мазерам данный механизм обратной связи реализуется в так называемых двумерных (2D) брэгговских резонаторах, представляющих собой отрезки металлических волноводов соответствующей геометрии с двоякопериодической гофрировкой стенок. Синхронизация излучения широких релятивистских электронных пучков (в масштабах, существенно превосходящих дифракционную расходимость синхронной волны) достигается за счет поперечных волновых потоков, возникающих в подобных электродинамических системах. В данной работе рассматривается возможность расширения класса генераторов, использующих двумерную РОС, применительно к квантовым генераторам. В случае пространственно-развитых активных сред такой вид обратной связи может быть реализован в 2D брэгговских структурах планарной геометрии с двоякопериодической модуляцией эффективного показателя преломления волноводного слоя. При этом необходимо отметить, что в лазерах на основе полупроводниковых активных сред, включая полупроводниковые гетероструктуры [1], планарная геометрия является следствием эпитаксиально-литографической технологии изготовления. Как показано в [1–3], использование такого вида РОС позволяет синхронизовать излучение активной среды, характеризующейся большими значениями параметра Френеля по двум поперечным направлениям: $F_x = l_x^2 / \lambda l_z \gg 1$, $F_z = l_z^2 / \lambda l_x \gg 1$.

В настоящей работе проведен теоретический анализ 2D брэгговских структур на основе диэлектрических волноводов в проекции на экспериментальное тестирование их электродинамических характеристик. Ввиду значительных технологических проблем с изготовлением 2D брэгговских структур для ИК диапазонов (с характерными периодами в доли микрон) экспериментальное доказательство работоспособности подобных структур проведено в коротковолновой части миллиметрового диапазона, где указанные структуры были изготовлены на основе 3D печати. Тестирование проведено на специализированном электродинамическом стенде, обеспечивающем формирование широких волновых пучков с плоским фазовым фронтом. Показано хорошее соответствие измеренных электродинамических характеристик с расчетными.

2. Моделирование и экспериментальное исследование двумерных брэгговских структур

Планарные диэлектрические волноводы с нанесенной на поверхность двоякопериодической шахматной гофрировкой изготавливались с помощью 3D принтеров из пластиков типа SBS (Sterol-Butadiene-Sterol). Измерения комплексной диэлектрической проницаемости проводились в длинноволновой части миллиметрового диапазона (30 – 40 ГГц), упрощающем изготовление экспериментальных макетов. Полученные данные использовались при численном моделировании в более высо-

кочастотных W и G – диапазонах. На основе полученных экспериментальных данных и результатов моделирования были разработаны и реализованы макеты двумерных диэлектрических брэгговских структур.

Теоретический анализ двумерных брэгговских резонаторов проводился с помощью разработанных в ИПФ РАН усредненных моделей на основе метода связанных волн. Для верификации применимости данных моделей выполнено полное трехмерное моделирование указанных систем на основе коммерческого кода CST Microwave Studio¹. Для работы в W – диапазоне рассматривалась диэлектрическая структура с диэлектрической проницаемостью $\text{Re}\varepsilon = 2,4$ и тангенсом угла потерь $\tan\delta = 0,002$, соответствующих пластикам типа SBS. 2D брэгговская структура с периодами $d_x = d_z = 4$ мм, толщиной $a = 1$ мм, глубиной шахматной гофрировки 0,4 мм, продольным и поперечным размерами $l_z = 180$ мм и $l_x = l_z$, обеспечивала связь низших ТМ – волн и была размещена на металлической подложке. Двоякопериодическая модуляция наносилась на внешнюю свободную поверхность волновода. Найденная в численном моделировании частота наиболее добротной моды ~ 60 ГГц и абсолютное значение добротности находится в хорошем соответствии с результатами аналитической теории. Следовательно, моделирование подтверждает наличие в двумерном брэгговском резонаторе добротных мод в центре полосы непрозрачности. Таким образом, двумерная двоякопериодическая структура, нанесенная на поверхность диэлектрика, позволяет обеспечить эффективную селекцию мод по двум координатам. Экспериментальное исследование селективных свойств макетов указанных структур проводилось с помощью «холодных» электродинамических тестов при параметрах Френеля $F_{x,z} \sim 30$. Результаты измерений коэффициентов прохождения представлены на Рис. 1 в случае нормального и наклонного падения плоского волнового пучка. Эксперименты продемонстрировали хорошее соответствие с расчетами как по положению и ширине расчетной брэгговской полосы, так и по амплитудным характеристикам интегральных коэффициентов рассеяния.

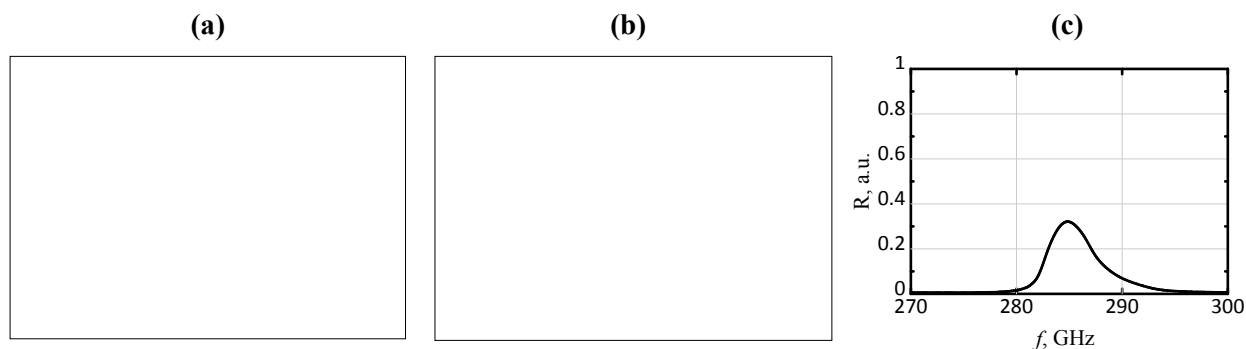


Рис. 1. (а), (б) Результаты CST моделирования (пунктир) и экспериментального исследования (сплошные линии) частотных зависимостей коэффициентов прохождения T диэлектрической структуры с двумерной шахматной гофрировкой в случае (а) «нормального» падения и (б) «наклонного» падения волнового пучка с плоским фазовым фронтом. В последнем случае видно просветление системы в центре полосы непрозрачности, обусловленное возбуждением основной моды резонатора. (с) 3D моделирование 2D брэгговской структуры в G – диапазоне. Частотная зависимость коэффициента отражения R в случае нормального падения плоского волнового пучка.

На основе теоретического анализа изготовлены 2D брэгговские структуры G – диапазона на основе пластиков типа Visijet с диэлектрической проницаемостью $\text{Re}\varepsilon = 1,8$ и тангенсом угла потерь $\tan\delta = 0,035$. На Рис. 1с представлены результаты моделирования 2D структуры с периодами $d_x = d_z = 1$ мм, толщиной $a = 0,2$ мм, продольным и поперечным размерами $l_{x,x} = 10$ см. Согласно проведенным расчетам данная структура имела рабочую зону брэгговского рассеяния в районе 285 ГГц.

Работа поддержана в рамках государственного задания ИПФ РАН по теме № 0035-2019-0001 и проекта Российского фонда фундаментальных исследований № 18-48-520022.

Список литературы

1. Ginzburg N.S., Baryshev V.R., Sergeev A.S., Malkin A.M. Dynamics of semiconductor lasers with two-dimensional distributed feedback // Phys. Rev. A. 2015. V. 91, P. 053806.
2. Ginzburg N.S., Peskov N.Yu., Sergeev A.S. Dynamics of free-electron lasers with two-dimension distributed feedback // Optics Commun. 1994. V.112. P.151-156.
3. Барышев В.Р., Гинзбург Н.С., Заславский В.Ю., Малкин А.М., Сергеев А.С., Тумм М. Селекция мод в двумерных брэгговских резонаторах на основе планарных диэлектрических волноводов // Квант. электрон. 2009. Т.39. С.463-472.

¹ <http://www.cst.com>

Пролётные диоды и транзисторы с переменной инжекцией как генераторы и детекторы излучения терагерцового диапазона

Вьюрков В.В., Руденко К. В., Лукичев В.Ф.
Физико-технологический институт им. К. А. Валиева РАН
Нахимовский проспект д.36 к.1, Москва, 117218, Россия
vvyurkov@gmail.com

Аннотация: Предложено использование пролётных диодов и транзисторов с переменной инжекцией в качестве генераторов и детекторов излучения терагерцового диапазона.

1. Реферат доклада

В терагерцовом диапазоне частот проявляется глубокий провал по мощности источников, приходящих в этот диапазон как со стороны оптических устройств, так и со стороны электронных устройств [1]. В докладе мы проводим обзор существующих возможностей продвижения в этот желанный диапазон частот. Далее основное внимание мы сосредоточиваем на нашем предложении по использованию низкоразмерных пролётных диодов на основе тонких слоев кремния и массива кремниевых нанопроводов для генерации и детектирования терагерцового излучения. Достоинством подобных структур является то, что они могут быть изготовлены с помощью современной планарной кремниевой технологии. Для реализации прибора разработаны и продемонстрированы ключевые процессы, позволяющие сформировать низкоразмерные диодные структуры, сопряженные с антенной для вывода генерируемого терагерцового излучения и приема детектируемого терагерцового излучения (рис. 1).

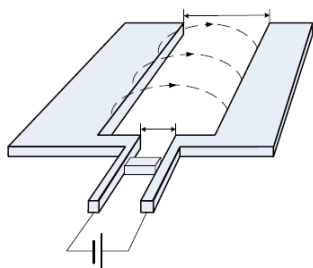


Рис. 1. Схематический вид пролётного генерирующего элемента, подключенного к антенне. На элемент подается постоянное напряжение, на антенну поступает генерируемое переменное напряжение.

Ранее было показано, что наличие баллистического (без рассеяния) переноса в твердотельных структурах достаточно само по себе для возникновения отрицательной проводимости, необходимой для генерации излучения на частотах порядка обратного времени пролета [2], как это происходит в электронных лампах. Однако при наличии рассеяния появление отрицательной проводимости имеет пороговый характер в зависимости от интенсивности рассеяния [3]. Подобное явление характерно для твердотельных лазеров и плазменных приборов, что препятствует их успешной работе при комнатной температуре. К счастью, существует эффект переменной инжекции носителей в канал (BARITT-эффект [3]), который обуславливает возникновение отрицательной проводимости даже в случае сильного рассеяния, что допускает генерацию при комнатной температуре [4] (рис. 2). Как выяснилось, в предложенной нами структуре эффект переменной инжекции может быть сильным, особенно при введении дополнительного электрода (затвора), с которого и передается переменный ток на антенну [5] (рис. 3). В этом случае обеспечивается высокая эффективность преобразования постоянного тока в терагерцовые колебания.

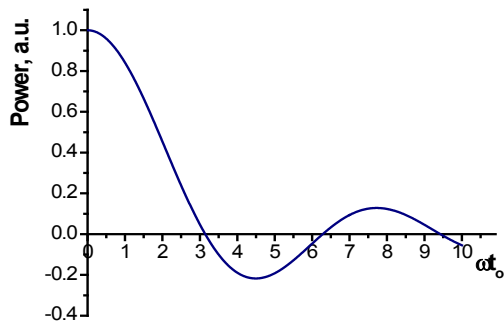


Рис. 2. Рассчитанная универсальная зависимость поглощаемой мощности на пролетной структуре с переменной инжекцией от параметра ωt_0 , где ω - круговая частота, t_0 - время пролёта. Отрицательный знак мощности означает наличие отрицательной проводимости, что обуславливает возможность генерации колебаний на соответствующей частоте.

В настоящей работе проведено также математическое моделирование генерирующего элемента, сопряженного с антенной, в нелинейной стадии колебаний (режим сильного сигнала). Такое моделирование позволяет оптимизировать структуру с целью достижения максимальной мощности излучения и к.п.д. Кроме того, это позволяет выявить спектральный состав колебаний.

Для детектирования излучения можно использовать ту же самую структуру, что и для генерации, что очень важно для практических применений. По сравнению с обычными приемниками, действующими на основе эффекта выпрямления тока, в нашей структуре в режиме вблизи порога генерации чувствительность может быть значительно увеличена.

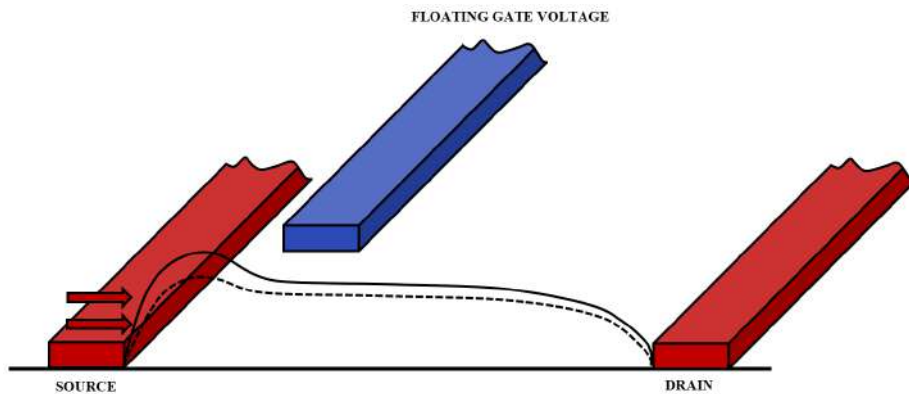


Рис. 3. В транзисторной структуре BARITT-эффект усиливается благодаря эффективному управлению затвором высотой потенциального барьера, а значит, инжекционным током. В этой конструкции к антенне подключаются электроды стока и плавающего затвора, при этом происходит разделение цепей переменного и постоянного тока без дополнительных потерь, как в случае диодной пролетной структуры.

Список литературы

1. Dhillon S.S., Vitiello M.S., Linfield E.H. et al. The 2017 terahertz science and technology Roadmap (Topical Review) // J. Phys. D: Appl. Phys. 2017, V. 50. P. 043001.
2. Fedichkin L. and Vyurkov V., "Quantum ballistic channel as an ultrahigh frequency generator," Appl. Phys. Lett. 64, 2535-2536 (1994).
3. V. V. Vyurkov, R. R. Khabutdinov, A. B. Nemtsov, I. A. Semenikhin, M. K. Rudenko, K. V. Rudenko, and V. F. Lukichev. Analytic Model of Transit-Time Diodes and Transistors for the Generation and Detection of THz Radiation, Russian Microelectronics, 2018, Vol. 47, No. 5, pp. 290–298.
4. Coleman D.J., Jr., "Transit-Time Oscillations in BARITT Diodes," J. Appl. Phys. 43, 1812-1818 (1972).
5. V. Vyurkov, A. Miakonikh, A. Rogozhin, M. Rudenko, K. Rudenko, V. Lukichev. Barrier-injection transit-time diodes and transistors for terahertz generation and detection. Proc. of SPIE Vol. 11022, 1102202, (2019).

Исследование влияния акустического сигнала на транспорт электронов в металлических нанопроводах

^{1,2} Мельников А.Е., ^{1,2} Солдатов Е.С., ³ Колесов В.В., ³ Кузнецова И.Г.

¹ Московский государственный университет им. М.В.Ломоносова, Ленинские горы, 1, Москва, 119991, Россия
esold@phys.msu.ru

² Центр квантовых технологий МГУ имени М.В. Ломоносова

³ Институт радиотехники и электроники РАН, ул. Моховая, 11, Москва, 125009, Россия
kvv@cplire.ru

Аннотация: В данной работе исследовалось взаимодействие между SH0 акустической волной в пьезоэлектрической пластине ниобата лития и электронами проводимости в золотом нанопроводе, расположенном на ее поверхности. Обнаружено, что электрическое поле, сопровождающее акустическую волну, за счет увлечения электронов приводит к возникновению дополнительной ЭДС, приложенной к нанопроводу. Показано, что данный эффект тем сильнее, чем выше коэффициент электромеханической связи акустической волны. Обнаружена зависимость сопротивления нанопровода от амплитуды акустической волны и обсуждена возможность ее объяснения разогревом нанопровода акустической волной.

1. Введение

Акустоэлектронный эффект заключается в генерации акустоэлектронного тока акустической волной в отсутствие внешних источников [1]. В последнее время это явление привлекло к себе внимание исследователей как один из возможных способов контролировать движение массивных объектов в квантовом режиме [2].

В данной работе исследовалось взаимодействие между SH0 акустической волной в пьезоэлектрической пластине ниобата лития и электронами проводимости в золотом нанопроводе, расположенном на ее поверхности.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Для возбуждения и приема акустической волны использовались два встречно-штыревых преобразователя (ВШП), расположенных на поверхности пластины. Наноструктура из нанопроводов золота между встречно-штыревыми преобразователями формировалась при помощи электронно-лучевой нанолитографии. На созданную наноструктуру подавалось напряжение амплитудой 0.2 В, и снималась соответствующая вольтамперная характеристика. Далее напряжение с частотой 1 МГц и амплитудой до 7.5 В подавалось на входной ВШП и возбуждалась пьезоактивная SH0 волна.

3. Изучение вольтамперных характеристик нанопроводов золота.

Изучением полученных вольтамперных характеристик было обнаружено, что электрическое поле, сопровождающее акустическую волну, за счет увлечения электронов приводит к возникновению дополнительной ЭДС, приложенной к нанопроводу. Показано, что данный эффект тем сильнее, чем выше коэффициент электромеханической связи акустической волны. Обнаружена зависимость сопротивления нанопровода от амплитуды акустической волны и обсуждена возможность ее объяснения разогревом нанопровода акустической волной.

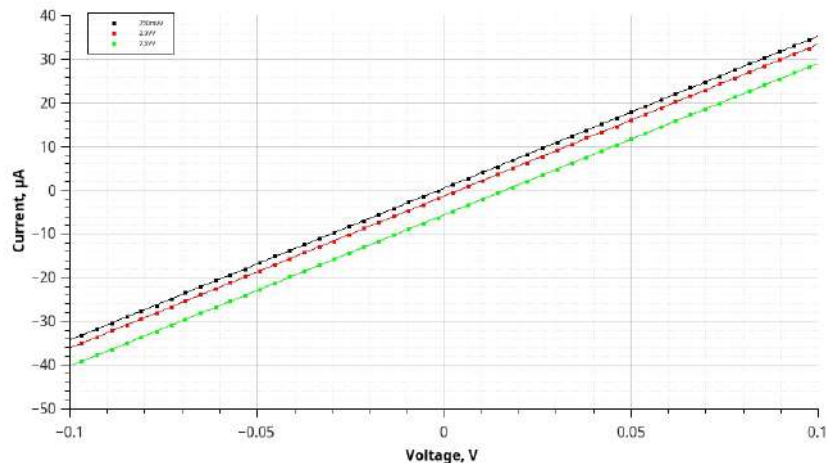


Рис. 1. Смещение вольтамперных характеристик нанопровода в зависимости от амплитуды акустической волны, проходящей вдоль него.

4. Заключение

Разработана и изготовлена при помощи электронно-лучевой нанолитографии наноструктура из нанопроводов золота шириной ~ 70 нм между встречно-штыревыми преобразователями на пьезоэлектрической пластине ниобата лития. Исследовано взаимодействие между SH0 акустической волной в пьезоэлектрической пластине ниобата лития и электронами проводимости в золотом нанопроводе, расположенном на ее поверхности, и его влияние на вольтамперную характеристику нанопровода. Обнаружено, что электрическое поле, сопровождающее акустическую волну, за счет увлечения электронов приводит к возникновению дополнительной ЭДС, приложенной к нанопроводу. Показано, что данный эффект тем сильнее, чем выше коэффициент электромеханической связи акустической волны. Обнаружена зависимость сопротивления нанопровода от амплитуды акустической волны и обсуждена возможность ее объяснения разогревом нанопровода акустической волной.

Список литературы

1. Entin-Wohlman, O., Levinson, Y. and Galperin, Y.M., 2000. Acoustoelectric effect in a finite-length ballistic quantum channel. *Physical Review B*, 62(11), p.7283.
2. Chu, Y., Kharel, P., Renninger, W.H., Burkhardt, L.D., Frunzio, L., Rakich, P.T. and Schoelkopf, R.J., 2017. Quantum acoustics with superconducting qubits. *Science*, 358(6360), pp.199-202.

Исследование и разработка быстродействующих интегральных фотодетекторов на основе A^3B^5 гетероструктур

Писаренко И. В., Рындин Е. А.

Южный федеральный университет, Институт нанотехнологий, электроники и приборостроения

ул. Шевченко, 2, Таганрог, 347922, Россия

ivan123tgn@yandex.ru, earyndin@sfedu.ru

Аннотация: В данной работе предложены метод построения, структура и численная квантовомеханическая модель быстродействующего фототранзистора с модуляцией времен жизни носителей заряда на основе принципа управляемой передислокации максимумов плотности носителей заряда в квантовых областях валентной зоны и зоны проводимости. Полученные результаты численного моделирования свидетельствуют о возможности использования разработанного прибора в составе интегральных систем оптической коммутации совместно с лазерами-модуляторами.

1. Введение

Оценки, полученные в рамках теоретических и практических исследований [1, 2], свидетельствуют о том, что дальнейшее развитие интегральных схем (ИС) в направлении снижения минимального топологического размера и повышения степени интеграции и площади кристалла приведет к существенному ухудшению энергоэффективности, надежности, пропускной способности, времени отклика, помехозащищенности и других ключевых характеристик металлических межэлементных соединений. Указанная проблема может быть решена различными методами, основные из которых рассмотрены в работах [1, 3–5]. Одним из перспективных подходов является создание конструктивно и технологически интегрированных оптоэлектронных систем коммутации [6, 7].

Реализация оптоэлектронного подхода к решению проблемы межсоединений в интегральных устройствах микро-, нано- и сверхвысокочастотной электроники требует разработки эффективной элементной базы систем оптической коммутации, включающей лазеры, модуляторы, волноводы, фотодетекторы и другие устройства. В работах [8, 9] предложены конструкции интегральных инжекционных лазеров с двойными A^3B^5 наногетероструктурами и функционально интегрированными модуляторами излучения. Согласно полученным результатам физико-топологического моделирования, представленные оптоэлектронные приборы характеризуются высоким быстродействием и обеспечивают генерацию лазерных импульсов с терагерцовыми частотами модуляции.

Помимо источников излучения и модуляторов, важнейшими элементами оптических межсоединений в ИС являются фотодетекторы. В связи с созданием быстродействующих лазеров-модуляторов, не имеющих аналогов по быстродействию и способных генерировать импульсы длительностью нескольких единиц пикосекунд и менее, возникает необходимость разработки технологически совместимых интегральных фотодетекторов с малым временем отклика.

2. Объект исследования

Анализ результатов моделирования p-i-n и UTC (Uni-Travelling Carrier) фотодиодов, полученных с использованием расширенной диффузионно-дрейфовой физико-топологической модели [10], позволил сделать вывод о существенном влиянии времен жизни носителей заряда на время отклика и чувствительность полупроводниковых фотодетекторов. Однако в фотодетекторах традиционных типов снижение величин указанных электрофизических параметров до требуемых значений порядка одной пикосекунды является достаточно проблематичным. По этой причине использование представленного эффекта требует разработки принципиально нового подхода к построению интегральных фоточувствительных приборов.

В данной работе предложен новый метод построения быстродействующих фотодетекторов, который основан на использовании уникальных электрофизических свойств слоев материалов типа A^3B^5 , выращенных методом молекулярно-лучевой эпитаксии при низкой температуре, а также принципа управляемой передислокации максимумов плотности носителей заряда в квантовых областях

валентной зоны и зоны проводимости. Представленный метод апробирован для создания структуры быстродействующего фототранзистора с модуляцией времен жизни носителей заряда.

3. Модели и методы моделирования

Для оценки времени отклика предлагаемого фоточувствительного прибора разработана нестационарная квантовомеханическая физико-топологическая модель, основанная на системе уравнений Шредингера-Пуассона [11]. Реализация модели осуществлялась с использованием численных конечно-разностных методов. Разработан пакет прикладного программного обеспечения в среде GNU Octave [12].

4. Результаты моделирования

Получены результаты квантовомеханического моделирования физических процессов, протекающих в структуре фототранзистора с модуляцией времен жизни носителей заряда во время заднего фронта лазерного импульса.

5. Заключение

Предложенный метод построения быстродействующего фотодетектора на основе гетероструктуры типа A^3B^5 обеспечивает технологическую совместимость с лазерами-модуляторами, позволяет сократить длительность заднего фронта импульса фототока и снизить негативное влияние малого времени жизни носителей заряда в активной области на его амплитуду. Полученные результаты численного моделирования свидетельствуют о возможности использования разработанного прибора в составе интегральных систем оптической коммутации совместно с лазерами-модуляторами.

Список литературы

1. Белкин М., Сигов А. Оптические межсоединения в интегральных схемах // Наноиндустрия. 2012. Т. 31. № 1. С. 8–14.
2. Ceyhan A., Naeemi A. Cu interconnect limitations and opportunities for SWNT interconnects at the end of the roadmap // IEEE Transactions on Electron Devices. 2013. Vol. 60. P. 374–382.
3. Rakheja S., Naeemi A. Modeling interconnects for post-CMOS devices and comparison with copper interconnects // IEEE Transactions on Electron Devices. 2011. Vol. 58. P. 1319–1328.
4. Das D., Rahaman H. Carbon Nanotube and Graphene Nanoribbon Interconnects. 1-st ed. Boca Raton: CRC Press, 2014. 196 p.
5. Koo K.-H., Saraswat K.C. Study of performances of low-k Cu, CNTs, and optical interconnections // Nanoelectronic Circuit Design. Ed. by N.K. Jha, D. Chen. New-York: Springer-Verlag, 2011. P. 377–408.
6. Miller, D.A.B. Optical interconnects to electronic chips // Applied Optics 2010. V. 49. P. F59–F70.
7. Stucchi M., Cosemans S., Campenhout J.V., Beyer G. On-chip optical interconnects versus electrical interconnects for high-performance applications // Microelectronic Engineering. 2013. Vol. 112. P. 84–91.
8. Konoplev B.G., Ryndin E.A., Denisenko M.A. Components of integrated microwave circuits based on complementary coupled quantum regions // Russian Microelectronics. 2015. Vol. 44. P. 190–196.
9. Ryndin E.A., Denisenko M.A. A Functionally Integrated Injection Laser-Modulator with the Radiation Frequency Modulation // Russian Microelectronics. 2013. Vol. 42. P. 360–362.
10. Pisarenko I., Ryndin E. Drift-Diffusion Simulation of High-Speed Optoelectronic Devices // Electronics. 2019. Vol. 8. Art. no. 106.
11. Trellakis A., Galick A.T., Pacelli A., Ravaoli U. Iteration scheme for the solution of the two-dimensional Shrodinger-Poisson equations in quantum structures // Journal of Applied Physics. 1997. Vol. 81. P. 7880–7884.
12. URL: <https://www.gnu.org/software/octave/> (дата обращения: 09.05.2019).

Прогнозирование электрических характеристик гетероструктурных СВЧ-устройств с поперечным токопереносом на основе квантово-механической самосогласованной модели наноразмерного канала, учитывающей междолинное рассеяние

¹ Ветрова Н. А., ¹ Иванов Ю. А., ¹ Куимов Е. В., ¹ Макеев М. О., ¹ Мешков С. А.,
¹ Пчелинцев К. П., ¹ Шашурин В. Д.

¹ Московский Государственный Технический Университет имени Н.Э. Баумана
2-я Бауманская ул., д.5, стр.1, Москва, 10500, Российская Федерация

Аннотация: Представлена математическая модель токопереноса в AlGaAs-гетероструктурах с учетом междолинного рассеивания и пространственного заряда в процессе деградации. Разработанный вычислительный алгоритм оптимизирован по критерию временной и пространственной сложности. Относительное отклонение результатов расчёта от экспериментальных данных по кривизне начального участка вольт-амперной характеристики резонансно-туннельных диодов на AlGaAs-гетероструктурах составляет менее 3%.

1. Введение

Задача прогнозирования вольт-амперных характеристик (ВАХ) AlGaAs-гетероструктур возникает как при проектировании СВЧ-устройств на их основе, так и при оценке показателей их надёжности. Для увеличения точности расчёта в модели токопереноса включается учёт таких процессов, как междолинное рассеивание и кулоновское взаимодействие электронов. Однако алгоритмы таких моделей характеризуются высокой временной сложностью и нуждаются в доработке для анализа структур, подверженных деградационным изменениям.

2. Методика моделирования

Для учёта междолинного рассеивания использовалась многоканальная модель, в рамках которой каждому каналу ставилась в соответствие долина на дисперсионной диаграмме. Так как для пары GaAs/AlAs наиболее энергетически выгодными являются переходы между Г- и Х-долинами, переходы между другими долинами не учитывались. Волновые функции электронов в Г- и Х-каналах вычислялись с помощью уравнения Шрёдингера для открытой системы [1]. Определение оператора связи между каналами, представленное в работе [2], было обобщено на случай непрерывного профиля алюминия для возможности моделирования структур, подверженных деградации

$$A = \alpha \left| \frac{d}{dz} x \right| \quad (1)$$

где α – константа междолинного взаимодействия, x – молярная доля алюминия, z – координата.

Уравнение Шрёдингера решалось методом конечных разностей. Оптимизация пространственной сложности вычислительного алгоритма проводилась на основе пятидиагонального матричного представления с применением теории разреженных матриц и координатного способа их хранения. При учёте межэлектронного взаимодействия введением в гамильтониан самосогласованного потенциала [3,4] самой трудоёмкой частью является этап вычисления концентрации электронов. С целью понижения временной сложности алгоритма была разработана модификация формул для вычисления концентрации.

3. Результаты

На рисунках ниже представлены результаты расчёта волновых функций электронов в однодолинном и двухдолинном приближении для двухбарьерной структуры. Как видно из рисунков, при расчёте в двухдолинном приближении в Г-долине появляются новые метастабильные уровни, соответствующие метастабильным уровням в Х-канале, по которым электроны могут туннелировать через канал.

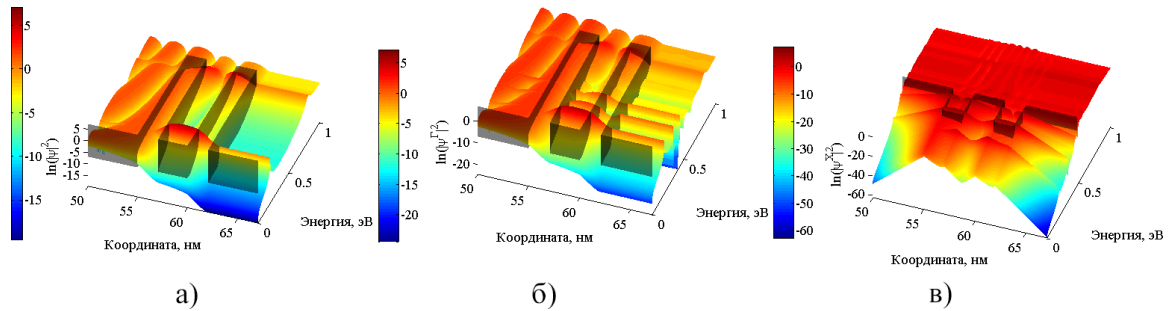


Рисунок 1 Плотности вероятности электронов, рассчитанные в рамках однодолинного (а) и двухдолинного приближения (б – Г-долина, в – Х-долина).

Представленные модели были использованы для расчёта ВАХ ряда резонансно-туннельных диодов, результаты представлены на рисунке ниже. Учитывались диффузионные изменения профиля на стадии изготовления. Как видно из графиков, достигнуто удовлетворительное согласование результатов расчёта и эксперимента. Выяснено, что наилучшие результаты достигаются при константе междолинного взаимодействия, равной $0,7 \text{ эВ} \cdot \text{\AA}$. Рассчитанное по формуле 2 относительное отклонение результатов расчёта от эксперимента по критерию кривизны начального участка ВАХ составляет 3%:

$$\Delta C = \int_0^1 (J_{n_3} - J_{n_p})^2 dx \cdot \left(\int_0^1 J_{n_3}^2 dx \right)^{-1} \quad (2)$$

где ΔC – относительное отклонение, J_{n_3} и J_{n_p} – экспериментальная и расчётная нормированная ВАХ, которая вычисляется, как $J_n(x) = J_p^{-1} J(xV_p)$, где V_p – пиковое напряжение, J_p – пиковая плотность тока.

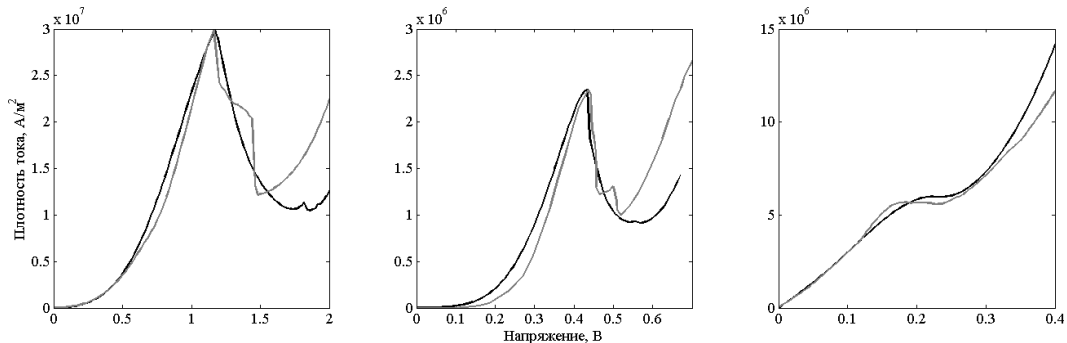


Рисунок 2 Результаты расчёта (чёрная линия) в сравнении с экспериментом (серая линия)

4. Заключение

Предложена математическая модель поперечного токопереноса, учитывающая междолинное рассеивание и влияние пространственного заряда, в гетероструктурных СВЧ-устройствах, подверженных деградационным процессам в условиях повышенных температур на этапе производства, а также в процессе эксплуатации. Разработанный вычислительный алгоритм оптимизирован по критерию временной и пространственной сложности, в том числе за счет повышения эффективности алгоритма самосогласования на этапе вычисления концентрации. Сравнение результатов моделирования с экспериментом позволяет говорить о целесообразности использования разработанных алгоритмов для прогнозирования электрических характеристик, а также показателей надежности гетероструктурных СВЧ-устройств с поперечным токопереносом, параметры назначения которых определены начальным участком ВАХ структур.

5. Список литературы

1. S. Datta. Quantum Transport. Atom to Transistor, Cambridge University Press, Cambridge, 2005, 404 p.
2. И.И. Абрамов, И.А. Гончаренко, Н.В. Коломейцева Комбинированная двухзонная модель резонансно-туннельного диода // Физика и техника полупроводников, 2007. Т.41. Вып.11. – с.1395-1400.
3. Wang, J. Self-consistent analysis of the IV characteristics of resonant tunnelling diodes / Wang, J., Wasige, E. // International Journal of Terahertz Science and Technology – 2012. – Vol. 5(4) – P. 153-162.
4. Mennemann J.-F. Transient Schrodinger-Poisson Simulations of a High-Frequency Resonant Tunneling Diode Oscillator/ Mennemann J.-F., Kosina H., Jungel A. // Journal of Computational Physics – 2013. – Vol. 239. – P. 187–205.

Численное моделирование трехбарьерных резонансно-туннельных диодов на основе графена

Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А., Щербакова И. Ю.

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь
nanodev@bsuir.edu.by*

Аннотация: Проведено моделирование вольт-амперных характеристик (ВАХ) трехбарьерных резонансно-туннельных диодов (РТД) на основе двухслойного графена. Для расчетов использовалась разработанная комбинированная самосогласованная модель, основанная на формализме волновых функций. Получены зависимости ВАХ для трех- и пятибарьерных РТД на основе графена с барьерами, изготовленными из различных материалов.

1. Введение

Графен обладает рядом уникальных электрических, оптических, тепловых и других характеристик. Его использование, в частности, перспективно при разработке новых приборных структур нанoeлектроники. Проведение теоретических и экспериментальных исследований различных видов наноструктур на основе углеродных наноматериалов позволит сделать вывод о том, сможет ли в ближайшие десятилетия нанoeлектроника на этих материалах существенно расширить возможности электроники.

2. Основная часть

В наших предыдущих работах [1–3] представлены результаты исследования влияния ширины квантовых ям и потенциальных барьеров, температуры окружающей среды, материала подложки на ВАХ двух- и трехбарьерных квантоворазмерных структур на основе графена.

В данной работе объектами исследования являются трехбарьерные резонансно-туннельные диоды (РТД) с квантовыми ямами на основе двухслойного графена. Исследовано влияние материала потенциальных барьеров на ВАХ таких структур. Соответствующие расчеты проводились с применением разработанной комбинированной модели формализма волновых функций [1], основанной на численном самосогласованном решении уравнений Шредингера и Пуассона. Рассчитаны также коэффициенты прозрачности и зависимости плотностей тока от напряжения для РТД с пятью барьерами на основе гексагонального нитрида бора и диоксида кремния и квантовыми ямами на основе двухслойного графена. Проведено сравнение ВАХ исследованных РТД.

3. Заключение

В докладе представлены результаты численного моделирования трех- и пятибарьерных РТД с квантовыми ямами на основе графена. Проанализировано влияние количества потенциальных барьеров и материала, из которого они изготавливались, на электрические характеристики исследуемых структур.

Список литературы

1. Абрамов И.И., Коломейцева Н.В., Лабунов В.А., Романова И.А. Моделирование резонансно-туннельных приборных структур на основе углеродных наноматериалов // Нанотехнологии: разработка, применение — XXI век. 2017. Т. 3. С. 3–11.
2. Абрамов И.И., Коломейцева Н.В., Лабунов В.А., Романова И.А. Моделирование резонансно-туннельных диодов на основе графена на подложках различного типа // Нано- и микросистемная техника. 2015. № 11. С. 3–10.
3. Abramov I.I., Labunov V.A., Kolomejtseva N.V., Romanova I.A., Shcherbakova I.Y. Simulation of graphene field-effect transistors and resonant tunneling diodes based on carbon nanomaterials // Proc. of SPIE. 2018. V. 11022. P.110220F-1–11.

Mobility of a Two-Dimensional Electron Gas in the AlGaAs/GaAs Heterostructure: Simulation and Analysis

Volcheck V. S., Stempitsky V. R.

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics
6 P. Brovki St., Minsk, 220005, Belarus
vlad.volcheck@bsuir.by

Abstract: For temperatures between 300 and 600 K, a two-dimensional electron gas formed at the AlGaAs/GaAs heterointerface may be characterized by the three dominant scattering mechanisms: acoustic deformation potential, polar acoustic phonon and polar optical phonon scatterings. To derive a simple analytical formula describing the scattering-limited mobility as a function of temperature for a specific carrier concentration, the symmetrical sigmoidal fitting method is applied. The proposed model should be useful for an implementation in device simulator packages such as Pisces and Blaze.

1. Introduction

Analysis of III-V semiconductors and devices with position-dependent band structures is complicated by the lack of a thorough approach to modeling since the development of III-V materials has routinely trailed the advanced silicon technology. The electrical characterization of the modulation-doped field-effect transistor or the high electron mobility transistor requires accurate mobility models for carriers in a bulk material layer and in a two-dimensional electron gas (2DEG) formed at the AlGaAs/GaAs heterointerface. However, popular device simulator packages such as Pisces and Blaze do not include built-in 2DEG mobility models.

In this paper, we propose a simple analytical formula, which describes the scattering-limited 2DEG mobility in the AlGaAs/GaAs heterostructure as a function of temperature for a specific carrier concentration.

2. Calculation details

For temperatures between 300 and 600 K, the 2DEG mobility in the AlGaAs/GaAs heterostructure is controlled by the three dominant scattering mechanisms: acoustic deformation potential, polar acoustic phonon (piezoelectric) and polar optical phonon scatterings.

The momentum relaxation time due to the acoustic deformation potential scattering [1] is calculated as follows:

$$\tau_{ADP} = \frac{\hbar^3 v_l^2 \rho b}{m_{eff} m_e \kappa T \phi_{AD}^2}, \quad (1)$$

where $\hbar$ is the reduced Planck constant, v_l is the velocity of longitudinal acoustic phonon, ρ is the mass density, m_{eff} is the electron effective mass, m_e is the electron rest mass, κ is the Boltzmann constant, T is the temperature, ϕ_{AD} is the acoustic deformation potential and b is the effective 2DEG width:

$$b = 2a \left(\frac{10^{16}}{n} \right)^{1/3}, \quad (2)$$

where a is the average distance of the electron wave function from the heterointerface into GaAs and n is the 2DEG concentration.

The momentum relaxation time due to the piezoelectric scattering [2] is defined as follows:

$$\tau_{PE} = \frac{\pi}{q^2} \frac{\phi_{AD}^2}{h_{14}^2} \frac{q_F}{b} \left(\frac{9}{32} + \frac{13}{32} \left(\frac{v_l}{v_t} \right)^2 \frac{\Gamma_t}{\Gamma_l} \right)^{-1} \tau_{ADP}, \quad (3)$$

where q is the elementary charge, h_{14} is the piezoelectric constant, q_F is the wave vector on the Fermi surface, v_t is the velocity of transverse acoustic phonon, Γ_t and Γ_l are the temperature-dependent parameters.

The momentum relaxation time due to the polar optical phonon scattering [3] is calculated as follows:

$$\tau_{POP} = \frac{4\hbar^2 \pi \kappa_\epsilon \epsilon_0 \left(1 - 5 \frac{V_T}{E_g}\right)}{q m_{eff} m_e \sqrt{2 q m_{eff} m_e E_{POP} \left(1 + \frac{E_{POP}}{E_g}\right) N_P}}, \quad (4)$$

where κ_ϵ is the coupling constant, ϵ_0 is the dielectric constant, V_T is the thermal voltage, E_g is the band gap, E_{POP} is the polar optical phonon energy and N_P is the Planck function.

The relation between the i -mobility limited by one scattering mechanism and the corresponding i -momentum relaxation time is

$$\mu_i = \frac{q}{m_{eff} m_e} \tau_i. \quad (5)$$

The overall 2DEG mobility limited by the three scattering mechanisms is determined through Matthiessen's rule:

$$\frac{1}{\mu} = \frac{1}{\mu_{ADP}} + \frac{1}{\mu_{PE}} + \frac{1}{\mu_{POP}}. \quad (6)$$

3. Results

Fig. 1 shows the 2DEG mobilities vs temperature for $n = 1 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ by considering the acoustic deformation potential (1), piezoelectric (2) and polar optical phonon (3) scattering mechanisms as well as the overall mobility (4) obtained via formula (6).

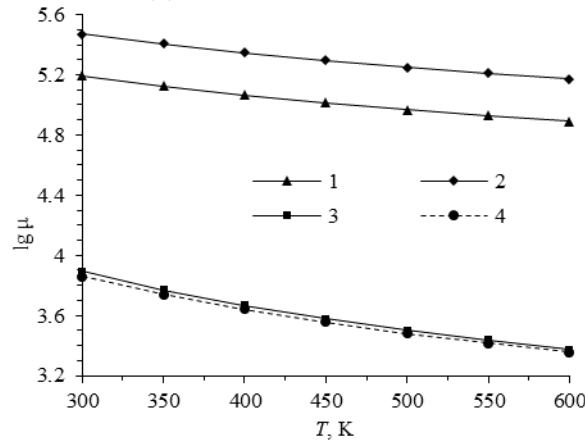


Fig. 1. Temperature dependence of the 2DEG mobility

The mobility model derived through the symmetrical sigmoidal fitting method for $n = 1 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ is given by

$$\lg \mu = 2.52 + \frac{2.75}{1 + \left(\frac{T}{285.76}\right)^{1.12}}. \quad (7)$$

4. Conclusions

A temperature-dependent model of the mobility of a 2DEG in the AlGaAs/GaAs heterostructure is proposed for a specific carrier concentration. The full paper will contain an expanded mobility model accounting for both the temperature and the concentration and an example of the model implementation for the electrical characterization of a AlGaAs/GaAs high electron mobility transistor.

References

1. Lee K., Shur M. S., Drummond T. J., Morkoc H. Low Field Mobility of 2d Electron Gas in Modulation Doped Al_xGa_{1-x}As/GaAs Layers // J. Appl. Phys. 1983. T. 54. № 11. P. 6432-6438.
2. Price P. J. Two-Dimensional Electron Transport in Semiconductor Layers. I. Phonon Scattering // Ann. Phys. 1981. № 133. P. 217-239.
3. Gelmont B. L., Shur M., Strosio M. Polar Optical Phonon Scattering in Three and Two-Dimensional Electron Gases // J. Appl. Phys. 1995. T. 77. № 2. P. 657-660.

Квантово-механическое состояние квантовой системы и эффект туннелирования (новый взгляд)

Торхов Н. А.

Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов
Россия, 634034, г. Томск, ул. Красноармейская 99 А, e-mail: trkf@mail.ru
Томский государственный университет, Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина 36
Томский университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Россия, 634050, г. Томск, Ленина 40

Аннотация: С использованием методов АСМ в работе показано, что для реализации эффекта туннелирования в системе кантилевер-поверхность необходимо участие второго электрона, локализованного по другую сторону от потенциального барьера. При этом через потенциальный барьер туннелирует (проникает) только описываемое волновой функцией квантово-механическое состояние электрона, а не его корпускулярные свойства. Наличие за барьером второго электрона необходимо для возникновения зацепленного состояния с первым, так сказать, “туннелирующим” электроном. Зацепленное состояние возникает, когда электроны обмениваются туннелирующими через барьер своими квантово-механическими состояниями. При отсутствии второго электрона с противоположной стороны барьера возможно только туннелирование квантово-механического состояния первого электрона, но наблюдение туннельного тока при этом невозможно. Предложенная в работе физическая модель разрешает существующие противоречия, возникающие в эффекте туннелирования между волновыми и корпускулярными свойствами квантовых частиц (электронов).

1. Введение

В настоящее время наблюдение туннельных эффектов в квантовых системах с потенциальным барьером обычно ограничивается регистрацией проходящих через такие системы электрических (туннельных) токов. Аргументом в пользу этого, к примеру, может являться присужденная в 1973 году Дэвиду Джозефсону Нобелевская премия по физике «За теоретическое предсказание свойств тока сверхпроводимости, проходящего сквозь туннельный барьер». В настоящее время продолжается интенсивное изучение эффектов связанных с уникальными свойствами квантово-механических состояний Ψ квантовых систем: эффектов квантовой нелокальности и телепортации [1], квантовой интерференции и квантовой запутанности (зацепленные состояния) [2], парадокса Хартмана [3]. Несмотря на это существующий в настоящее время объем экспериментальных данных не достаточен для реализации в полной мере физических возможностей квантово-механических состояний квантовых наносистем, что объясняется существующими противоречиями вызванными корпускулярно-волновым дуализмом свойств элементарных частиц часто проявляющимися в конкретных приложениях, например, туннельных эффектах.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Эффект туннелирования в квантово-механической системе зонд-поверхность исследовался методом Кельвина атомно-силовой микроскопии (АСМ) посредством формирования на высоковакуумном АСМ “SOLVER-HV” при приложении на зонд положительного, или отрицательного смещений (образец был заземлен) локальных 10×10 мкм электрически заряженных участков как при контакте металлизированного наноострия кантилевера НА-HR/ W_2C с проводящей полупроводниковой (n-Si(111)) или непроводящей диэлектрической (термический окисел SiO_2) поверхностью, так и через туннельно-прозрачный зазор между ними.

3. Результаты экспериментов

Наличие положительного смещения на кантилевере при непосредственном контакте острия кантилевера как с проводящей полупроводниковой (рис. 2, а, стрелка 1), так и с непроводящей диэлектрической (рис. 2, б, стрелка 1) поверхностями приводит к формированию на них отрицательного электрического заряда. При наличии туннельно-прозрачного зазора между иглой кантилевера и поверхностью удастся сформировать отрицательный электрический заряд только на проводящей полупроводниковой поверхно-

сти p-типа проводимости (рис. 2, а, стрелка 2). В случае диэлектрической (SiO_2) поверхности наличие даже меньшего туннельно-прозрачного зазора между иглой кантилевера и поверхностью не приводит к формированию отрицательного электрического заряда на локализованном участке (рис. 2, б, стрелка 2).

Отрицательное смещение при непосредственном контакте острого кантилевера с такими же поверхностями приводит к формированию на них положительного электрического заряда (рис. 2, а, стрелка 3 и рис. 2, б, стрелка 3). Наличие туннельно-прозрачного зазора между иглой кантилевера и поверхностью позволяет в этом случае сформировать положительный электрический заряд только на проводящей полупроводниковой поверхности p-типа (рис. 2, а, стрелка 4). В случае диэлектрических (SiO_2) поверхностей наличие даже меньшего туннельно-прозрачного зазора между иглой кантилевера и поверхностью не приводит к формированию на них положительного электрического заряда (рис. 2, б, стрелка 4).

На полупроводниковой поверхности при положительном смещении на кантилевере $U_p > 0$ влияние сил зеркального изображения приводит к увеличению барьера для электронов, а при отрицательном смещении $U_p < 0$ – к увеличению барьера для дырок. При этом, одинаковые знаки электрических зарядов кантилевера и заряжаемых локальных участков указывают на то, что в обоих случаях влияние сил зеркальных изображений незначительно.

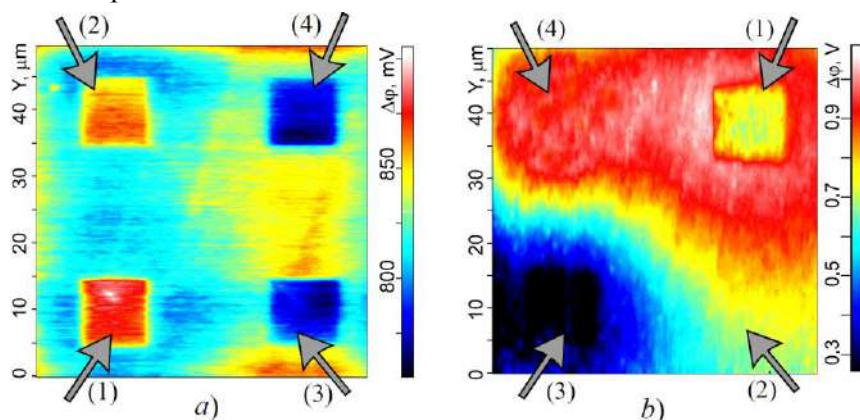


Рис.1. АСМ-изображение электростатического потенциала полупроводниковой p-Si{111} (а) и диэлектрической SiO_2 (б) поверхностей. Стрелки 1 и 2 – области отрицательного электрического заряда. Стрелки 3 и 4 – положительного. Стрелки 1 и 3 – заряд полученный при контакте кантилевера с поверхностью. Стрелки 2 и 4 – при наличии туннельно-прозрачного зазора.

4. Заключение

Возможность формирования электрических зарядов только на проводящих полупроводниковых поверхностях (аналогичные эффекты наблюдались также и на p-GaAs, и p-GaN) при наличии туннельно-прозрачного зазора между иглой кантилевера и поверхностью может указывать на то, что для реализации эффекта туннелирования в системе зонд-поверхность необходимо наличие локализованного по другую сторону от туннельно-прозрачного потенциального барьера второго электрона. Проникающее через потенциальный барьер квантово-механическое состояние Ψ “туннелирующего” из металлизированной иглы кантилевера электрона формирует в запрещенной зоне на заряжаемой поверхности металлоиндуцированное локализованное состояние (аналог металлоиндуцированных состояний в контактах Шоттки [4]) которое может занять находящийся на этой поверхности свободный электрон вступив в зацепленное состояние с первым “туннелирующим” электроном, что и приводит к формированию локального электрического заряда на проводящей полупроводниковой поверхности.

Вследствии отсутствия свободных электронов на диэлектрических поверхностях индуцированное через туннельно-прозрачный зазор состояние остается незанятым (так же наблюдались поверхности Ta_2O_5 и Si_3N_x). По этой причине формирование на ней локализованных электрических зарядов не происходит.

В обоих случаях корпускулярные свойства электронов сквозь потенциальный барьер не проникают.

Список литературы

1. Bennett C. H., Brassard G., Crépeau C. et al. Teleporting an unknown quantum state via dual classical and Einstein-Podolsky-Rosen channels // Phys. Rev. Lett. — American Physical Society, 1993. — Vol. 70, Iss. 13. — P. 1895–1899.
2. Gross D., Flammia S. N., Eisert J. Most Quantum States Are Too Entangled To Be Useful As Computational Resources // Physical Review Letters : журнал. — 2009. — Т. 102, вып. 19. — DOI:10.1103/PhysRevLett.102.190501
3. Chuprikov N. L. The even asymptotic solution of the 1D-Schrodinger equation with N-fold generate turning points//Proc. of International Symposium "Physics 32 and Engenering of Millimeter and Submillimeter Waves". - Kharkov, 1994. - P.240-242.
4. Heine V. Theory of surface states // Phys. Rev. A. 1965. V. 138, No. 6. P. 1689.

Локализованные плазмоны в сфероподобных фуллеренах и наночастицах в виде проводящей оболочки

¹ Давидович М. В.

¹ Национальный исследовательский Саратовский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского
ул. Астраханская, 83, Саратов, 410012, Россия
davidovichmv@yandex.ru

Аннотация: Получены характеристические уравнения, резонансные частоты в виде функционала для локализованных плазмонов в сфероподобных фуллеренах и наночастицах в виде проводящей оболочки, сечения рассеяния и поглощения. Результаты хорошо соответствуют теории фотоионизации.

1. Введение

В течение последних десятилетий проявляется большой интерес к исследованию плазмонов, в том числе локализованных плазмонов (ЛП) в наночастицах (нанокластерах) [1]. Кроме металлических наночастиц и слоистых металлодиэлектрических или полупроводниковых частиц такие ЛП могут существовать в фуллеренах и УНТ. Анализ рассеяния фотонов на фуллеренах посвящен ряд работ [2–9], где использованы различные методы – от квантовых типа теории функционала плотности и гидродинамической модели Томаса-Ферми до приближенных электростатических. Анализ показывал наличие максимумов сечений фотоионизации фуллерена C_{60} на энергиях фотонов 20 эВ.

В данной работе рассмотрены свободные и вынужденные колебания (при рассеянии плоской волны) в ЛПП с двумерными оболочками, получены резонансные частоты, характеристические уравнения свободных колебаний сферических диэлектрических частиц при наличии проводящей оболочки, резонансные частоты, сечения рассеяния и поглощения, приведены интеродифференциальные уравнения (ИДУ) для частиц с оболочкой произвольной формы, полные сечения рассеяния и диаграммы направленности при возбуждении плоской волной.

2. Характеристические уравнения и интегральные уравнения

В данной работе использовано объемно-поверхностное интегральное уравнение вида

$$(2 + \varepsilon(\mathbf{r}))\mathbf{E}(\mathbf{r})/3 = \mathbf{E}_{in}(\mathbf{r}) + [\hat{L}\hat{G}'(\mathbf{F})_V + k_0^2\hat{G}(\mathbf{F})_V] - iZ_0(k_0^2 + \hat{L})\hat{G}(\mathbf{j})_S/k_0, \quad (1)$$

в котором $\mathbf{F}(\mathbf{r}) = (\varepsilon(\mathbf{r}) - 1)\mathbf{E}(\mathbf{r})$, $\hat{G}'$ – интегральный оператор с ядром в виде функции Грина, понимаемый в смысле главного значения по Коши, $\hat{L} = \nabla\nabla \cdot$ – дифференциальный оператор, и ИДУ вида

$$\mathbf{j}(\mathbf{r}) = \sigma\mathbf{E}(\mathbf{r}) = -i\sigma Z_0 \oint_S [k_0 G(\mathbf{r} - \mathbf{r}', k_0)\mathbf{j}(\mathbf{r}') - ic\nabla G(\mathbf{r} - \mathbf{r}', k_0)\zeta(\mathbf{r}')] d^2r' \quad (2)$$

относительно поверхностной плотности тока $\mathbf{j}$ и плотности поверхностного заряда $\zeta = i\nabla \cdot \mathbf{j}/\omega$. Получены также следующие характеристические уравнения для Е-мод и Н-мод ЛП в сферической частице с проводящей оболочкой:

$$\xi\sqrt{\varepsilon}\partial_x\psi_n^-(x_0) = i[f_n\psi_n^+(\chi_0) - \varepsilon\psi_n^-(x_0)], \quad \xi\psi_n^-(x_0) = i[g_n\partial_y\psi_n^+(\chi_0) - \sqrt{\varepsilon}\partial_x\psi_n^-(x_0)]. \quad (3)$$

В них $\xi = \sigma Z_0$, $x_0 = kr_0$, $\chi_0 = k_0 r_0$, r_0 – радиус частицы, введены функции Риккати-Бесселя $\psi_n^-(x_0) = \sqrt{\pi x_0 / 2} J_{n+1/2}(x_0)$, Риккати-Ханкеля $\psi_n^+(\chi_0) = \sqrt{\pi \chi_0 / 2} H_{n+1/2}^{(2)}(\chi_0)$, а коэффициенты f_n и g_n выражены через эти функции.

На рис. 1 приведен расчет полученного сечения рассеяния фуллера по полученным формулам. Для фуллера C60 имеет место пик при энергии фотона 20 эВ.

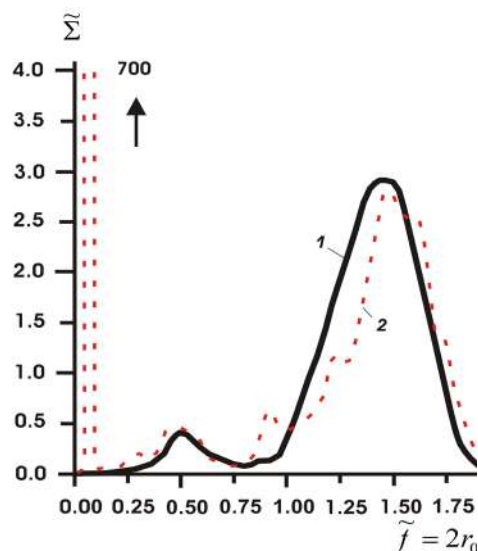


Рис. 1. Нормированное сечение рассеяния $\tilde{\Sigma} = \Sigma_1 / (\xi_0^2 \chi_0^2 \pi_0^2)$ в зависимости от нормированной частоты: кривая 1 – расчет по приближенной формуле без учета влияния поля рассеяния на плотность тока, кривая 2 – расчет по точной формуле с учетом наведенной плотности тока

3. Поверхностная проводимость нанокластера

Поверхностная проводимость σ нанокластера оценена с учетом π -электронов и σ -электронов. Приведены соотношения, позволяющие оценить проводимость σ на основе рассчитанной плотности электронных состояний. Для сечения поглощения получена формула

$$\Sigma_a \approx \pi r_0^2 \frac{3Z_0 \sigma' |\tilde{I}_1(\chi_0)|^2}{4|1 + \xi \psi_1'^+(\chi_0) \psi_1'^-(\chi_0)|^2}.$$

4. Заключение

На основе классического рассмотрения получены характеристические уравнения для свободных ЛПП в сферических частицах с оболочкой и в сфероподобных фуллеренах. Приведены общие ИУ и ИДУ для задач дифракции и задач о свободных колебаниях в диэлектрических частицах произвольной формы при наличии проводящей оболочки, описываемой поверхностной проводимостью, а также приведен функционал для определения резонансных частот. В низкочастотном и дипольном приближениях получены сечения рассеяния для сферической оболочки. Приведены результаты для резонансных частот и сечений рассеяния на металлических наночастицах в виде шара и фуллеренов, а также диаграммы направленности для диэлектрических кубических частиц, покрытых металлической оболочкой. В последнем случае использовано решение объемного ИУ.

Список литературы

1. Климов В. В. Наноплазмоника. М.: Физматлит, 2009.
2. Иванов В.К., Кашенко Г.Ю., Полозков Р.Г., Соловьев А.В. // ЖЭТФ. 2003. Т. 123(4). С. 744.
3. Ivanov V.K., Kashenok G.Yu., Polozkov R.G., Solov'yov A.V. // J. Phys. B: At. Mol. Opt. Phys. 2001. Vol. 34 (21). P. L669.
4. Solov'yov A.V. // Int. J. Modern Phys. 2005. Vol. B, 19 (28). P. 4143.
5. Друкарев Е.Г., Михайлов А.И. // ЖЭТФ. 2018. Т. 153(6). С. 867.
6. Фарафонов В.Г., Устимов В.И. // Оптика и спектроскопия. 2018. Т. 124 (2). С. 255.
7. Gorokhov D.A., Suris R.A., Cheainov V.V. // Phys. Lett. 1996. Vol. A223. P. 116.
8. Ахметьянов Р.Ф., Шиховцева Е.С., Ломакин Г.С. // ФТТ. 2009. Т.51. С. 2404.
9. Гильденбург В.Б., Павличенко И.А. // Вестник Нижегородского ун-та им. Н.И. Лобачевского. 2013. Т. 3(1). С. 79.

Тонкопленочные материалы на основе производных фталоцианина: структура и физико-химические свойства

^{1,2,3}Казак А.В., ^{2,4}Марченкова М.А., ¹Усольцева Н.В., ¹Смирнова А.И., ⁵Дубинина Т.В.,
^{2,4}Серегин А.Ю., ⁴Рогачев А.В.

¹ НИИ Наноматериалов, Ивановский государственный университет
ул. Ермака, 39, Иваново, 153025, Россия
alexkazak86@gmail.com

² ФНИЦ «Кристаллография и фотоника» РАН
Ленинский пр., 59, Москва, 119333, Россия
alexkazak86@gmail.com

³ Московский государственный областной университет
ул. Веры Волошиной, д. 24 Мытищи, 141014, Россия
alexkazak86@gmail.com

⁴ Национальный исследовательский центр «Курчатовский институт»
пл. Академика Курчатова, 1, Москва, 123182, Россия
marchenkova@crys.ras.ru

⁵ Московский государственный университет им. М.В. Ломоносова
Москва, 119991, Россия
dubinina.t.vid@gmail.com

Аннотация: С целью определения влияния молекулярной структуры смешанно-замещенных производных фталоцианина на надмолекулярную организацию в тонкопленочных материалах получены плавающие слои 3 производных фталоцианина АЗВ-типа. Определена их надмолекулярная организация. Установлено, что исследуемые соединения образуют однородные стабильные плавающие слои. Гольмиевый комплекс смешанно-замещенного производного фталоцианина формирует стабильные монослои с расположением молекул плоскостью макроцикла параллельно воде, при этом формируется единственная кристаллическая фаза с межплоскостным расстоянием $d = 2.06$ нм. Тогда как лиганды исследуемых производных фталоцианина образуют билayers структуры с межплоскостными расстояниями $d = 2.3$ нм и $d = 1.93$ нм.

1. Введение

Данная работа посвящена установлению взаимосвязи молекулярного строения ряда смешанно-замещенных производных фталоцианина АЗВ-типа с их надмолекулярной организацией в плавающих слоях. Эта цель связана с проблемой создания эффективных солнечных батарей на основе органических красителей.

2. Объекты и методы исследований

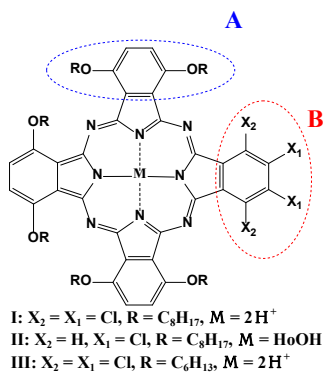


Рис. 1. Исследуемые производные фталоцианина.

Объектами нашего исследования являлись лиганды смешанно-замещенного производного фталоцианина (соединения I, III) и гольмиевый комплекс смешанно-замещенного производного фталоцианина (соединение II, рис. 1). Их синтез осуществлялся по методам, описанным ранее [1, 2]. Как нами ранее было показано [1, 3], данные соединения обладают жидкокристаллическими свойствами, проявляя в области температур от 100 °C до 200 °C текстуру, характерную для колончатой двумерно-упорядоченной мезофазы. Выше 200 °C без перехода в изотропное состояние начинается разложение вещества. При охлаждении ниже 100 °C соединения стеклуются с сохранением текстуры предшествующей мезофазы. Ленгмюровские слои формировали из раствора исследуемых соединений в хлороформе ($C = 0,013$ мас. %), где C – массовая доля растворенного вещества, на установках Nima 601A (Финляндия), KSV 5000 и KSV 2000 (Финляндия). Системы очистки воды: Millipore Elix 3, Millipore Simplicity 158. Удельное сопротивление воды $\rho = 18$ МОм·см. Процесс формирования монослоя на поверхности жидкости изучался *in situ* методом брестерской микроскопии. Исследования проводились на брестерском микроскопе BAM Optrel 3000 фирмы KSV Instruments,

Финляндия. Для исследования структурной организации плавающих мономолекулярных слоев исследуемых соединений на поверхности воды были применены методы дифракции в скользкой геометрии (GID – grazing incidence diffraction) и рефлектометрии (XRR – X-ray reflectivity). Экспериментальные исследования методом GID проводились на станции «Ленгмюр» Курчатовского источника синхротронного излучения. В экспериментах использовалось излучение поворотного магнита с энергией 6.95 кэВ ($\lambda = 1.78 \text{ \AA}$). Для уменьшения рассеяния пучка на воздухе, а также предотвращения испарения жидкости из ленгмюровской ванны, все измерения выполнялись в атмосфере увлажненного гелия. XRR измерения проводились на станции LISA (PETRA III, DESY, Германия). Размер фокусированного рентгеновского луча (18 кэВ) составлял $500 \text{ мкм} \times 8 \text{ мкм}$ в месте расположения образца. Диаграмма рассеяния была собрана на детекторе (Dectris Eiger 1M, 75 мм x 75 мм) на расстоянии 1,2 м от образца.

3. Результаты и их обсуждение

Для решения задачи получения эффективных тонкопленочных материалов для наноэлектронных устройств мы исследовали структуру плавающих слоев мезогенных смешанно-замещенных производных фталоцианина. Было установлено, что исследуемые соединения на поверхности воды образуют монослоевые структуры с расположением молекул плоскостью макроцикла параллельно воде, при этом для каждого соединения формируется единственная кристаллическая фаза с межплоскостным расстоянием: $d = 2.3 \text{ нм}$ – соединение **I**; $d = 2.06 \text{ нм}$ – соединение **II**; $d = 1.93 \text{ нм}$ – соединение **III**. Формирование дополнительных кристаллических фаз не происходит, возможно, из-за наличия в структуре молекулы фталоцианина длинных алифатических заместителей, которые стерически нарушают взаимодействие макроциклов и, тем самым, препятствуют образованию каких-либо кристаллических фаз, отличных от фазы с плоским расположением макроцикла на поверхности воды. Начиная с площади $A_{\text{мол}} = 1,65 \text{ нм}^2$, приходящейся на одну молекулу, происходит одновременное формирование нескольких структур: монослой с плоским расположением молекул и 3D-агрегаты. При этом дифракционная картина не претерпевает существенных изменений, что может означать сохранение предшествующего преимущественно плоского расположения молекул. По XRR данным было установлено, что, в отличие от соединения **II**, формирующего на поверхности воды только монослои, соединения **I** и **III** образуют бислоевые структуры, в которых также присутствуют 3D-агрегаты. Мы предполагаем, что формирование бислоевых структур, возможно, не происходит из-за наличия в структуре молекулы соединения **II** группы NoOH , которая перераспределяет электронный заряд на макроцикле и мешает образованию упорядоченных кристаллических бислоевых структур.

4. Заключение

В результате проведенного комплекса исследований установлено, что у соединений **I** и **III** в процессе формирования плавающих слоев происходит плавное вытеснение алифатических заместителей из плоскости макроцикла в воздушную фазу и, в дальнейшем, образуются стабильные бислоевые структуры с включенными 3D-агрегатами. Тогда как, соединение **II** начиная с площади, приходящейся на одну молекулу в слое 3.9 нм^2 формирует стабильные монослоевые структуры. При уменьшении $A_{\text{мол}}$ молекулы в монослой уплотняются и образуются включенные в монослой 3D-агрегаты.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа поддержана программой Минобрнауки РФ в рамках государственного задания Ивановскому государственному университету для выполнения научно-исследовательских работ, № 16.1037.2017/4.6, и частично выполнена при финансовой поддержке РФФИ (гранты № 19-03-00763а, 19-57-04002бел_мол_а) и гранта Президента Российской Федерации для молодых ученых № МК-3767.2019.9.

Список литературы

1. Galanin N.E., Shaposhnikov G.P., Smirnova A.I., Kazak A.V., Usol'tseva N.V. Synthesis, spectral and mesomorphic properties of mix-substituted phthalocyanines based on 3,6-dioctyloxyphthalonitrile and 4,5-dichlorophthalonitrile, and their holmium complexes // Liquid Crystals and their Application. 2014. Vol. 14. № 4. P. 74–84.
2. Галанин Н.Е., Шапошников Г.П. Синтез и спектральные свойства фталоцианинов несимметричного строения на основе 3,6-диоктилосифталонитрила и 3,4,5,6-тетрахлорфталоцитрила // Журнал общей химии. 2012. Vol. 82. P. 1736–1741.
3. Usol'tseva N.V., Kazak A.V., Luk'yanov I.Yu., Sotsky V.V., Smirnova A.I., Yudin S.G., Shaposhnikov G.P., Galanin N.E. Influence of molecular structure peculiarities of phthalocyanine derivatives on their supramolecular organization and properties in the bulk and thin films // Phase Transitions: A Multinational Journal. 2014. Vol. 87. № 8. P. 801–813.

Эффективные методы расчета поглощения и отражения электромагнитных волн в наноструктурированных материалах

Семенихин И. А.

Физико-технологический институт имени К.А. Валиева Российской академии наук (ФТИАН им. К.А. Валиева РАН), Нахимовский проспект д.36 к.1, Москва, 117218, Россия
isemenihin@gmail.com

Аннотация: Предложена реализация метода спектральных элементов для расчета поглощения и отражения электромагнитных волн в наноструктурированных материалах. Этот подход сочетает в себе как точность, присущую спектральным методам, так и универсальность метода конечных элементов. В качестве примеров приведено решение уравнений Максвелла для двумерного случая наноструктурированной поверхности и нанонитей золота в кремниевой матрице.

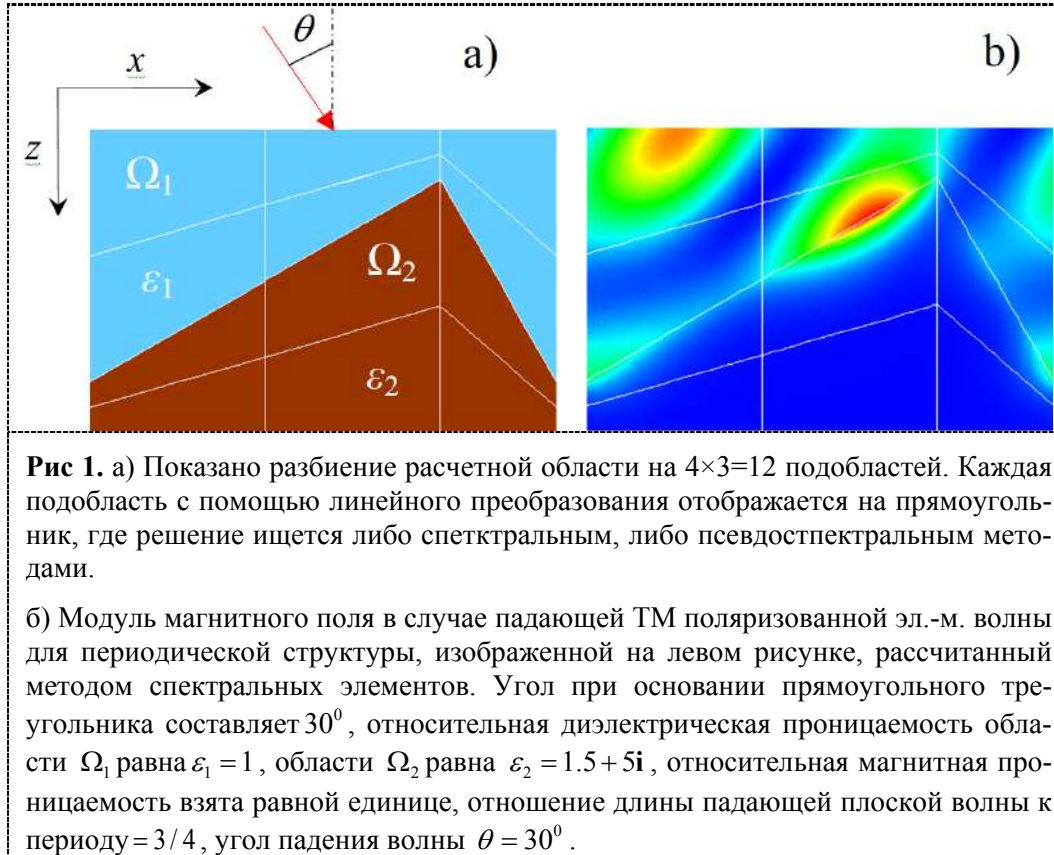
1. Реферат доклада

В настоящее время в связи с развитием нанотехнологий широко исследуются возможные выгоды от использования наноструктурирования и покрытий на основе наноматериалов в различных областях науки и техники. Чтобы моделировать свойства таких материалов и покрытий, в том числе рассчитывать поглощение и отражение электромагнитных волн, а также распределение поля в объеме, требуется точное решение уравнения Максвелла. Одним из наиболее распространенных методов здесь является «Метод конечных разностей во временной области» [1], который позволяет рассчитать свойства материала сразу в широком диапазоне длин волн. Для расчетов с большей точностью, чем может дать конечноразностная схема, позднее был разработан аналогичный метод, основанный на псевдоспектральном подходе [2]. В случае же систем со сложной геометрией применяется подход на основе конечных элементов во временной области [3].

Если необходимо рассчитать свойства материала при определенных длинах падающей волны или же, когда необходима большая точность, чем дают методы расчета во временной области, используются методы в частотной области. Здесь наиболее распространенными являются модальные методы, такие как Фурье модальный метод или метод сцепленных мод - RCWA (rigorous coupled-wave analysis) [4]. Для расчета рельефных поверхностей и покрытий используется C-метод и его модификации [5]. Оба этих метода принадлежат к классу спектральных методов, где решение ищется в виде разложения по системе базисных функций. В случае гладкого решения спектральные методы позволяют достичь очень высокой точности. Однако в случае, когда область включает в себя разные материалы с различными диэлектрическими проницаемостями решение уравнений Максвелла уже не достаточно гладкое и глобальные спектральные методы типа RCWA могут даже проигрывать в эффективности методу конечных элементов, где границы материалов легко учесть.

Достаточно недавно, в восьмидесятых годах, был создан метод спектральных элементов [6], сочетающий в себе как точность присущую спектральным методам, так и универсальность и гибкость метода конечных элементов. Метод первоначально был сформулирован для решения уравнений гидродинамики. К настоящему времени он существенно модернизирован и применяется для решения широкого класса уравнений в частных производных. Как и в методе конечных элементов область решения разбивается на небольшие подобласти в пределах которых физические характеристики материалов либо не изменяются, либо меняются плавно (см. Рис. 1). После чего изменением координат каждая такая подобласть преобразуется в прямоугольную, где решение представляется в виде разложения по набору базисных функций, в качестве которых обычно используют ортогональные полиномы или используется псевдоспектральный подход, когда решение ищется на сетке, узлы которой расположены в нулях ортогонального полинома N -го порядка.

В докладе мы рассмотрим приложение метода спектральных элементов к решению уравнений Максвелла в наноструктурированных материалах. Метод является достаточно универсальным и может быть использован везде, где требуется точное решение уравнений Максвелла для систем со сложной геометрией, в том числе для нахождения собственных мод в волноводах и как составная часть модальных методов. Например, в работе [7] на основе метода спектральных элементов был создан итерационный модальный метод, позволяющий проводить расчеты с сотнями тысяч собственных мод в периодических двумерных структурах без использования суперкомпьютерной техники.



Список литературы

1. Kane Yee, Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1966, T. 14 (3), C. 302–307.
2. Q. H. Liu, The pseudospectral time-domain (PSTD) method: A new algorithm for solutions of Maxwell's equations // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest. 1997, T. 1, C. 122–125.
3. T. Rylander; A. Bondeson, Stable FDTD-FEM hybrid method for Maxwell's equations // Computer Physics Communications, 2000, T. 125 (1–3), C. 75–82.
4. M. G. Moharam and T. K. Gaylord, "Rigorous coupled-wave analysis of planar-grating diffraction // J. Opt. Soc. Am. 1981, T. 71, C. 811–818.
5. J. Chandezon, D. Maystre, G. Raoult, A new theoretical method for diffraction gratings and its numerical application // J. Optics (Paris), 1980, T. 11, C. 235 – 241.
6. A.T. Patera, A Spectral Element Method for Fluid Dynamics: Laminar Flow in a Channel Expansion // Journal of Computational Physics, 1984, T. 54, C. 468–488.
7. I. Semenikhin and M. Zanucoli, Application of the iterative approach to modal ... for the solution of Maxwell's equations // J. Comput. Phys. 2015, T. 300, C. 438–454.

Теория аномального преломления видимого света плоским массивом металлических волноводов

¹ Анастасиев А. А., ² Гозман М. И., ^{1,2} Полищук И. Я., ¹ Полищук Ю. И., ³ Цывкунова Е. А.

¹ Национальный исследовательский центр "Курчатовский институт"
пл. Академика Курчатова, 1, Москва, 123182, Россия
iurppolishchuk@gmail.com

² Московский физико-технический институт
Институтский пер., 9, Долгопрудный, 141701, Россия

³ Национальный исследовательский ядерный университет "МИФИ"
Каширское ш., 31, Москва, 115409, Россия

Аннотация: Рассматривается рассеяние плоской электромагнитной волны на периодической системе металлических волноводов. Численно показывается, что при определённых соотношениях между конфигурацией системы и длиной и направлением падения волны возникает эффект аномального преломления. Исследуется влияние величины константы распространения на эффект аномального преломления.

1. Введение

Оптические волноводы являются составными частями большинства оптоэлектронных устройств и основное их назначение – это передача сигналов, так что взаимодействие между ними принято считать негативным эффектом. Однако в ряде случаев именно взаимодействие волноводов приводит к качественно новым эффектам, таким, как, например, андерсоновская локализация, оптические блоховские осцилляции, блох-зинеровское тунеллирование и т.д. [1-6] В процессе рассеяния падающей волны взаимодействие волноводов играет не менее важную роль, приводя к возникновению эффекта аномального преломления [7,8].

2. Формализм многократного рассеяния

Для определения электромагнитных полей в системе параллельных волноводов используется формализм многократного рассеяния (ФМР). В рамках ФМР поле, создаваемое отдельным волноводом, представляется в виде суперпозиции векторных цилиндрических гармоник [9], а коэффициенты этого разложения называются парциальными амплитудами. Элементарная ячейка рассматриваемой системы содержит несколько волноводов, поэтому для их нумерации потребуется мультииндекс (Jj), где J – номер ячейки, j – номер волновода в этой ячейке. В случае рассеяния плоской электромагнитной волны на периодической системе стержней парциальные амплитуды образуют блоховскую волну с квазиволновым вектором **k**, который совпадает с проекцией волнового вектора падающей волны на направление **a** периодичности системы:

$$a_m^{(Jj)} = a_m^j e^{ikaJ}, \quad b_m^{(Jj)} = b_m^j e^{ikaJ} \quad (1)$$

Коэффициенты a_m^j, b_m^j удовлетворяют следующей системе уравнений

$$S_m^j \begin{pmatrix} a_m^j \\ b_m^j \end{pmatrix} - \sum_{(Ll) \neq (Jj)} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{H_{m-n}^{(1)}(\kappa_{ex} \rho_{(Jj)}^{(Ll)}) J_n(\kappa_{ex} R^j)}{H_n^{(1)}(\kappa_{ex} R^l)} e^{i(n-m)\varphi_{(Jj)}^{(Ll)}} e^{ika(L-J)} \begin{pmatrix} a_n^l \\ b_n^l \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_m^{(Jj)} \\ Q_m^{(Jj)} \end{pmatrix} e^{-ikaJ} \quad (2)$$

Здесь $H_m^{(1)}(z)$ – функция Ганкеля первого рода, $J_m(z)$ – функция Бесселя, $(\rho_{(Jj)}^{(Ll)}, \varphi_{(Jj)}^{(Ll)})$ – полярные координаты волновода (Ll) относительно волновода (Jj), R^j – радиус волновода (0j). Выражения для матрицы S_m^j и парциальных амплитуд $P_m^{(Jj)}, Q_m^{(Jj)}$, описывающих поле внешней электромагнитной волны, достаточно громоздки, поэтому здесь мы их не приводим. Отметим, что κ_{ex} содержит константу распространения β , которая в задаче рассеяния совпадает с проекцией волнового вектора падающей волны на ось волновода.

С помощью решения уравнения (2) и соотношения (1) можно определить поле каждого волновода в системе, а, следовательно, и отклик всей системы на внешнюю электромагнитную волну.

3. Численное моделирование

Для моделирования была взята система, аналогичная системе из [7]. Радиус каждого волновода $R = 53\text{ нм}$, просвет между волноводами $h = 2\text{ нм}$, материал волноводов – серебро. Данные по диэлектрической проницаемости серебра взяты из таблиц [10]. Показатель преломления окружающей среды равен 1. Длина падающей волны $\lambda = 440\text{ нм}$, угол падения 45° , период системы $a = \lambda/2^{0.5} = 311\text{ нм}$. Константа распространения $\beta = 0$. Все расчёты проводились в среде MatLab.

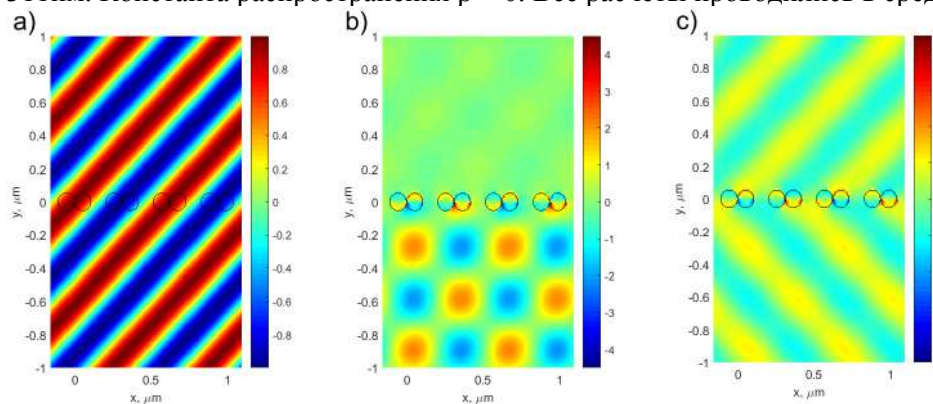


Рис. 1. Пространственное распределение z-компоненты магнитного поля: а) – падающая волна, б) – отклик системы волноводов, с) – результирующее поле. Волноводы изображены кружками.

На рис. 1 представлено пространственное распределение z-компоненты магнитного поля в системе волноводов. Видим, что благодаря тому, что элементарная ячейка системы содержит два волновода, отклик системы преимущественно сосредоточен в нижней части полупространства, и конструктивная интерференция с полем внешней волны проявляется в направлении, составляющем отрицательный угол с нормалью к системе. Возникает эффект аномального преломления, так что система волноводов оказывается эквивалентной сплошной среде с одновременно отрицательными значениями диэлектрической и магнитной проницаемости, занимающей нижнее полупространство.

В докладе будет рассмотрен эффект аномального преломления при ненулевых константах распространения.

4. Заключение

В работе рассмотрен эффект аномального преломления в периодических системах металлических волноводов при ненулевых константах распространения. Показывается, что аномальное преломление возникает при определённых соотношениях между конфигурацией системы волноводов и направлением и длиной волны внешнего электромагнитного излучения. Константа распространения при этом играет роль параметра, предоставляющего механизм точной настройки этих соотношений.

Обсуждается техническая сторона вопроса, связанная с особенностями численного моделирования периодических систем со сложной элементарной ячейкой. Показывается, что имеется способ заранее (т.е. без проведения расчётов) определить возможные направления излучения периодической системы.

Работа выполнена при поддержке РФФИ, гранты 19-02-00433, 18-32-00204

Список литературы

1. Zheng M.J., Xiao J.J., Yu K.W. Controllable optical Bloch oscillation in planar graded optical waveguide arrays. // Phys. Rev. A 81, 033829 (2010).
2. Lederer F., Stegeman G.I., Christodoulides D.N., et al. Discrete solitons in optics. // Phys. Rep. 463, 1 (2008)
3. Christodoulides D.N., Lederer F., Silberberg Y. Discretizing light behaviour in linear and nonlinear waveguide lattices. // Nature (London) 424, 817 (2003).
4. Szameit A., Pertsch T., Nolte S., et al. Long-range interaction in waveguide lattices. // Phys. Rev. A 77, 043804 (2008).
5. Dreisow F., Szameit A., Heinrich M., et al. Bloch-Zener Oscillations in Binary Superlattices. // Phys. Rev. Lett. 102, 076802 (2009).
6. Gozman M.I., Polishchuk Yu.I., Polishchuk I.Ya., Tsivkunova E.A. Anomalous optical Bloch oscillations. // Solid State Commun. 213-214, 16 (2015).
7. Belan S., Parfenyev V., Vergeles S.S. Negative-angle refraction and reflection of visible light with a planar array of silver dimmers. // Opt. Mat. Exp. 5, 2843-2848 (2015)
8. Wu A., Li H., Du J., et al. Experimental demonstration of in-plane negative-angle refraction with an array of silicon nanoposts. // Nano Lett. 15, 2055–2060 (2015).
9. Polishchuk I.Ya., Anastasiev A.A., Tsyvkunova E.A., et al. Guided modes in the plane array of optical waveguides. // Phys. Rev. A 95, 053847 (2017)
10. Johnson P.B., Christy R.W. Optical Constants of the Noble Metals. // Phys. Rev. B 6, 4370 (1972)

Особенности селекции мод в комбинированном резонаторе Фабри-Перо с распределенной обратной связью встречных волн

Кочаровская Е.Р., Мишин А.В., Рябинин И.С., Кочаровский В.В., Кочаровский Вл.В.

ФИЦ Институт прикладной физики РАН
ул. Ульянова, 46, Нижний Новгород, 603950, Россия
katya@appl.sci-nnov.ru

Аннотация: Проведён анализ возможностей выделения отдельных относительно высокодобротных мод или групп таких мод в низкодобротных комбинированных резонаторах Фабри-Перо с распределенной обратной связью встречных волн с целью обеспечения резонансного взаимодействия электромагнитного поля с колебаниями поляризации усиливающей или поглощающей среды, заполняющей резонатор. Рассмотрены случаи однородного и неоднородного уширения спектральной линии двухуровневой среды, которое может быть как меньшее, так и больше ширины запрещённой фотонной зоны частот резонатора. Особое внимание уделено изменению известного поляритонного спектра мод при переходе от поглощающей к усиливающей среде в условиях, допускающих реализацию спонтанной или лазерной генерации так называемых сверхизлучательных мод.

1. Введение

Распределенная обратная связь (РОС) встречных волн, организованная с помощью различных периодических структур (фотонных кристаллов) и дополняющая отражение волн от зеркал в резонаторах типа Фабри-Перо (ФП), широко применяется в фундаментальных физических исследованиях и современных технологиях, например полупроводниковых [1-3]. Так, она позволяет управлять добротностью мод в относительно низкодобротных резонаторах, необходимых для достижения уникальных режимов генерации с использованием сильно усиливающих активных сред (и классических, например электронные пучки, и квантовых, например полупроводниковые гетероструктуры) [4, 5]. В этом отношении свойства комбинированного резонатора Фабри-Перо с распределенной обратной связью (ФП-РОС) еще недостаточно изучены, и в данной работе рассмотрены особенности спектров мод такого резонатора как в отсутствие активной среды (так называемые «холодные» моды), так и при наличии поглощающей или усиливающей среды с однородным и неоднородным уширением линии.

2. Дисперсия волн и мод

Фактически анализируется одномерная модель лазера с двухуровневой активной средой, однородно заполняющей низкодобротный комбинированный резонатор Фабри-Перо, вдоль которого имеется распределенная обратная связь встречных волн, обусловленная брэгговским отражением волн на периодической модуляции диэлектрической проницаемости активной среды или гофрировке волноведущих слоев. Характерные спектры, т.е. частоты и инкременты мод, находятся решением линеаризованных уравнений Максвелла-Блоха [4, 5] при заданной инверсии населенностей рабочих уровней активной среды. Вид этих спектров во многом диктуется так называемой кооперативной частотой ω_c , которая определяется дипольным моментом и частотой рабочего перехода между активных центров, их концентрацией, диэлектрической проницаемостью матрицы активной среды. **С кооперативной частотой связана кооперативная длина, которая определяет пространственный масштаб когерентности.** Высокочастотные колебания электромагнитного поля в пустом резонаторе характеризуются временем жизни фотона T_E , определяющим добротность холодных мод (см. рис. 1а, треугольники). В низкодобротных резонаторах колебания поляризации активной среды оказывают существенное влияние на спектры и структуру мод, если время жизни колебаний высокочастотных дипольных моментов активных центров T_2 превышает время T_E . В этом случае возникают связанные волны электромагнитного поля и колебаний диполей активной среды, т.е. волны поляризации, или поляритоны, [4-7] которые обладают дисперсией, отличной от дисперсии электромагнитных волн, если неоднородное уширение спектральной линии среды не превышает кооперативную частоту (ср. рис. 1а и 1б). В отличие от исследованных ранее поляритонных мод для поглощающей среды с отрицательной инверсией, в данной работе особое внимание обращается на поляритоны в активной среде (например гетеролазеров, в которых поляритон формируют экситон и фотон), где дисперсия оказывается качественно иной и наряду с инкрементами мод в существенной мере зависит от соотношения величины кооперативной

частоты в среде с положительной инверсией и ширины запрещённой фотонной зоны частот резонатора ФП-РОС.

3. Электромагнитные и поляритонные моды

При значительном неоднородном уширении спектральной линии среды относительно небольшая распределённая обратная связь встречных волн позволяет выделить несколько наиболее добротных электромагнитных мод, инкрементами которых можно управлять с помощью оптической или токовой накачки верхнего рабочего уровня (см. пример на рис. 1а, где $\Delta=1$). Спектр этих мод комбинированного резонатора ФП-РОС отличается от спектра традиционного резонатора Фабри-Перо только в области около запрещённой фотонной зоны, обусловленной брэгговским резонансом [3-5].

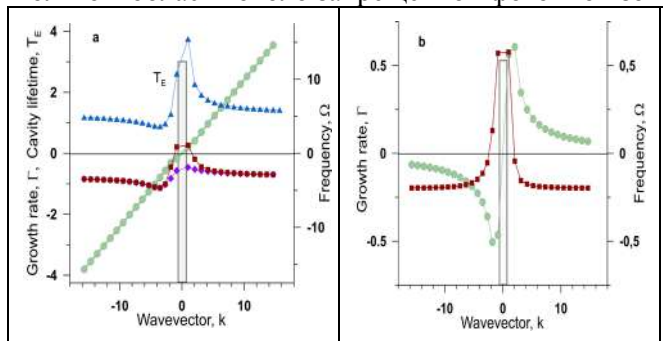


Рис. 1. Нормированные инкременты Γ (квадраты) и сдвиги частот Ω (кружки) мод комбинированного резонатора длиной $L=3$ с коэффициентами отражения зеркал $R=0,1$ и параметром РОС $b=2$ в зависимости от нормированного волнового вектора k . (а) Электромагнитные моды инвертированной активной среды с неоднородным уширением $\Delta=1$. Треугольниками показаны времена жизни фотона T_E в резонаторе без среды, ромбами – декременты при наличии среды с поглощением. (б) Поляритонные моды инвертированной активной среды с малым неоднородным уширением $\Delta=0,1$. Все инкременты и частоты отнормированы на кооперативную частоту, а длины на кооперативную длину.

Наибольший интерес представляют особенности спектра поляритонных мод в среде с небольшим неоднородным уширением $\Delta < 1$ и большим временем релаксации поляризации $T_2 \gg T_E$, когда законы дисперсией волн для случаев поглощающей и усиливающей среды качественно отличаются [5, 6]. При малом неоднородном уширении, много меньшем кооперативной частоты, $\Delta \ll 1$, в комбинированном резонаторе той же конфигурации с достаточно добротными модами оказывается, что только соответствующие им поляритонные (но не электромагнитные) моды могут обладать инкрементами (рис. 1б). Согласно [4, 5], эти моды образованы так называемыми волнами поляризации, неустойчивость которых благодаря их отрицательной энергии в инвертированной активной среде может приводить к коллективному спонтанному излучению или лазерной генерации со спектром, включающим одну или несколько сверхизлучательных мод. В докладе найдены условия формирования тех или иных спектров поляритонных мод и указаны требования к низкодобротному резонатору и активной среде, выполнение которых необходимо для достижения сверхизлучательной генерации этих мод.

4. Заключение

Проведённый анализ горячих мод комбинированного резонатора ФП-РОС, заполненного резонансной средой с однородным и/или неоднородным уширением спектральной линии, показывает возможность эффективной селекции спектра мод, ответственных за взаимодействие колебаний поляризации среды с электромагнитным полем, и позволяет судить о различных режимах генерации, в том числе сверхизлучательной, соответствующих лазеров (мазеров) в зависимости от свойств активной среды, уровня накачки, соотношения фаз и величин коэффициентов отражения, распределённых внутри резонатора и сосредоточенных на его границах. Полученные результаты актуальны для разработки новых квантовых и классических генераторов, использующих когерентные свойства среды.

Работа поддержана в рамках государственного задания ИПФ РАН по теме № 0035-2019-0002 и программы фундаментальных исследований Президиума РАН № 32 «Наноструктуры: Физика, Химия, Биология, Основы технологий».

Список литературы

1. Kogelnik H., Theory of dielectric waveguides, in: Integrated Optics, Berlin/Heidelberg: Springer, 1979, Vol. 7. P. 13-81.
2. Yariv A., Yeh P., Optical Waves and Crystals, Propagation and Control of Laser Radiation. Wiley-Intersci., 2002. 640 p.
3. Ohtsubo J., Semiconductor Lasers: Stability, Instability and Chaos. Series: Springer Series in Optical Sciences, Vol. 111, 3rd ed. 2013. 570 p.
4. Kocharovskiy V.I., Belyanin A.A., Kocharovskaya E.R., Kocharovskiy V.V., Superradiant lasing and collective dynamics of active centers with polarization lifetime exceeding photon lifetime In: Advanced Lasers: Laser Physics and Technology for Applied and Fundamental Science (Series: Springer Series in Optical Sciences, 2015). V. 193, P. 49-69.
5. Кочаровский В.В., Железняков В.В., Кочаровская Е.Р., Кочаровский В.В., Сверхизлучение: принципы генерации и реализация в лазерах, 2017. УФН, Т. 187, С. 367-410.
6. Агранович В.М., Гинзбург В.Л., Кристаллооптика с учетом пространственной дисперсии и теория экситонов. М.: Наука, 1965. 374 с.
7. Kavokin A., Malpuech G., Cavity Polaritons, V. 32. Academic Press, 2003. 246 p.

Применение вертикально-ориентированных углеродных наноструктур для формирования ионизационного газоанализатора

¹Климин В. С., ¹Резван А. А., ¹Морозова Ю. В., ²Агеев О. А.

¹ Институт нанотехнологий, электроники и приборостроения Южного федерального университета
ул. Шевченко, 2, Таганрог, 347922, Россия

arezvan@sfedu.ru

² Научно-образовательный центр «Нанотехнологии» Южного федерального университета
ул. Шевченко, 2, Таганрог, 347922, Россия

ageev@sfedu.ru

Аннотация: Была разработана конструкция и лабораторно-технологическая инструкция изготовления ионизационного анализатора газа с чувствительным элементом на основе массива углеродных наноструктур. Рассмотрено применение плазменных технологий для формирования рабочей области, каркаса и диффузионного барьера анализатора. Так использование плазмы в процессах обработки и формирования позволили снизить общее время роста углеродных наноразмерных структур до 21 минуты. По результатам экспериментального ряда исследований было получено, что сформированная полезная модель сенсора обладает характеристиками чувствительности к молекулам оксида азота и донорным молекулам аммиака, этанола и парам воды.

1. Введение

В настоящее время все большее внимание начинает уделяться проблемам экологии, а именно по мониторингу и защите ее состояния. Мировое научное сообщество обладает значительным опытом в отслеживании отрицательных воздействий деятельности человека на окружающую среду. Но в связи с бурным научно-техническим прогрессом мира появился как интерес, так и объективная возможность по внедрению различных технических новинок в области экологии. Из-за чего появляются все более жесткие требования к системам мониторинга и защиты окружающей среды [1-2]. В связи с этим необходима разработка и создание недорогих чувствительных элементов газоанализаторов, использующих современные технологии и материалы. Основной задачей данных экспериментальных исследований является получение режимов формирования ионизационного анализатора газов на основе углеродных наноструктур применяя плазменные технологии осаждения и травления [3-4].

2. Методика эксперимента

Экспериментальный макет представляет собой небольшую пластину, на которой расположены измерительные электроды и функциональный элемент, находящиеся на разных сторонах подложки. Для формирования экспериментального устройства в качестве подложки использовался кремний Si, с кристаллографической структурой (100).

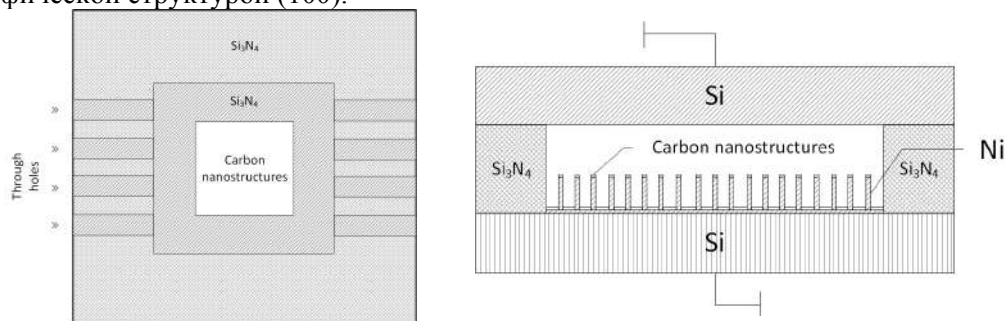


Рис. 1. Схематическое представление ионизационного газоанализатора: вид сверху (а) и в разрезе (б).

Подготовка подложек производилась в несколько этапов: обезжиривание, химическая обработка и отжиг. Данный процесс был необходим для улучшения геометрических параметров и качества поверхности используемых пластин для последующей обработки. Далее при помощи метода плазмохимического осаждения из газовой фазы на поверхности подложки был сформирован слой диэлектрика Si₃N₄, благодаря которому были сформированы изолирующие стенки сенсора. После чего на полученную структуру был нанесен слой никеля Ni. При помощи методов нанолитографии поверхностный слой никеля был модифи-

цирован и был преобразован в массив вертикально-ориентированных острых лезвий. Функциональный элемент представлял собой углеродную наноструктуру, нанесенную методом плазмо химического осаждения из газовой фазы. После чего поверх чувствительного слоя были сформированы электрические контакты, соединяющиеся с устройством обработки сигнала.

3. Рассмотрение характеристик

Для проведения исследований газочувствительности макет чувствительного элемента сорбционного газового датчика помещался в специализированную камеру. Измерения проводились при температуре 300 К и давлении 760 Торр. В экспериментальных исследованиях использовались газы CH_4 , CO , CO_2 чистотой 99,99% и их смеси. Газ подавался в испытательную камеру способом замещения. Таким образом были сняты вольтамперные характеристики для таких смесей газов, как CH_4 +воздух и CO_2 +воздух. Из полученных вольтамперных зависимостей следует, что начало пробоя для метана наступает при напряжениях около $U_{\text{CH}_4} = 1,5 \text{ В}$ и напряжения начального пробоя воздуха $U_{\text{AIR}} = 4,4 \text{ В}$, а для углекислого газа $U_{\text{CO}_2} = 6,9 \text{ В}$ и оставшейся смеси газов $U_{\text{AIR}} = 4,4 \text{ В}$. Соотношение газов в данных смесях составляло 5:1. Таким образом, изготовленный макет чувствительного элемента ионизационного газового датчика обладает возможностью селекции газов в газовых смесях. По результатам проведенных исследований были получены зависимости токов разрядов от начального напряжения пробоя для различных газов (Рисунок 2).

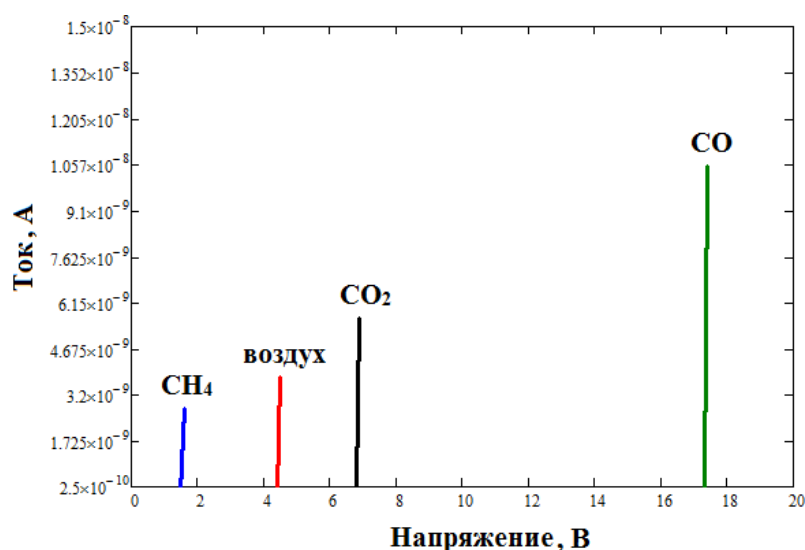


Рисунок 2 - Зависимости тока разряда от напряжения для различных газов.

По данной зависимости можно сделать вывод о том, что у разработанного макета чувствительного элемента ионизационного газового датчика напряжение пробоя для всех детектируемых газов было на два порядка меньше чем у аналогов. Напряжение пробоя на воздухе у которых составляет 245 В или 400 В. Это связано с уменьшением зазора структуры УНТ-катод до 50 мкм, а также вертикальность формируемого массива УНТ.

4. Заключение

На основании экспериментальных исследований было обнаружено, что изготовленный макет обладает чувствительностью к донорным молекулам газов NH_3 , CO , парам H_2O и акцепторным молекулам газа NO_2 с различной степенью коэффициента чувствительности зависящего от их концентрации в воздушной среде. Согласно проведенным экспериментальным оценкам для CH_4 , CO_2 , CO , при рабочей температуре 300 К и концентрации 0,01 моль/литр, чувствительность составила 63, 135, 5468 соответственно, время срабатывания 0,1 сек; время восстановления 1,0 сек.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента Российской Федерации № МК-3512.2019.8 и Южного федерального университета (грант ВнГр-07/2017-02). Результаты получены с использованием оборудования научно-образовательного центра и центра коллективного пользования «Нанотехнологии» Южного федерального университета.

Список литературы

1. Morgan C G, Kratzer P and Scheffler M 1999 Phys. Rev. Lett. 82 4886
2. Rudyk N N, Il'in O I, Il'in M V, Fedotov A A, Klimin V S, Ageev O A 2017 J. Phys.: Conf. Ser. 917 082008
3. Rouhrig M, Thiel M, Worgull M and Houscher H 2012 Small 8 3009
4. Klimin V S, Il'in M V, Il'in O I, Rudyk N N, Ageev O A 2017 J. Phys.: Conf. Ser. 917 092023

Широкоформатные нагревательные панели из алюминия с нанопористым оксидом алюминия с гибким углеродным резистивным элементом

¹ Врублевский И. А., ¹ Чернякова К. В., ¹ Горбачев Д. В., ² Муратова Е. Н., ² Мошников В. А.

¹ Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
ул. П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь
vrublevsky@bsuir.edu.by

² Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет ЛЭТИ им. В.И. Ульянова (Ленина)
ул. проф. Попова, 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия
SokolovaEkNik@yandex.ru

Аннотация: Настоящая статья посвящается изучению тепловых характеристик широкоформатных алюминиевых нагревательных панелей с резистивным элементом из углеродной нити. Показано, что использование дополнительного слоя стеклосетки в конструкции широкоформатной нагревательной панели не приводило к ухудшению тепловых свойств диэлектрического слоя.

1. Введение

Наиболее эффективными среди плоских нагревателей являются металлические нагревательные элементы [1]. В [2] описана конструкция плоского нагревательного элемента на основании из анодированного алюминия. Однако в случае алюминиевых нагревательных панелей большой площади имеется большая вероятность образования дефектов на поверхности анодного оксида алюминия, которые могут приводить к неконтролируемому снижению сопротивления изоляции нагревателя. Следовательно, в этом случае только одного слоя анодного оксида алюминия уже не достаточно для образования надежного изоляционного слоя и требуются новые подходы, для которых состав сплава алюминия, используемого для анодирования алюминия, уже не будет являться критичным параметром.

Для повышения надежности изоляции в настоящей работе предложена конструкция алюминиевых панелей с использованием помимо анодного оксида алюминия дополнительного изолирующего слоя стеклосетки, герметизированного силиконовым компаундом. В работе приведены результаты тепловых исследований широкоформатных алюминиевых нагревательных панелей с такой комбинированной изоляцией.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Объектами исследований являлись в данной работе являлись:

- 1) Широкоформатные алюминиевые нагревательные панели размером 100x120 мм и толщиной 1,5 мм.
- 2) Слой нанопористого анодного оксида алюминия, толщиной 5,0 мкм, используемый в качестве адгезионного слоя для нанесения слоя диэлектрической изоляции от алюминиевой основы плоского нагревателя.
- 3) Стекланная сетка толщиной 80,0 мкм, используемый в качестве диэлектрической изоляции от алюминиевой основы широкоформатной нагревательной основы.
- 4) Силиконовый компаунд, используемый в качестве диэлектрической изоляции от алюминиевой основы плоской нагревательной панели.
- 4) Графитизированная углеродная электропроводящая нить на основе вязкой технической нити в качестве нагревательного элемента.

Фиксацию углеродной нити на поверхности анодного оксида алюминия и затем ее герметизацию осуществляли с помощью силиконового компаунда. Электрический нагреватель с нитью из углеродного волокна имел электрическое сопротивление 40 Ом.

Измерение сопротивления диэлектрической изоляции проводилось с помощью мегаомметра Ф4101. Для получения термограмм поверхности нагревателя использовали тепловизионную камеру MobIR M4.

3. Результаты и обсуждение

Для нагревательных панелей важной характеристикой является способность равномерного нагрева по всей площади нагревателя. В работе представлены результаты исследований таких параметров нагревателя при электрической мощности 30 Вт.

На рисунке 1 показана термограмма поверхности нагревательной панели (Рис.1 а) и профиль распределения температуры вдоль заданной линии, пересекающей различные секции нагревателя из углеродной нити (Рис.1 б) для временного интервала нагрева 60 с.

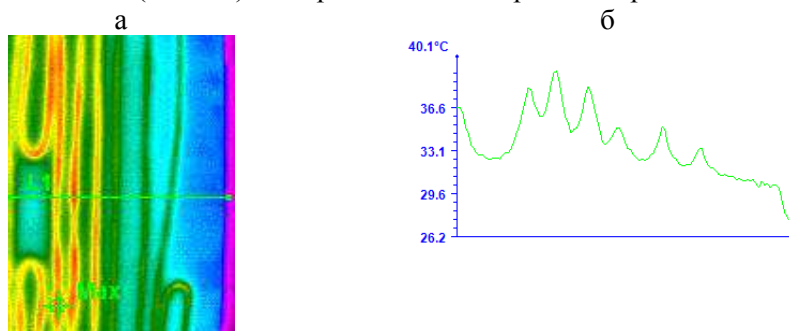


Рис. 1 Термограмма поверхности нагревательной панели из алюминия с резистивным элементом из углеродной нити (а) и профиль распределения температуры (б) вдоль заданной линии для временного интервала нагрева 60 с

Термограмма теплоотдающей поверхности нагревательной панели (рис.2 а) и профиль распределения температуры вдоль заданной линии, пересекающей меньшую сторону (Рис.2 б), на 60 с нагрева показана на рисунке 2.

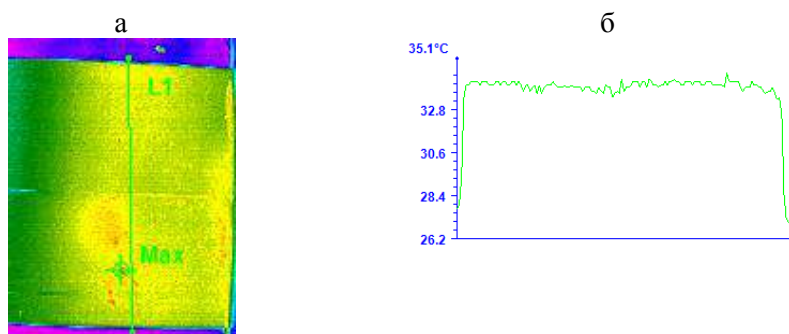


Рис. 2 Термограмма теплоотдающей (обратной) поверхности нагревательной панели из алюминия и резистивным элементом из углеродной нити (а) и профиль распределения температуры (б) вдоль заданной линии для временного интервала нагрева 60 с

Теплоотдающая сторона нагревательной панели, как видно из термограммы поверхности нагревателя (Рис.2 а) и профиля распределения температуры вдоль заданной линии (Рис.2 б), имеет равномерное распределение температуры по поверхности со средней температурой 33 °С. Таким образом, при приложении электрической мощности 30 Вт плоская нагревательная панель на 60 с нагрева выходит на температуру 33 °С для теплоотдающей поверхности.

4. Заключение

Применение дополнительного изолирующего слоя из стеклоткани с герметизацией силиконовым компаундом совместно с тонким слоем анодного оксида алюминия позволило значительно улучшить электроизоляционные свойства алюминиевой нагревательной панели. Использование линейного нагревательного элемента из углеродной нити является эффективным способом нагрева широкоформатных алюминиевых нагревательных панелей, позволяющим обеспечить равномерный профиль распределения температуры по поверхности на всех этапах нагрева.

1. Vrublevsky, I., et al. Improvement of the thermal characteristics of the electric heater in the architecture with aluminum, nanoporous alumina and resistive component of carbon fiber. *Nanoscience & Nanotechnology*, 16, № 1, 2016.
2. Чернякова, К. и др. Характеристики и тепловые свойства тонких плоских алюминиевых нагревателей с углеродной нитью в качестве резистивного элемента. XXVII МНТК "АДП 2018", Созопол, 2018, стр.175–180.

Структура и проводящие свойства пленок C_{60} и фуллеренсодержащих материалов, осажденных с использованием ароматических и неароматических растворителей

Мазинов А. С., Шевченко А. И., Тютюник А. С., Гурченко В. С.

Крымский федеральный университет им. В.И. Вернадского
просп. Ак. Вернадского, 4, Симферополь, 295007, Россия
mazinovas@cfuv.ru

Аннотация: В работе предпринята попытка управления проводящими свойствами углеродных пленок, полученных на основе фуллеренов. Синтезируемые методом последовательного осаждения из суспензии фуллеренсодержащих материалов в растворителях, имеющих различную органическую природу, образцы показали возможность формирования разветвленного рельефа, вплоть до выращивания отдельных 3D микрообъектов. Управлением объемной дозы наноструктурированной составляющей удалось добиться варьирования сопротивлением до трех порядков.

1. Введение

Неоспоримым фактором является то, что электронная промышленность 21 века отмечается стремительным ростом использования новых материалов, которые отличаются не только своим химическим составом от элементов традиционной твердотельной электроники, но и фазовой составляющей функциональных слоев. Углеродные материалы являются одним из ярчайших примеров подобного использования. Гибкие дисплеи, сканеры и даже функциональные микросхемы уже сегодня широко используются [1, 2]. Одной из уникальных особенностей углеродных систем является то, что они позволяют сформировать 2D и 3D наноразмерные объекты (графены, нанотрубки, фуллерены, ...), которые не только могут выступать как функциональные элементы интегральных микросхем, но и значительно менять макросвойства микроструктур [1, 3]. Именно эти предпосылки и побудили данное исследование, в котором мы попытались рассмотреть, как концентрация наноструктурированной фазы исходного материала и применение различного рода растворителей влияет на резистивные свойства углеродных пленок, осажденных методом полива из раствора на диэлектрические подложки.

2. Синтез и микроскопия тонких пленок

В качестве исходных материалов были выбраны фуллерены и фуллеренсодержащий материал (ФСМ), которые после точного взвешивания были растворены в пяти различных веществах: бензол, толуол, дихлорметан, хлороформ и тетрахлорметан. После тщательного перемешивания и отстаивания в течение 48 часов углеродные материалы осаждались методом полива из раствора на стеклянные подложки и текстолитовые свидетели с медными контактами [4, 5].

Анализ поверхностной морфологии и объемных неоднородностей полученных пленок выполнялся посредством просвечивающей и отраженной микроскопии на базе микроинтерферометра ЛОМО МИИ-4М.

Задействование гаммы растворителей дало возможность формирования разнообразия форм и объектов (вставка рис. 1). Стоит отметить относительную однородность образцов фуллеренсодержащих материалов и разнообразие форм фуллереновых микроструктур, среди которых можно выделить трубчатые, звездообразные, шестиугольные, различные агломерации сферических частиц [6].

3. Проводящие свойства пленок

Следующим этапом было получение и анализ вольт-амперных характеристик пленочных структур. Измерения сопротивлений проводились не менее 50 раз в герметичном алюминиевом контейнере во избежание наводящих шумов. В результате осаждения образуются сложные межмолекулярные связи, которые определяют динамику распределений носителей заряда и обуславливают проводящие свойства синтезированных пленок. Сложность и неоднозначность топологии пленок не

позволяет говорить об удельном сопротивлении в привычной форме. Однако усредненные значения проводимости могут быть определены с достаточно высокой точностью (рис. 1).

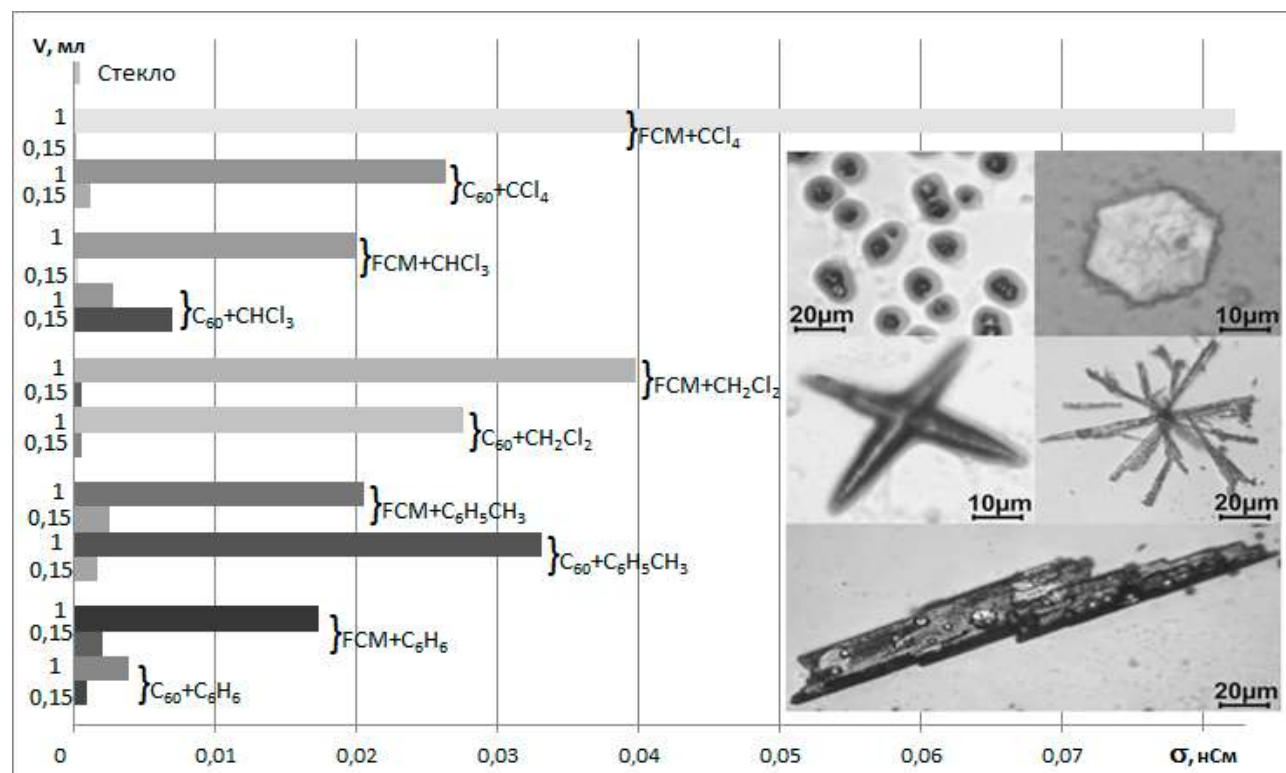


Рис. 1. Сравнительная проводимость фуллереновых и ФСМ пленок и микрообъекты (на вставке)

4. Заключение

Таким образом, с применением различных растворителей возможно получение микроструктур на основе фуллерена разной геометрической формы. Процессы формирования полученных микрообъектов и роль растворителя на данный момент не ясны, однако, на наш взгляд, разнообразие архитектуры образцов объясняется универсальностью углерода как элемента, атомы которого позволяют выстраивать как диэлектрики типа алмаза, так и проводники на основе графита, графена и нанотрубок. Проведенные исследования по получению наноструктур из растворов фуллеренов и ФСМ окажутся эффективными и для контролируемой самосборки других функциональных органических систем.

Анализируя полученные результаты по проводимости углеродных пленок, следует отметить ее возрастание при повышении доли C₆₀ и ФСМ с увеличением количества осаждаемого раствора от 0,15 до 1 мл, что объясняется увеличением толщин и плотности распределения частиц. Максимальный прирост в проводимости, который наблюдается в структурах: ФСМ — увеличение более чем в 400 раз при использовании тетрахлорметана, C₆₀ — 60 раз в случае применения дихлорметана.

Список литературы

1. Du L., Luo X., Zhao F., Lv W., Zhang J., Peng Y., Tang Y., Wang Y. Toward facile broadband high photoresponse of fullerene based phototransistor from the ultraviolet to the near-infrared region // *Carbon*. 2016. Т. 96. С. 685-694.
2. Silva A.L., Correa M.M., de Oliveira G.C., Florez-Rodriguez P.P., Costa C.A.R., Semaan F.S., Ponzio E.A. Development of graphite/silicone composites for use as flexible electrode materials // *Journal of Alloys and Compounds*. 2017. Т. 691. С. 220-229.
3. Torrisi F., Carey T. Graphene, related two-dimensional crystals and hybrid systems for printed and wearable electronics // *Nano Today*. 2018. Т. 23. С. 73-96.
4. Мазин А.С., Гурченко В.С., Тютюник А.С., Шевченко А.И. Влияние структурных особенностей фуллеренсодержащего материала на его резистивные свойства при осаждении из раствора // *Экологический вестник научных центров Черноморского экономического сотрудничества*. 2018. Т. 15. № 4. С. 85-92.
5. Мазин А.С., Гурченко В.С., Тютюник А.С., Карпенко Н.И. Возможности псевдологирования фуллеренов аморфным углеродом // *Материалы 28-й Международной Крымской конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии»*. Севастополь. 2018. С. 1022-1026.
6. Zhang X., Li X.-D. Solvent atmosphere controlled self-assembly of unmodified C₆₀: A facile approach for constructing various architectures // *Chinese Chemical Letters*. 2014. Т. 25. С. 912-914.

Дифракционные свойства нанометровых проводящих пленок

Орленсон В.Б., Старостенко В.В., Зуев С.А.

Крымский федеральный университет им. В.И. Вернадского, ФГАОУ ВО «КФУ им. В.И. Вернадского», 295007, Республика Крым, г. Симферополь, проспект Академика Вернадского, 4.

starostenkovv@cfuv.ru

Аннотация: Проведены теоретические исследования взаимодействия электромагнитных волн СВЧ диапазона с микро- и нано-частицами разных размеров и с разным их расположением на подложке. Получены оптические коэффициенты (отражения, прохождения и поглощения). Рассмотрена зависимость оптических коэффициентов от фактора заполнения металлизированного нано-покрытия поверхности диэлектрической подложки.

1. Введение

Проводящие пленки являются неотъемлемым элементом электронных приборов и устройств, изготовленных с использованием пленочных технологий. Они находят широкое применение в различных областях, таких как экранирование изделий и радиотехнических устройств от воздействия внешних электромагнитных полей, инфракрасное зондирование, аккумулялирование солнечной энергии и в других областях науки и техники.

Свойства проводящих пленок существенно зависят от различных параметров, в частности, от их толщины, которая определяет механизмы преобразования энергии электромагнитных полей (ЭМП) в другие виды энергий. Основным механизмом взаимодействия падающего излучения с проводящим покрытием являются омические потери, при этом происходит преобразование энергии электромагнитных полей в тепловую энергию. На развитие электротепловых процессов в проводящих пленках сильно влияет их пространственная и омическая неоднородность, в особенности это относится к контактным площадкам, прожог которых является основной причиной выхода из строя интегральных микросхем (ИМС). В работах [1,2] были проведены глубокие исследования зависимостей коэффициента отражения от толщины пленки для разных проводящих материалов. Начиная с определённой толщины пленки ($\sim 5 - 7$ нм), для большинства материалов, наблюдалось резкое увеличение коэффициента отражения R . Такое поведение R обусловлено формированием отражающего слоя и увеличением проводимости пленки. Волноводные экспериментальные исследования в работе [3] приводят более полную картину оптических коэффициентов, где для пленки алюминия толщиной $d = 5$ нм коэффициент поглощения $A \cong 25\%$. Увеличение толщины пленки приводит к увеличению её удельной проводимости, что в свою очередь приводит к резкому увеличению коэффициента отражения и падению коэффициента поглощения. Также коэффициент поглощения A имеет частотно-независимый характер.

В данной работе приведены результаты теоретического исследования поведения поглощающих свойств сверхтонких проводящих плёнок в СВЧ диапазоне в зависимости от рельефа металлизированного слоя на поверхности диэлектрической поверхности. Теоретические исследования проводятся путём решения задачи рассеяния ЭМ волн численным методом связанных волн и методом множественного рассеяния [4].

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Объектами исследований являлись нанометровые проводящие пленки, нанесённые на диэлектрическую подложку. Исследовались дифракционные свойства таких плёнок с учётом их размера и пространственной неоднородности. Теоретические исследования проводились путём решения задачи рассеяния ЭМ волн численным методом связанных волн и методом множественного рассеяния [4,5,6].

3. Теоретические методы исследования дифракционных свойств проводящих наноплёнок.

Для нахождения оптических коэффициентов был применен численный метод связанных волн (RCWA). Данный метод решает уравнения Максвелла в обратном (частотном) пространстве. Для

исследования многослойных оптических систем со сложным рельефом, в поперечном направлении каждого слоя решается задача на собственные значения и собственные вектора, после чего производится сшивка полученных результатов на границе раздела всех слоёв. Двумерная функция диэлектрической проницаемости каждого слоя должна быть представлена дискретной сеткой высокого разрешения, а затем представлена в обратном пространстве (пространственно-спектральной форме) (1).

$$\varepsilon(k_x, k_y) = \frac{1}{N_x \cdot N_y} \sum_{i=1}^{N_x} \sum_{k=1}^{N_y} \varepsilon(x_i, y_k) e^{-j(k_x x_i + k_y y_k)}, \quad (1)$$

В этой работе для проведения процедуры сшивки и расчёта оптических коэффициентов используется алгоритм **S** матриц [6]. Для нахождения оптических коэффициентов следует

просуммировать все энергетические вклады рассматриваемых отражённых и прошедших пространственных гармоник (2), (3).

$$\mathbf{R} + \mathbf{T} + \mathbf{A} = \mathbf{1}, \quad (2)$$

$$\mathbf{T} = \sum_{p=1}^P \sum_{q=1}^Q \mathbf{T}(p, q), \mathbf{R} = \sum_{p=1}^P \sum_{q=1}^Q \mathbf{R}(p, q), \quad (3)$$

где **R** – коэффициент отражения, **T** – коэффициент прохождения и **A** – коэффициент поглощения.

4. Заключение

В данной работе были проведены теоретические (численные) исследования дифракционных свойств нанопроводящих плёнок с учётом их размеров и геометрии расположения на поверхности диэлектрической подложки. Численные расчёты показывают сильную зависимость поведения оптических коэффициентов ЭМ волн СВЧ диапазона от проводимости и толщины плоской однородной наноплёнки. Так сплошная проводящая плёнка толщиной **$d = 3 \text{ нм}$** с проводимостью меди **$\sigma = 5,7 \cdot 10^7 \frac{\text{См}}{\text{м}}$** отражает 95% энергии ЭМ волн СВЧ диапазона. Такой характер рассеяния ЭМ волн наблюдается благодаря сформированной сплошной отражающей поверхности с большим значением проводимости. Учёт островкового металлизированного покрытия (укрупнённые наночастицы) приводит к увеличению коэффициента поглощения **A**. Однако из-за того, что размеры и геометрия расположения проводящих островков соизмеримы с длиной падающей ЭМ волны – возникает частотно-зависимый характер оптических коэффициентов. Уплотнение и уменьшение проводящих островков приводит к существованию лишь главной пространственной гармоники (несоблюдение условий дифракции). В таком случае островковую поверхность можно рассматривать как сплошную. Исследования проводящих плёнок, образованных наночастицами с размерами много меньшими чем длина волны воздействующего излучения приводит к проблемам сходимости (метод связанных волн) результатов. В тоже время, как уже было, сказано рассматриваемую плёнку, состоящую из совокупности наночастиц можно исследовать как сплошную эффективную металлизированную поверхность нанометровой толщины. Взаимодействие СВЧ волн с проводящими плёнками толщиной **$d < 10 \text{ нм}$** и проводимостью **$\sigma \sim 10^6 \frac{\text{См}}{\text{м}}$** приводит к аномальному поглощению около **50%**.

Список литературы

1. Антонец И.В., Котов Л.Н., Некипелов С.В., Карпушов Е.Н.// ЖТФ 2004. Т. 74, № 11.С.102-106.
2. Антонец И.В., Котов Л.Н., Голубев Е.А.,Петрунёв С.Н.// Arctic Environmental Research 2008. С.50-57.
3. Арсеничев С.П., Глумова М.В., Григорьев Е.В., Зуев С.А., Мазинов А.С., Орленсон В.Б., Налогин А.Г., Старостенко В.В., Фитаев И.Ш. **Характеристики поверхностей аморфных подложек и нанометровых проводящих пленок (CriMico'2018) Sevastopol, Russian Federation, September 9 – 15, 2018**
4. R. C. Rumpf <http://emlab.utep.edu>, Multiple Scattering.
5. M. G. Moharam, Drew A. Pommet, Eric B. Grann, "Stable implementation of the rigorous coupled-wave analysis for surface-relief gratings: enhanced transmittance matrix approach. J. Opt. Soc. Am. A, Vol. 12, No. 5, pp. 1077-1086, 1995.
6. R.C. Rumpf. Improved formulation of scattering matrices for semi-analytical method that is consistent with convention. Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 35, 241 – 261, 2011.

Структура поверхности полимерных подложек и нанометровых проводящих пленок на них

Арсеничев С.А., Фитаев И.Ш., Глумова М.В., Григорьев Е.В.

Крымский федеральный университет им. В.И. Вернадского, ФГАОУ ВО «КФУ им. В.И. Вернадского», 295007, Республика Крым, г. Симферополь, проспект Академика Вернадского, 4. starostenkovv@cfuv.ru

Аннотация: Представлены результаты исследований рельефных характеристик подложек из стекла и динамики поверхностных изменений при напылении нанометровых проводящих пленок из алюминия. Приведены оценки изменения рельефа металлических пленок алюминия с увеличением объемной массы. Произведен анализ морфологии поверхности подложки.

1. Введение

В настоящее время промышленная технология производства интегральных микросхем (ИМС) предполагает использование рабочих слоёв толщиной в десятки и даже единицы нанометров [1]. Свойства проводящих пленок толщиной менее 10 нм исследованы недостаточно. Экспериментальные исследования показывают, что пленки толщиной менее 10 нм имеют аномально большое поглощение (до 50%) электромагнитного излучения практически не зависящее от частоты в радиодиапазоне [2,3].

Целью данной работы являются исследования структуры подложек из стекла и динамики роста проводящих пленок оптическими методами и с использованием АСМ.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Нанесение пленок осуществлялось с помощью вакуумного поста УРМ 3.1279.0129, полупромышленного типа. Регулировкой скорости вращения и временем распыления алюминиевой мишени, были нанесены пленки, с временем напыления 4, 11, 15, 19, 26, 38 секунд. Первоначальный анализ поверхности образцов производился с помощью оптического интерференционного микроскопа ЛОМО МИИ-4М и СЗМ NT-MDT НАНОЭДЬЮКАТОР II с разрешением по X-Y ~50нм, по Z~2нм. После чего выбирались наиболее характерные области, которые сканировались с пространственным разрешением по X-Y ~0,3нм, по Z~0,02нм на СЗМ NT-MDT INTEGRA [7].

3. Основные результаты

Исследования показывают, что пленки формируются следующим образом: с увеличением толщины, атомные слои огибают шероховатости поверхности подложки, делая поверхность пленки все более гладкой и уменьшая перепады высот, с образованием смачивающего слоя для дальнейшего образования островковых структур, предположительно с 26 секунды напыления, с последующим их сращиванием между собой и уменьшением шероховатости, что объясняется динамикой изменения шероховатости поверхности, в частности, при времени напыления алюминиевой пленки равное 26 с, шероховатость резко возрастает, но к уже к 38 с данный показатель уже ниже этого же показателя при 19 с напыления. В работе приведены статистические характеристики шероховатости и высоты, соответствующие изменению рельефа по мере напыления пленки.

4. Заключение

В работе приведены количественные характеристики рельефа стеклянных подложек и динамики образования пленки из алюминия при переходе от дискретных проводящих участков к непрерывной проводящей пленке.

Список литературы

1. Samsung Electronics Starts Production of EUV-based 7nm LPP Process//Connect Online Foundry service: сетевой журн. 2018. URL: https://www.samsungfoundry.com/foundry/homepage/anonymous/homPressView.do?_mainLayout=homepageLayout&menuIndex=0501
2. John H. Claassen Thin-Film Superconducting Shields //IEEE Transactions on Applied Superconductivity 2014, 25(3). P. 31.
3. Старостенко В.В. Дифракция электромагнитного излучения на тонких проводящих пленках металлодиэлектрических структур в прямоугольном волноводе: // Электромагнитные волны и электронные системы, 2017 г., т. 22, № 2. С.48-53

Электромагнитные свойства МУНТ модифицированных наночастицами Со в СВЧ-диапазоне

¹ Качалов А. С., ¹ Сергеенко Д. И., ² Голубцов Г. В.,
¹ Коровин Е. Ю., ³ Казакова М. А., ³ Кузнецов В. Л.

¹ Национальный исследовательский Томский государственный университет
 пр. Ленина, 36, Томск, 634050, Россия
 kachalov.96@inbox.ru

² Новосибирский государственный университет
 630090, г. Новосибирск, ул. Пирогова, д. 2.
 mas@catalysis.ru

³ Институт катализа им. Г. К. Борескова СО РАН
 630090, г. Новосибирск, пр. академика Лаврентьева 5
 mas@catalysis.ru

Аннотация: Представлены результаты экспериментального исследования электромагнитных параметров и характеристик в СВЧ диапазоне частот для синтезированных материалов. В качестве объекта исследования выбраны полимерные композиционные материалы на основе МУНТ и МУНТ модифицированных наноразмерными частицами кобальта. Показана возможность варьирования соотношений Со:МУНТ в композиционном материале которая открывает позволяет изменять волновое сопротивление материала, расширяя их область применения в том числе и на металлической поверхности.

1. Введение

В последнее время ведется активное изучение электромагнитных характеристик композиционных материалов на основе многослойных углеродных нанотрубок (МУНТ). Предпосылкой для этого стало проявление уникальных свойств МУНТ таких, как высокая электропроводность, химическая стойкость, высокие теплопроводность и механическая прочность [1–6]. Указанные выше свойства оказывают существенное влияние на параметры полимерных композиционных материалов уже при относительно малых добавках МУНТ. Известно, что при относительно малых концентрациях МУНТ в матрице полимерного связующего наблюдается низкая степень прохождения и отражения электромагнитных волн, а дальнейшее увеличение концентрации МУНТ приводит к практически полному отражению. Существенным недостатком таких материалов является то, что область их применения ограничена расположением в свободном пространстве. Для расширения области применения на проводящих поверхностях необходимо добавление магнитной фазы в композиционный материал. Кроме того немало важным является равномерность распределения МУНТ в полимерной матрице, в предыдущих работах было показано [8], что использование метода *in situ* полимеризации приводит к получению композитных материалов с более равномерным распределением МУНТ в полимерной матрице и обеспечивает высокие значения проводимости, которые согласуются с высокими значениями комплексной диэлектрической проницаемости. Кроме того, метод *in situ* полимеризации может быть использован для получения полимерных композитных материалов, содержащих МУНТ, модифицированных различными соединениями. В том числе дополнительная модификация МУНТ наночастицами 3d металлов (Со, Fe и их сплавами). Таким образом, в данной работе были исследованы электромагнитные характеристики композитных материалов МУНТ-ПЭ и Со/МУНТ-ПЭ полученные методом *in situ* полимеризации этилена на Ti-содержащем катализаторе, закрепленном на поверхности МУНТ и Со/МУНТ систем.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

В качестве объекта исследования использовались синтезированные композиционные материалы на основе МУНТ в матрице полиэтилена (МУНТ-ПЭ), а также материалы на основе МУНТ модифицированных частицами кобальта (Со/МУНТ-ПЭ).

Измерения электропроводности композитных материалов МУНТ-ПЭ и Со/МУНТ-ПЭ проводили с использованием прецизионного LCR-метра E4980A фирмы Agilent Technologies. Измерения ча-

стотных зависимостей электромагнитных параметров (коэффициентов отражения R , прохождения T) в диапазоне от 10 МГц до 18 ГГц проводили с использованием векторного анализатора цепей N5247A фирмы Agilent Technologies в коаксиальном тракте N типа. Спектры комплексных значений диэлектрической и магнитной проницаемостей рассчитывались для плоского образца при нормальном падении электромагнитной волны.

Расчет коэффициентов отражения R , прохождения T и поглощения A проведен для плоского образца, расположенного в свободном пространстве и на металлической поверхности при нормальном падении электромагнитной волны коэффициенты R и T вычислялись по формулам описанным в [9, 10].

3. Заключение

Исследованы спектры электромагнитного отклика и электромагнитных параметров композитных материалов МУНТ-ПЭ и Со/МУНТ-ПЭ в диапазоне частот 10 МГц – 18 ГГц. Показано, что для случая расположения материала на проводящей поверхности минимальное отражение составляет – 23 дБ на 17,6 ГГц, а максимальная ширина полосы отражения по уровню – 10 дБ составляет 6,5 ГГц при толщине образца 2 мм. В свободном пространстве влияние магнитной фазы выражается в лучшем согласовании волнового сопротивления образца со свободным пространством, что отражается в плавной зависимости от частоты коэффициента прохождения.

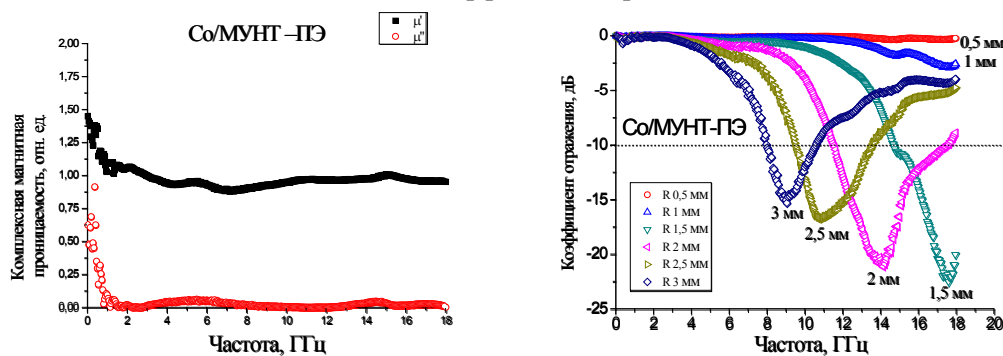


Рис. 1. Частотные зависимости комплексной магнитной проницаемостей и коэффициента отражения при расположении материала на проводящей поверхности

Таким образом, варьирование соотношений компонентов Со:МУНТ в составе композитного материала открывает возможность получения композитных материалов для различных приложений. Композитные материалы МУНТ-ПЭ могут найти свое применение для получения изделий с антистатическими свойствами. Введение наночастиц кобальта в состав композитного материала приводит к увеличению значений комплексной магнитной проницаемости, за счет чего данные композиты могут быть использованы в качестве эффективных материалов слабо отражающих ЭМИ при расположении на проводящей поверхности, а также для обеспечения электромагнитной совместимости в широком интервале частот.

Список литературы

1. Mazov I.N., Kuznetsov V.L., Moseenkov S.I. et al. // *Nanosci Nanotechnol Lett.* 2011. Т. 3. № 1. С. 18-23.
2. Khan W., Sharma R., Saini P. Berber M.R., Hafez I.H., Eds. *Carbon Nanotube-Based Polymer Composites: Synthesis, Properties and Applications.* In *Carbon Nanotubes - Current Progress of Their Polymer Composites* // InTech: Rijeka. 2016. Т. 01.
3. Мосеенков С.И., Коровин Е.Ю., Красников Д.В. Исследование электромагнитных характеристик композиционных материалов на основе МУНТ с различными структурными характеристиками // *Известия высших учебных заведений. Физика.* 2014. Т. 57. № 9-2. С. 92-96.
4. Harris P.J.F. // *Int. Mater. Rev.* 2004. Т. 49. № 1. С. 31-43.
5. Qian H., Greenhalgh E.S., Shaffer M.S.P. et al. // *J. Mater. Chem.* 2010. Т. 20. № 23. С. 4751-4762.
6. Baibarac M., Gomez-Romero P. // *J. Nanosci. Nanotechnol.* 2006. Т. 6. № 2. С. 289-302.
7. Суслев В.И., Кузнецов В.Л., Журавлев В.А., Мазов И.Н., Коровин Е.Ю., Мосеенков С.И., Дорожкин К.В. Исследование электромагнитного отклика полимерных композитных материалов, содержащих углеродные наноструктуры в диапазоне частот 10 МГц - 1,1 ТГц // *Известия высших учебных заведений. Физика.* 2012. Т. 55. № 8. С. 103-108.
8. Kazakova M.A., Kuznetsov V.L., Semikolenova N.V. et al. // *Phys. Status Solidi B.* 2014. Т. 251. № 12. С. 2437-2443.
9. Zhuravlev V.A., Suslyayev V.I., Korovin E.Yu., Pavlova A.A. Electromagnetic Characteristics of Double-Layer Composite Materials on Basis of Carbonyl Iron // В сборнике: *International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM Сеп. "2014 IEEE 15th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM 2014 - Proceedings"* 2014. С. 19-22.
10. Zhuravlev V.A., Suslyayev V.I., Korovin E.Yu., Dorozhkin K.V. Electromagnetic Waves Absorbing Characteristics of Composite Material Containing Carbonyl Iron Particles // *Materials Sciences and Applications.* 2014. Т. 5. № 11. С. 803.

Экспериментальное исследование генерации терагерцового излучения в кремниевых низкоразмерных структурах

¹ Мяконьких А.В., ¹ Рогожин А.Е., ² Солянкин П.М., ¹ Руденко К.В.

¹ Физико-технологический институт им. К.А. Валиева Российской академии наук, Нахимовский пр-кт, 34, Москва, 117218, Россия
miakonkikh@ftian.ru

² Московский государственный университет им. М.В. Ломоносова, Ленинские горы, д. 1, Москва, Россия
solyankin@physics.msu.ru

Аннотация: Исследованы возможности генерации излучения терагерцового спектра в кремниевых низкоразмерных структурах на основе массива нанопроводов. Продемонстрированы технологии для изготовления ключевых элементов, представляющих массив кремниевых подвешенных нанопроводов с баллистическим транспортом носителей, который сопряжен с антенной. Окисление поверхности кремниевых проводов позволило существенно снизить плотность поверхностных дефектов и увеличить проводимость структуры по постоянному току.

1. Введение

Кремниевые одномерные структуры перспективны для применения в различных нанoeлектронных устройствах - в наноразмерных полевых транзисторах, структурах фотоники, квантовых вычислений. Применение нанопроволочных структур было исследовано и для биосенсорных приложений, позволяющих добиться чувствительности к единичным адсорбированным атомам и молекулам [1]. В настоящем исследовании разработка технологий формирования массива кремниевых нанопроводов является частью работы по созданию приемников и источников ТГц-диапазона на их основе ранних теоретических исследований [2].

Плазмохимическое травление позволяет формировать кремниевые структуры с критическими размерами до 10 нм, но дефекты, создаваемые ионной бомбардировкой, приводят к значительному уменьшению подвижности электронов в сформированных одномерных структурах кремния (нанопроводах). Для уменьшения явления деградации подвижности предложен четырехшаговый процесс: 1) электронно-лучевая литография с высоким разрешением, 2) высоко-анизотропное и селективное плазменное травление кремния 3) прецизионное термическое окисление нанопроволочных структур и 4) селективное удаление термически окисленного дефектного поверхностного слоя кремния жидкостным травлением в HF-буфере.

Вывод терагерцовых колебаний, возникающих в низкоразмерном BARITT-диоде, конструктивно предполагается через планарную спиральную антенну, выполненную в слое кремния из металлического силицида NiSi. Контакты к ней изготовлены ультратонким высокодолевым легированием приконтактных областей Si плазменно-иммерсионной ионной имплантацией бора, в то время как сами нанопроволоки остаются нелегированными или слаболегированными.

2. Результаты

Массив кремниевых нанопроводов был соединен с контактными площадками кремниевыми балками (слева и справа на рис. 1а), чтобы уменьшить эффект близости вблизи элементов с минимальным топологическим размером. Полная топология нанопроволочных структур SOI показана на рис. 1а. Следующим этапом технологического процесса была быстрая термическая обработка с окислением поверхностного кремниевого слоя для снижения влияния поверхностных дефектов на качество Si-NW путем удаления поврежденного кремниевого слоя. Окисление проводили в системе AS-One с контролируемым потоком газа O₂ и водяного пара. Скорость роста SiO₂ была точно откалибрована методом спектральной эллипсометрии ex-situ на плоской поверхности кремния. Процесс проводили при 800 °C в течение 50-350 с, что приводило к окислению слоя в диапазоне 1,5 - 10 нм. Следует отметить, что маска SiO_x на поверхностях конструкций предотвращает быстрое окисление в верти-

кальном направлении. В то же время боковая оксидная пленка растет довольно быстро. Этот эффект приводит к уменьшению CD Si-NW контролируемым образом.

В результате были изготовлены матрицы, содержащие до 700 подвешенных кремниевых нанонитей (шириной 8-20 нм, высотой 40 нм и длиной 200 нм) (рис. 16).

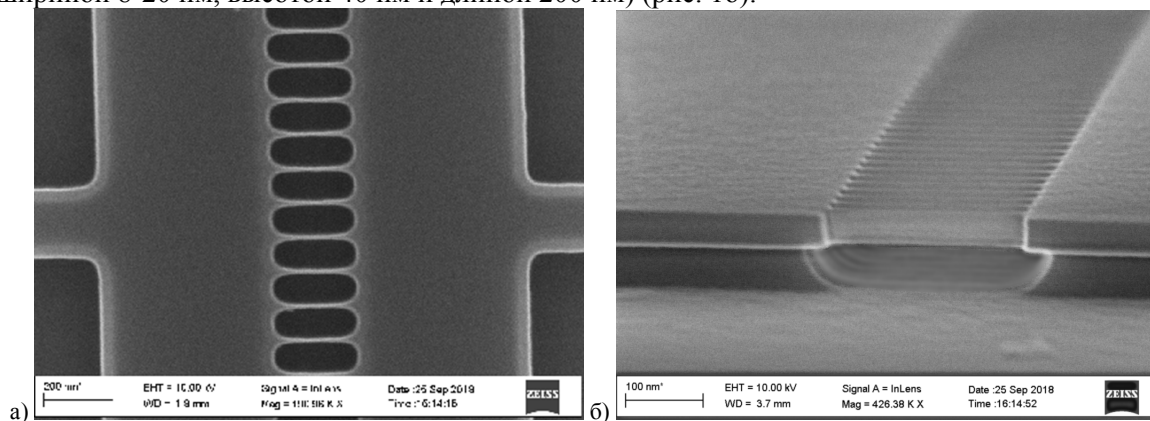


Рис.1. а) Вид структуры массива нанопроводов, б) подвешенные нанопровода

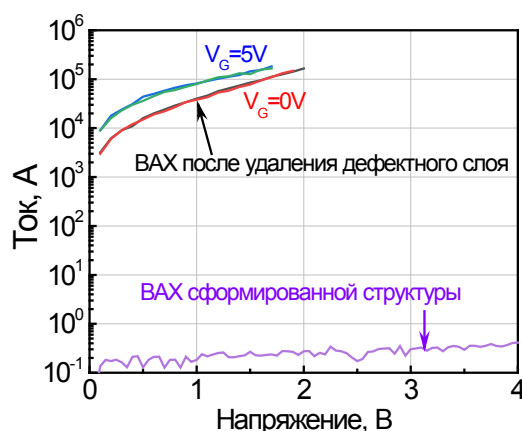


Рис. 2. Вольтамперные характеристики массива нанопроводов

Для оценки влияния дефектного слоя на поверхность кремния после плазменного травления были измерены вольт-амперные характеристики изготовленных структур кремниевых нанопроволочных решеток до и после удаления поврежденного слоя (рис. 2). Наблюдаемое резкое различие в плотности тока между образцами сразу после плазменного травления и теми же образцами с удаленным поврежденным слоем составляет 6 порядков. После плазменного травления плотность тока через Si-NW составляет около $3 \cdot 10^{-5}$ А/см² при 1 В, а после удаления поврежденного слоя - 54 А/см² при 1 В, $V_G = 0$. Этот эффект объясняется значительным уменьшением рассеяния носителей на дефектах в поверхностном слое.

3. Заключение

Применение технологии точного плазменного травления и последующего окисления на пластинах SOI позволило сформировать ключевой элемент диодной структуры для THz-генерации - массивы нанопроводов сечением 10-20 нм и длиной 200 нм и выше. Контролируемое окисление кремния удаляет нарушенный слой и переводит массив нанопроводов NW-Si на поверхности в подвешенное состояние (suspended NWs), для получения необходимых условий для баллистического пролета носителей в структуре генерирующего диода. Будут представлены результаты измерения параметров терагерцового излучения структуры.

Работа частично поддержана грантом Российского фонда фундаментальных исследований (Грант 16-29-09510 офи-м).

Список литературы

1. Попов В.П., Ильницкий М.А., Жанаев Е.Д., Мяконьких А.В., Руденко К.В., Глухов А.В. Биосенсорные свойства КНИ нанопроволочных транзисторов с защитным слоем диэлектрика PEALD Al₂O₃ // Физика и техника полупроводников. 2016, Т.50, вып.5, С.643-649.
2. Fedichkin L., Vyurkov V. Quantum ballistic channel as an ultrahigh frequency generator // Appl. Phys. Lett. 1994, vol. 64, pp. 2535-2536.

Топологии поверхности тонких пленок алюминия и поглощающие свойства металл диэлектрических структур в СВЧ диапазоне

Фитаев И. Ш., Орленсон В. Б., Романец Ю. В., Мазинов А. С.

*Крымский федеральный университет им. В. И. Вернадского
просп. Ак. Вернадского, 4, Симферополь, 295007, Россия
mazinovas@cfuv.ru*

Аннотация: В работе представлены экспериментальные и теоретические результаты по исследованию рельефа поверхности тонких пленок алюминия. Объясняется аномальное поглощение излучения в диапазоне от 2,0 до 4,2 ГГц. Анализ профилограмм и общей 3D топологии металлдиэлектрических структур (МДС) позволил выявить механизм роста проводника на аморфных подложках со средними перепадами высот в 15 нм шероховатостью 2 нм. Приводится неоднозначная динамика изменения рельефа тонкопленочной структуры в зависимости от увеличения объемной массы осажденного материала, которая приводит к локальному росту шероховатости с максимумом при толщине пленки в 7 нм. Проведён теоретический анализ оптических коэффициентов в зависимости от топологии проводящей поверхности исследуемых структур.

1. Введение

Развитие микроэлектронной промышленности наряду с использованием полупроводниковых материалов и диэлектриков нуждается в создании тонких проводящих пленок в качестве шин данных, контактных (соединительных) площадок, экранов и т.д.[1]. В работе [2] показано, что проводящие пленки толщиной в единицы нанометров могут поглощать практически половину падающей мощности ЭМП в диапазоне частот от единиц до нескольких сотен гигагерц. Актуальным является поиск закономерностей формирования проводящих слоев МДС структур, используемых в качестве экранирующих покрытий сверхвысокочастотного излучения в диапазоне длин волн от 7 до 15 см и связь рельефа структуры с поглощением ЭМП.

2. Синтез и микроскопия тонких пленок

В качестве проводящего материала был выбран алюминий, так как он является часто применяемым материалом в микроэлектронной промышленности. Метод магнетронного осаждения, который реализовывался на установке УРМ 3.1279.0129 с дополнительной ионной очисткой и планетарной системой вращения подложек, обеспечивающей равномерность нанесения покрытий. Возможность изменять скорость вращения подложки позволила изменять характеристики осаждения материала. Атомно-силовое сканирование поверхности подложки позволило более детально изучить базисный рельеф и показало, что большинство дефектов представляло собой образования с размерами основания 2x2 мкм, со средним размахом высот $Z_d = 20 \pm 5$ нм. Анализ поверхности позволил выявить наличие относительно высоких, но достаточно редких пиков.

3. Поглощающие свойства пленок и связь с рельефом поверхности

Обнаружено, что пленка на начальном этапе роста (до 1 нм) имеет тенденцию к монотонному уменьшению средней шероховатости практически до толщины 5 нм, в то время как происходит увеличение максимальной разности высот (до 3 нм). После наращивания определенной толщины (порядка 3 нм) значения разности высот и средней шероховатости начинают убывать. Однако, уже начиная с толщин ~ 5 нм наблюдается обратный рост данных значений, который имеет максимум при толщине слоя в 7 нм, после чего, происходит повторное уменьшение величины шероховатости и разности высот. Обнаруженный «пик» на 7 нм выбивается из закономерного монотонного «сглаживания» рельефа при увеличении толщин пленок, но коррелирует с результатами исследования по поглощению СВЧ излучения тонкими металлическими пленками, которые показаны на рисунке 1а.

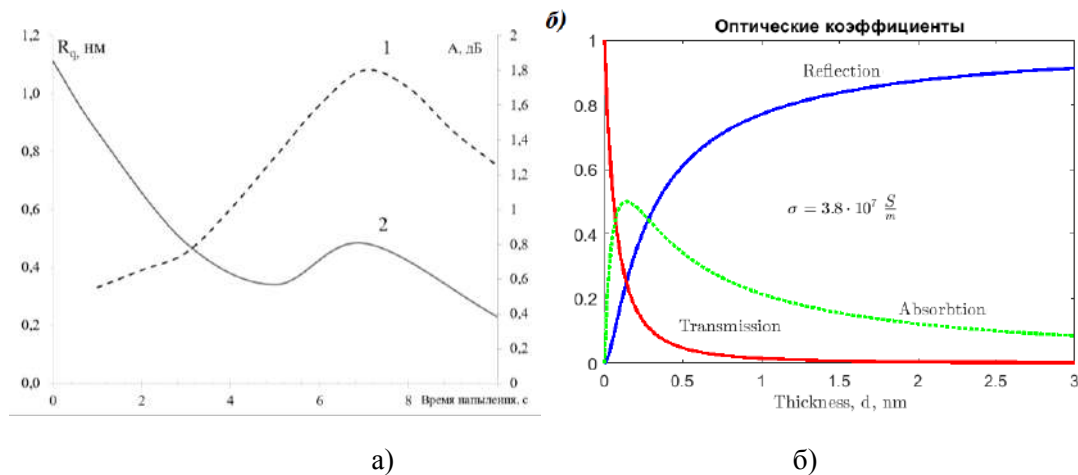


Рис.1 а) Зависимость от толщины пленки: 1 – коэффициента ослабления; 2 – шероховатости поверхности б) зависимость оптических коэффициентов от толщины пленки, полученных в результате моделирования

Моделирования рассеяния ЭМ волны СВЧ диапазона на тонкой проводящей пленке позволило рассчитать оптические коэффициенты по полю исходя из теории рассеяния (рис.1б) [3]:

$$r = \frac{r_{12} + r_{23}e^{-j2\psi}}{1 + r_{12}r_{23}e^{-j2\psi}}, \quad (2.1)$$

$$t = \frac{(1 - r_{23})(1 - r_{12})e^{-j\psi}}{1 + r_{12}r_{23}e^{-j2\psi}}, \quad (2.2)$$

где r , t – комплексные коэффициенты отражения и прохождения соответственно, $A = 1 - (|r|^2 + |t|^2)$ – коэффициент поглощения. r_{12} , r_{23} – комплексные коэффициенты отражения между слоями 1 и 2, 2 и 3 соответственно. При нормальном падении $\psi = k_0 \tilde{n} d$, где k_0 – волновой вектор в свободном пространстве, d – толщина проводящей плёнки, $\tilde{n} = \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$ – показатель преломления.

Несовпадения экспериментальных результатов измерений с теоретической моделью (рис.1 а, б) объясняется тем, что данная модель предполагает наличие гладких границ проводящего слоя, что на рассматриваемых толщинах в условиях полупромышленного метода получения тонких плёнок невозможно достичь. Для учёта неоднородностей проводящей области был применен метод связанных волн. Моделирование отражения и прохождения на его основе позволило провести анализ изменения оптических коэффициентов в зависимости от толщины плёнки и степени перекрытия поверхности подложки проводящим материалом.

4. Заключение

В работе приведены результаты исследования поверхности подложки из боросиликатного стекла и динамики образования пленки из алюминия. Стартовая геометрия определила начальный рост отдельных участков, который привел к увеличению разности высот до 25 нанометров, в то время, как средняя шероховатость монотонно уменьшалась (< 1 nm). Особый интерес представляет участок повторного увеличения шероховатости и разности высот, который начинается при толщинах пленки более 5 nm и имеет максимум на 7 nm. Максимальные значения шероховатости (толщина пленки 7 nm) совпадают с максимальными значениями поглощения (преобразования) СВЧ энергии, что так же подтверждается модельными расчетами, в которых максимум поглощения зависит от толщины и коэффициента заполнения металлизированного покрытия.

Список литературы

1. Vogler D., The Roadmap to 5nm: Convergence of Many Solutions Needed [online], SEMI, SEMI Foundation Continues. 10.04.19. Available at: <http://www.semi.org/en/node/55926>.
2. Ahmad N, Stokes Jamie, Neil A Fox, Teng M., Cryan Martin James. Ultra-Thin Metal Films for Enhanced Solar Absorption. Nano Energy, 2012, Vol.1, No. 6, DOI: 10.1016/j.nanoen.2012.08.004.
3. M. G. Moharam, Drew A. Pommet, Eric B. Grann, "Stable implementation of the rigorous coupled-wave analysis for surface-relief gratings: enhanced transmittance matrix approach. J. Opt. Soc. Am. A, Vol. 12, No. 5, pp. 1077–1086, May 1995.
4. R. C. Rumpf <http://emlab.utep.edu>, Multiple Scattering.

Непрерывный субтерагерцовый гиротрон на высоких циклотронных гармониках

И.В. Бандуркин, Н.А. Завольский, Ю.К. Калынов, В.Н. Мануилов,

И.В. Ошарин, А.В. Савилов, А.Ш. Фикс

Институт прикладной физики РАН
ул. Ульянова, 46, Нижний Новгород, 603950, Россия
osharin@appl.sci-nnov.ru

Аннотация: В ИПФ РАН разработан и создается субтерагерцовый гиротрон с большой орбитой (ГБО) электронов (ГБО) непрерывного действия, работающий сразу на второй, третьей и четвертой циклотронных гармониках на частотах 0.26, 0.39 и 0.52 ТГц соответственно. В работе приведены результаты проведенного к настоящему времени экспериментального тестирования ГБО на второй-третьей гармониках в режиме длинных импульсов (длительности 0.1–60 с) с выводом ГБО в непрерывный режим генерации.

1. Введение

В настоящее время в ИПФ РАН ГБО на высоких циклотронных гармониках развиваются на основе двух экспериментальных установок. Первый терагерцовый гиротрон на высокой циклотронной гармонике был реализован на основе установки «импульсный ГБО» [1]. В текущей конфигурации этого гиротрона используется приосевой электронный пучок с током до 0.7 А и напряжением 50-80 кэВ. В первых экспериментах была генерация на второй и третьей циклотронных гармониках с мощностью на уровне сотен Ватт в широком (0.55 - 1.0 ТГц) диапазоне частот при рабочих магнитных полях 10-14 Тл. Установка «непрерывный ГБО» [2] разрабатывается как прототип многочастотного источника для спектроскопических приложений. Она основана на использовании криомагнита (5 Тл) и приосевого 30 кэВ/0.7А электронного пучка. Основная цель создания этой установки – получение непрерывной генерации на второй-третьей-четвертой циклотронных гармониках на востребованных в ЯМР-спектроскопии частотах 0.26 - 0.39-0.52 ТГц с выходной мощностью на уровне сотен Ватт. К настоящему времени в этом гиротроне получена генерация на второй и третьей гармониках в длинноимпульсном (~0.1 с) и непрерывном режимах. Для обеспечения селективного возбуждения четвертой циклотронной гармоники, а также для улучшения работы гиротрона на третьей гармонике разрабатываются специальные протяженные секционированные резонаторы с пониженным дифракционными добротностями рабочих мод [2,3].

2. Экспериментальное исследование непрерывного гиротрона с большой орбитой

Развитие непрерывного гиротрона с параметрами электронного пучка 30 кэВ / 0.7 А направлено на создание прототипа универсального многочастотного суб-терагерцового источника для спектроскопических приложений (конкретнее, для динамической поляризации ядер в установках ядерного магнитного резонанса). В гиротроне используется криомагнит с интенсивностью магнитного поля около 5 Тл и электронно-оптическая система с каспом магнитного поля, формирующая приосевой электронный пучок со средним питч-фактором частиц в рабочем резонаторе 1.5.

В первых экспериментах работа непрерывного ГБО на второй и третьей циклотронных гармониках тестировалась в импульсных режимах (от 10 мкс до 0.3 с) [2]. Затем ГБО был выведен в длинноимпульсный (несколько секунд) и непрерывны режимы генерации. При этом для возбуждения и второй, и третьей гармоник использовался один и тот же регулярный резонатор длиной 19 мм. Рабочие моды TE_{2,5} (вторая циклотронная гармоника, частота 0.267 ТГц) TE_{3,7} (третья гармоника, частота 0.394 ТГц) возбуждались при слегка разным магнитных полях. Численное моделирование предсказывало хорошую сепарацию этих двух

мод рабочими магнитными полями (Рис. 1 а), что подтвердилось и в экспериментах. Оптимальный режим генерации на второй циклотронной гармонике наблюдался при магнитном поле 5.02 Тл, в то время как третья циклотронная гармоника возбуждалась при поля менее 4.95 Тл. В длинноимпульсных и непрерывных экспериментах при генерации на обеих гармониках регистрировался стабильный «плоский» импульс выходного излучения. Максимальные мощности генерации на второй/третьей гармониках составляли около 800 / 300 Ватт, что соответствует КПД около 4% / 1.5% (рис. 1).

Низкий КПД генерации на третьей циклотронной гармонике во многом обусловлен большой (около 70%) долей омических потерь в этом режиме. Это же фактор является основным препятствием для перехода к работе на четвертой циклотронной гармонике, что соответствует дифракционной добротности более 100 000. В этом случае примерно 95 % мощности, излучаемой электронным пучком, теряется в стенках резонатора. С учетом того, что электронный КПД при переходе на четвертую гармонику также довольно низок (приблизительно 2 %), выходной КПД гиротрона в таких условиях оказывается менее 0.1 %. Для решения этой проблемы разработан квазирегулярный резонатор, в котором пятая продольная мода взаимодействует с электронами в высокоэффективном и не критичном к разбросу гиротронном режиме [19] (рис. 2). При примерно том же (около 2 %) электронном КПД такое снижение омических потерь обеспечивает 8-кратный рост выходной мощности, что соответствует выходному КПД 0.7 % и для рабочего электронного пучка 0.5 А / 30 кэВ соответствует выходной мощности около 100 Вт при непрерывной генерации на частоте 0.52 ТГц.

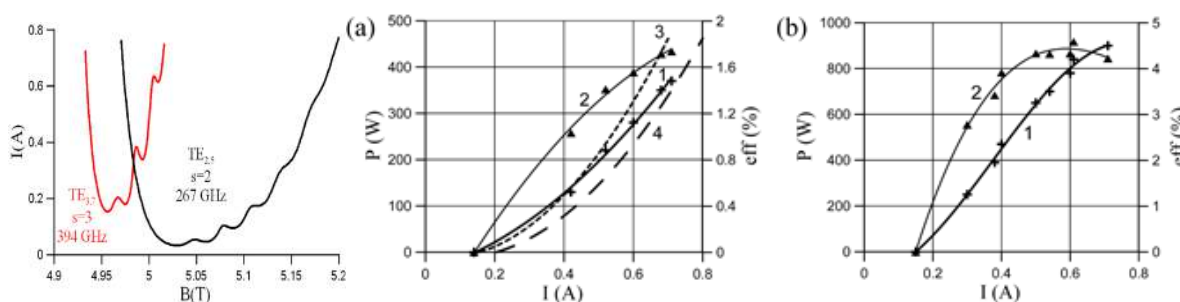


Рис. 1. Цветные линии – расчетные значения стартовых токов мод $\text{TE}_{3,7}$ и $\text{TE}_{2,5}$ на третьей и второй гармониках соответственно. Измеренная выходная мощность (отмечено + на линии 1) и КПД (треугольники на линии 2), а также расчетные значения выходной мощности при питч-факторе 1.5 (линия 3) и 1.4 (линия 4) для ГБО в случае работы на третьей (а) и на четвертой (б) гармонике.

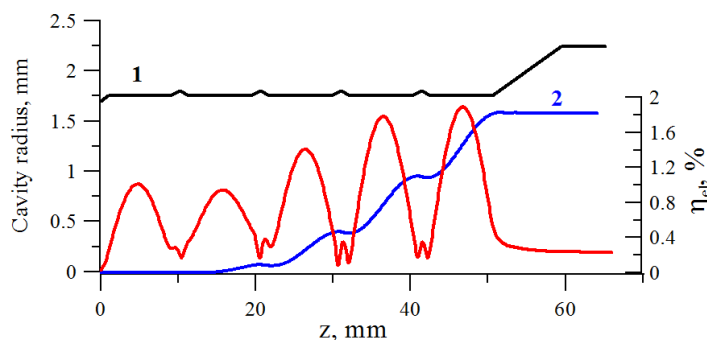


Рис. 2. Гиротрон с секционированным резонатором на четвертой циклотронной гармонике. Оптимизированный профиль резонатора (кривая 1) и структура поля рабочей моды $\text{TE}_{4,5}$, а также рассчитанная зависимость электронного КПД от продольной координаты (кривая 2).

Работа поддержана РНФ (проект 17-19-01605).

Список литературы

1. Bratman V.L., Kalynov Yu.K., Manuilov V.N. Large-orbit gyrotron operation in the terahertz frequency range // Physical Review Letters, 2009, 102 (24), № 245101.
2. Bandurkin I.V., Bratman V.L., Kalynov Y.K., Osharin I.V., Savilov A.V. Terahertz Large-Orbit High-Harmonic Gyrotrons at IAP RAS: Recent Experiments and New Designs // IEEE Transl. Electron Devices, vol. 65, p. 2287, 2018.
3. Bandurkin I.V., Kalynov Y.K., Osharin I.V., Savilov A.V. Gyrotron with a sectioned cavity based on excitation of a far-from-cutoff operating mode // Physics of Plasmas, 23 (1), № 013113

Коротковолновые гиротроны с квазирегулярными и секционированными резонаторами

А.С. Зуев, И.В. Железнов, И.В. Ошарин, А.В. Савилов

Институт прикладной физики РАН
ул. Ульянова, 46, Нижний Новгород, 603950, Россия
osharin@appl.sci-nnov.ru

Аннотация: В гиротронах для повышения эффективности генерации на высокой циклотронной гармонике предложено использовать переход к усмтойчивой работе в режиме ЛБВ за счет добавления нерегулярности (поглотителя) на стенке резонатора. В работе приведены результаты исследования такой схемы. Также представлены результаты теоретического исследования перестройки частоты при изменении рабочего магнитного поля в терагерцовом гиротроне с квазирегулярным секционированным резонатором с периодическими фазовыми корректорами.

1. Введение

Традиционные мощные субтерагерцовые гиротроны, востребованные ряде важных современных приложений, обеспечивают мощность излучения вплоть до 1 МВт в квазинепрерывном режиме на частотах до 0.17 ТГц и порядка 1 кВт [1] в длинных импульсах на частотах до 1.3 ТГц [2]. При этом, однако, для достижения области частот около 1 ТГц необходимы огромные (свыше 30 Тесла) магнитные поля. Использование генерации на высоких гармониках существенно повышает доступность потребителям терагерцовых гиротронов. При этом, однако, в таких гиротронах кроме естественных электронно-оптических задач возникают проблемы, связанные со слабостью электронно-волнового взаимодействия на высоких циклотронных гармониках, в частности, необходимость использования протяженных рабочих резонаторов для обеспечения старта возбуждения. Это влечет за собой увеличение доли омических потерь, вызванных чрезвычайно высокими дифракционными добротностями рабочих волн. Для решения этой проблемы предлагается использовать резонатор с рассеивающей неоднородностью, а также квазирегулярный резонатор с волновыми корректорами. Последняя конфигурация исследовалась также с точки зрения перестройки частоты при изменении рабочего магнитного поля.

2. Перестройка частоты в коротковолновых гиротронах с нерегулярными резонаторами

Достаточно простой и технологичный подход, направленный на решение проблемы снижения дифракционной добротности рабочей волны в протяженных резонаторах гиротронов, основан на использовании квазирегулярного резонатора, состоящего из нескольких регулярных секций, разделённых короткими нерегулярностями, обеспечивающими набег фазы между секциями, равный π [3]. В такой системе относительно далекая от отсечки (и, соответственно, обладающая относительно низкой дифракционной добротностью) продольная мода возбуждается в гиротронном режиме. На основе этого подхода был предложен трехсекционный резонатор импульсного умеренно релятивистского (80 кВ, 0,7 А) гиротрона на моде $TE_{3,7}$, возбуждаемой на третьей гармонике на частоте 1 ТГц [4].

Такая система была теоретически исследована с точки зрения перестройки частоты при изменении рабочего магнитного поля. Уменьшение рабочего магнитного поля в такой конфигурации соответствует переходу к работе в режиме лампы обратной волны (ЛОВ). Для этого случая зависимость электронного и волнового КПД, а также частоты от магнитного поля показана на рисунке 3. В таком секционированном резонаторе волновой КПД в области гиротронного возбуждения третьей продольной моды (область (b) на рис. 3) близок к волновому КПД в области магнитных полей, соответствующих возбуждению первой продольной моды (область (a) на рис. 3). Такая картина имеет место вследствие того, что если третья мода имеет преимущество работы в высокоэффективном гиротронном режиме, то первая мода, возбуждаемая в режиме ЛОВ, имеет большую добротность за счет

меньшей групповой скорости вывода излучения из резонатора. При неизменной мощности стационарной генерации разница частот составляет около 0.1 %, что примерно равно ширине полосы перестройки частоты. Зависимость частоты от нормированного времени при меняющемся магнитном поле показана на рисунке 2. Таким образом, путем простого переключения рабочего магнитного поля можно обеспечить достаточно заметное (для гиротрона) изменение частоты стационарной генерации без изменения мощности выходного излучения.

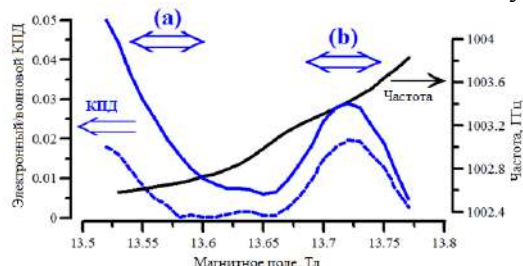


Рис. 1. Зависимость частоты, электронного и волнового КПД терагерцового ГБО с секционированным резонатором от рабочего магнитного поля. Область (a) соответствует возбуждению основной гиротронной моды в режиме лампы обратной, область (b) соответствует возбуждению третьей продольной моды в гиротронном режим.

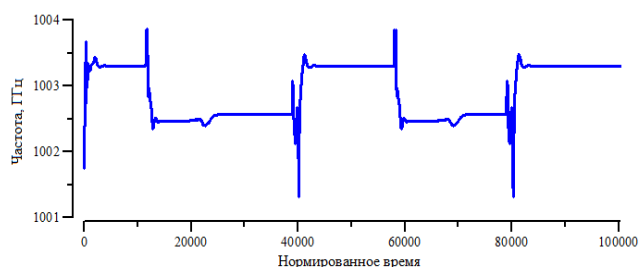


Рис. 2. Зависимость частоты генерации от нормированного времени при меняющемся магнитном поле.

3. Повышение эффективности генерации на высокой циклотронной гармонике за счет устойчивого возбуждения в режиме лампы бегущей волны

Переход к работе на высоких продольных модах, возбуждаемых в режиме лампы бегущей волны (ЛБВ), стоит рассматривать как вариант предыдущего метода. В обычных условиях генерация на второй (или выше) продольной моде в режиме ЛБВ нестабильна из-за возбуждения низшей продольной моды [5]. При переходе к работе в режиме ЛБВ, т.е. при уменьшении рабочего магнитного поля, сперва возбуждается вторая продольная мода (рис. 3 а), затем после некоторого переходного процесса происходит ее подавление низшей продольной модой. Чтобы обеспечить устойчивость возбуждения второй продольной моды, предлагается использовать нерегулярность (поглотитель) в середине рабочего резонатора, т.е. в месте смены знака для второй продольной моды. В этом случае мода с двумя продольными вариациями практически не испытывает искажений (рис. 3 б) и устойчиво возбуждается с достаточно высоким КПД и значительно меньшей долей омических потерь (около 50 % против 70-80 % для регулярного резонатора).

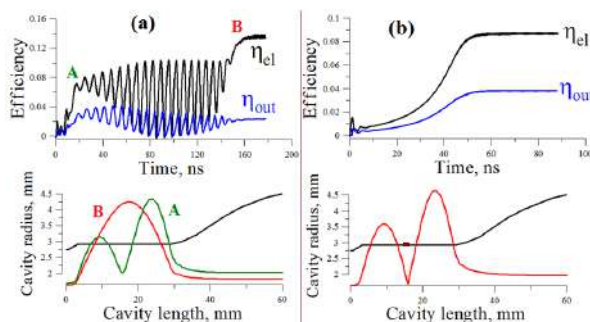


Рис. 3. Динамика возбуждения гиротрона при переходе к работе в режиме ЛБВ для случая регулярного (a) и резонатора и резонатора с поглотителем (b).

Работа поддержана РФФИ, проект 18-32-00772 мол_a.

Список литературы

1. Denisov G.G. et al. Development in Russia of high-power gyrotrons for fusion // Nuclear Fusion, 2008, 48 (5). pp. 54007.
2. Glyavin M.Y. et al. Generation of 1.5-kW, 1-THz coherent radiation from a gyrotron with a pulsed magnetic field // Physical Review Letters, 2008, 100 (1), Art. no. 015101.
3. Bandurkin I.V., Kalynov Y.K., Osharin I.V., Savilov A.V. Gyrotron with a sectioned cavity based on excitation of a far-from-cutoff operating mode // Physics of Plasmas, 23 (1), № 013113.
4. Bratman V.L., Kalynov Yu.K., Manuilov V.N. Large-orbit gyrotron operation in the terahertz frequency range // Physical Review Letters, 2009, 102 (24), № 245101.
5. Kalynov Yu.K., Osharin I.V., Savilov A.V. Stability of excitation of travelling waves in gyrotrons with low-relativistic electron beams // IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 64, no. 11 (2017).

Трехмерные неадиабатические электронно-оптические системы гиротронов с неоднородной плотностью тока

^{1,2} Лещева К.А., ^{1,2} Мануилов В.Н., ¹ Гольденберг А.Л.

¹ Федеральное государственное бюджетное научное учреждение «Федеральный исследовательский центр
Институт прикладной физики Российской академии наук»
ул. Ульянова, 46, Нижний Новгород, 603950, Россия

² Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского
пр. Гагарина, 23, Нижний Новгород, 603950, Россия
ksenilescheva@mail.ru

Аннотация: Представлены результаты численного исследования влияния трехмерных возмущений геометрии и распределения плотности объемного заряда в неадиабатической магнетронно-инжекционной пушке гиротронов. Приведены результаты прямого численного моделирования по 3-D программе CST Studio Suite систем с различными вариантами нарушений азимутальной симметрии плотности тока эмиссии.

Традиционно к качеству электронно-оптических систем гиротронов используются адиабатические магнетронно-инжекторные пушки (МИП) [1]. Наряду с несомненными достоинствами (надежность, простота, малая критичность) МИП обладают и рядом принципиальных недостатков, среди которых, вследствие специфики формирования винтового электронного пучка (ВЭП) в адиабатических полях, наиболее серьезным и принципиально не устранимым является влияние шероховатостей эмиттера и тепловых начальных скоростей электронов. Указанные факторы приводят к существенному увеличению разброса вращательных скоростей электронов, особенно в гиротронах миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн, что приводит к необходимости снижения питч-фактора (отношения вращательной и продольной скоростей электрона в рабочем пространстве) для сохранения устойчивости пучка. Резко снизить влияние шероховатостей и тепловых скоростей можно при неадиабатической схеме формирования ВЭП, поскольку в этом случае первоначально формируется прямолинейный пучок, и лишь затем осуществляется его первоначальная закрутка в неадиабатическом электрическом или магнитном поле. Дальнейшее увеличения осцилляторной скорости частиц до требуемой величины производится за счет адиабатического сжатия пучка в плавно нарастающем магнитном поле. Существует несколько схем неадиабатических ЭОС [2]. Одной из новых и недавно предложенных является аксиально-симметричная система формирования (рис.1, рис.2) [3], в которой прямолинейный пучок инжектируется через кольцевую щель под углом к магнитному полю и за счет этого осуществляется первичная закрутка пучка. Первые численные расчеты таких систем показали, что в них, по сравнению с МИП, возможно полутора-двухкратное снижение скоростного разброса и за счет этого существенное увеличение питч-фактора прибора при сохранении устойчивости ВЭП.

Однако на данный момент неизученным остается вопрос влияния неоднородности эмиссии на работу данных систем. В адиабатический магнетронно-инжекторных пушках одним из важных факторов при формировании ВЭП в гиротронах является неоднородность термоэлектронной эмиссии [4]. Электронно-оптические системы в гиротронах, в отличие от большинства других вакуумных приборов СВЧ, работают в режиме температурного ограничения эмиссии, а не ограничения тока пространственным зарядом пучка. Поэтому, вследствие неоднородности прогрева катода по азимуту, в них наблюдается существенное нарушение азимутальной симметрии распределения плотности тока эмиссии, что приводит к азимутальной неоднородности электронного потока. Это является причиной появления неоднородных полей, которые, в свою очередь, увеличивают скоростной разброс электронов, способствуют возбуждению паразитных низкочастотных колебаний и появлению разброса частиц ВЭП по энергии. Неоднородная структура пучка ответственна также за развитие паразитных мод в резонаторе [5]. Несмотря на то, что влияние шероховатостей эмиттера и тепловых начальных скоростей электронов на работу прибора в неадиабатических системах удалось снизить, влияние неоднородного нагрева катода продолжает оставаться актуальным вопросом при формировании ВЭП.

В докладе на базе 3D комплекса CST Studio Suite [6] выполнено численное моделирование неадиабатической ЭОС и проведено сравнение качества формируемого ВЭП при различных вариантах неоднородности эмиссии. Проведено сравнение влияния неоднородного нагрева катода на качества формируемого ВЭП адиабатических и неадиабатических системах.

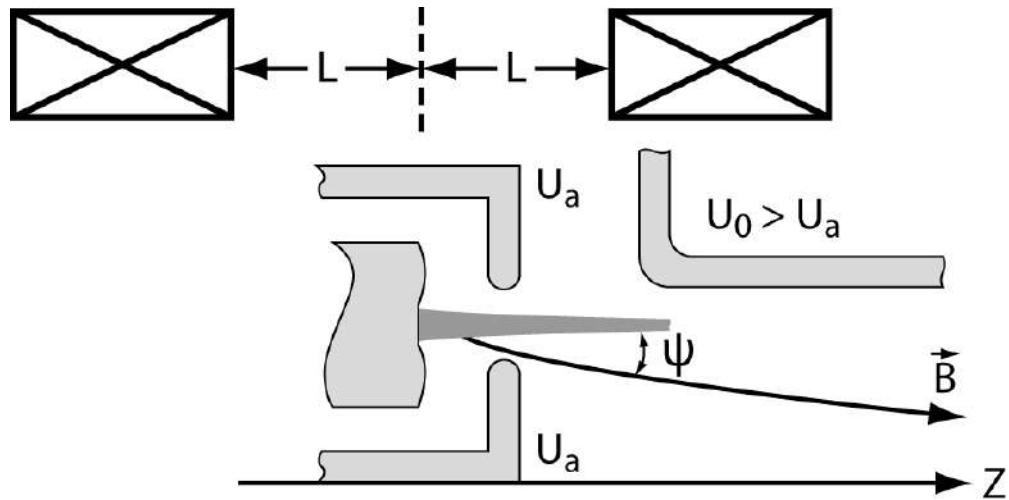


Рис. 1. Схема неадиабатической электронно-оптической системы.

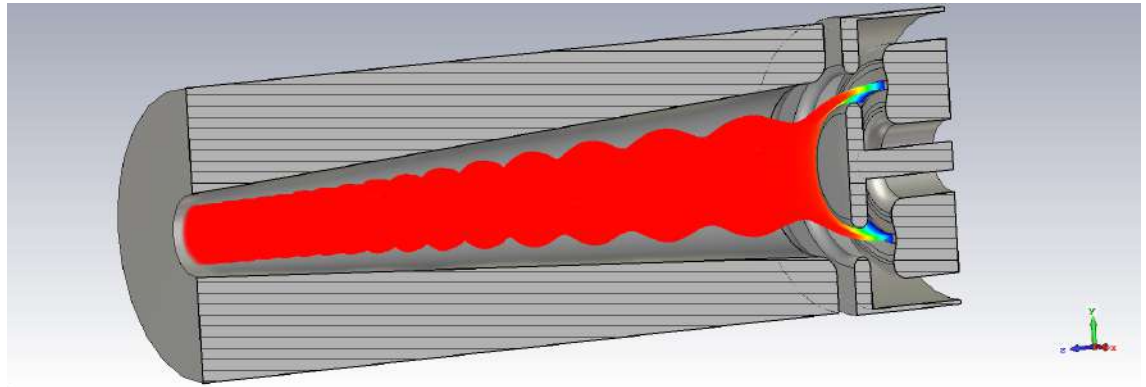


Рис. 2. Неадиабатическая электронно-оптическая система.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-32-00142.

Список литературы

1. A.L.Goldenberg, M.I.Petelin Formation of helical electron beams in adiabatic gun// Radiophys. Quantum Electron. 1973.V.16, No 6. p. 141
2. М.Ю.Глявин, А.Л.Гольденберг, В.Н.Мануилов, М.В.Морозкин. Экспериментальное исследование электронно-оптической системы низковольтного гиротрона с неадиабатической электронной пушкой//Изв. Вузов. Радиофизика, 2011. Том 54. №8-9. С.690-695.
3. A. L. Goldenberg, M.Yu.Glyavin, K. A. Leshcheva, V.N.Manuilov Nonadiabatic electron-optical system of a technological gyrotron// Radiophys. Quantum Electron. 2017.V.60, No 5. p. 395
4. Лукша О.И. Винтовые электронные потоки гиротронов: динамика пространственного заряда и методы повышения качества: Дисс. ... докт. физ.-мат. наук / СПбГПУ. Санкт-Петербург, 2011. 285 с.
5. Louksha O., Pioszyk B., Sominski G. et al. On potentials of gyrotron efficiency enhancement: measurements and simulations on a 4-mm gyrotron // IEEE Trans.Plasma Science. 2006. Vol. 34. N 3. P. 502–511.
6. <https://www.cst.com/Products/CST>

Возможности повышения КПД гиротрона при захвате частоты внешним сигналом

В.Л.Бакунин, Г.Г.Денисов, М.В.Морозкин, Ю.В.Новожилова

*Институт прикладной физики Российской академии наук
ул. Ульянова, 46, Нижний Новгород, 603950, Россия
julia.novozhilova2009@yandex.ru*

Аннотация: Исследована возможность повышения КПД гиротрона, частота которого захвачена внешним монохроматическим сигналом. Найдены зависимости КПД от расстройки циклотронного резонанса при различных токах электронного пучка. Показано, что в многомодовом гиротроне существует возможность сдвига зоны захвата в область оптимальных по КПД параметров, при этом КПД может быть существенно увеличен по сравнению с автономным гиротроном.

1. Введение

В последние годы воздействие внешнего монохроматического сигнала на многомодовый гиротрон активно исследуется теоретически [1-3] и экспериментально [4]. Эти исследования были инициированы созданием в ИПФ РАН синтезированного квазиоптического преобразователя [5], трансформирующего большую часть входного сигнала в рабочую моду. Был проведен первый эксперимент по захвату частоты мощного гиротрона на частоте 35 ГГц с рабочей модой TE_{7.3} слабым монохроматическим сигналом магнетрона. Для мощного гиротрона на частоте 170 ГГц с рабочей модой TE_{28.12} результаты расчетов показали, что при захвате частоты может быть увеличен КПД и максимально достижимые токи, а также ширина полосы перестройки частоты рабочей моды [1,2]. Эти задачи являются важными для многих приложений, таких как спектроскопия, диагностика плазмы и в перспективе для создания комплекса когерентно излучающих гиротронов, управляемых задающим гиротроном стабилизированной частотой. Однако некоторые вопросы, связанные с возможностью увеличением КПД в гиротроне с внешним сигналом, оставались недостаточно изученными.

В данной работе на примере двух перечисленных гиротронов (с частотами 35 ГГц и 170 ГГц) показано, при каких параметрах можно ожидать повышения или уменьшения КПД при захвате частоты внешним сигналом.

2. Расчеты параметров генерации гиротронов в режиме захвата.

Как известно, поперечный КПД гиротрона – это доля поперечной энергии электронов, отданная полю излучения. В стационарном режиме одномодовой генерации в приближении фиксированной продольной структуры поля (справедливом при достаточно высокой добротности резонатора гиротрона), поперечный КПД определяется из уравнения движения электронов и зависит от амплитуды поля, действующего на электроны, и от длины пространства взаимодействия. Амплитуда поля в гиротроне, в свою очередь, зависит от тока электронного пучка, коэффициента связи пучка с волной и от расстройки циклотронного резонанса, а в случае воздействия внешнего сигнала также и от параметров внешнего сигнала. Для гауссовой продольной структуры поля зависимость КПД от амплитуды поля и от длины пространства взаимодействия была найдена в работе [6]. При захвате частоты гиротрона, как и любого другого автогенератора, монохроматическим внешним сигналом, амплитуда поля и, следовательно, мощность излучения, возрастают. Однако при этом КПД (доля энергии, отданной электронным пучком), может как увеличиваться, так и уменьшаться. Это не противоречит уравнению баланса мощностей $P_{rad} = P_{ex} + IU\eta$ (P_{rad} , P_{ex} – мощности излучения и внешнего сигнала, I , U , η – ток пучка, напряжение и электронный КПД), показывающему, что возрастание мощности излучения может происходить как за счет увеличения КПД электронного пучка, так и в результате поглощения мощности внешнего сигнала.

Сопоставление результатов, полученных в [6], с расчетами КПД гиротронов на частоте 170 ГГц и 35 ГГц с внешним сигналом в режиме захвата частоты показывает их полное соответствие.

В гиротроне с частотой 170 ГГц захват частоты внешним сигналом приводит к возрастанию КПД, а в гиротроне с частотой 35 ГГц – к уменьшению КПД. При этом на плоскости параметров тока и длины в работе [6] для 170ГГц гиротрона значение поля автономного гиротрона меньше оптимального, так что захват частоты и увеличение амплитуды поля приводит к продвижению в область больших КПД. Для 35 ГГц гиротрона ситуация обратная: значение поля автономного гиротрона выше оптимального, так что захват частоты и увеличение амплитуды поля приводит к продвижению в область меньших КПД.

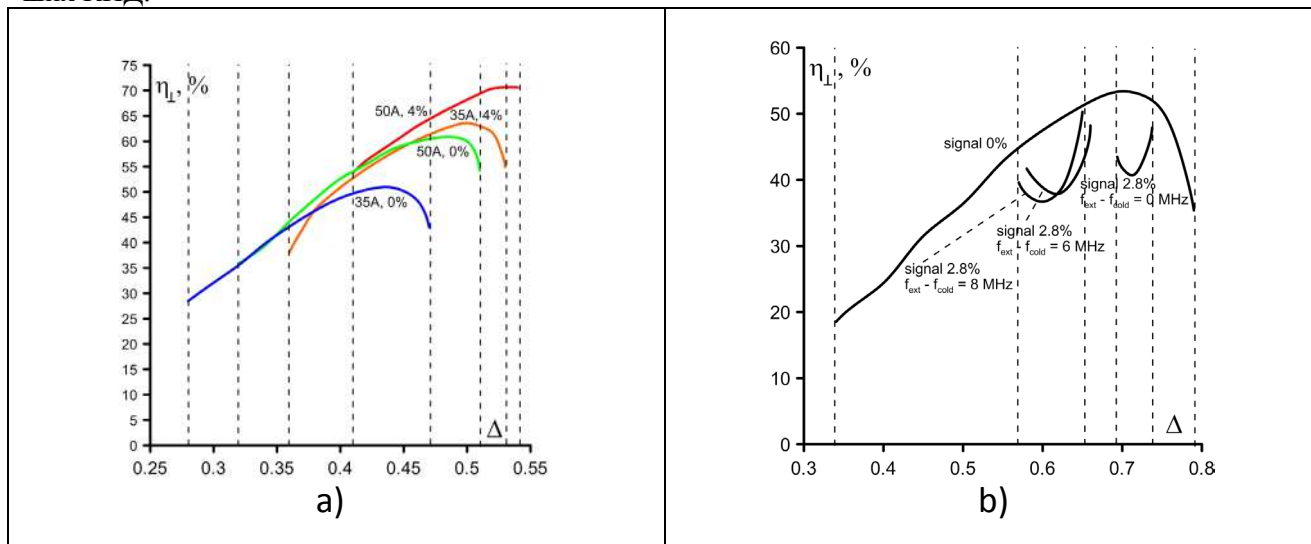


Рис.1. Зависимость поперечного КПД от расстройки циклотронного резонанса для гиротрона на частоте 170 ГГц (а) и 35ГГц (б). Разные кривые соответствуют разной мощности сигнала (в процентах от мощности излучения автономного гиротрона), разным значениям тока (на рисунке 1 а) и разным значениям частоты внешнего сигнала (на рис. 1б).

3. Заключение

Показано полное соответствие результатов расчета КПД в стационарном одномодовом режиме многомодовых гиротронов в режиме захвата частоты рабочей моды внешним сигналом с результатами, полученными ранее для более простой модели. На основе проведенных расчетов можно сделать вывод, что КПД при захвате частоты гиротрона внешним сигналом может возрасти, если амплитуда поля в автономном режиме генерации (без внешнего сигнала) имеет значение ниже, чем оптимальное для достижения высокого КПД.

Список литературы

1. В.Л.Бакунин, Г.Г.Денисов, Ю.В.Новожилова. Влияние конкуренции мод на режим захвата частоты многомодового гиротрона внешним монохроматическим сигналом. // Изв вузов. Радиофизика. 2016. Т.59, №8-9. С.709-719.
2. В.Л.Бакунин, Г.Г.Денисов, Ю.В.Новожилова. Зоны захвата частоты многомодового гиротрона мегаваттного уровня мощности внешним сигналом. // Изв. вузов. Радиофизика. 2015. Т. 58, № 12. С. 999-1011.
3. Ginzburg N. S., Sergeev A. S., Zotova I.V. Time-domain self-consistent theory of frequency-locking regimes in gyrotrons with low-Q resonators. // Physics of Plasmas.2015. V.22. P.033101-1-5.
4. В.Л. Бакунин, Ю.А. Гузнов, Г.Г. Денисов, Н.И. Зайцев, С.А. Запечалов, А.Н. Куфтин, Ю.В. Новожилова, А.П. Фокин, А.В. Чирков, А.С. Шевченко. Экспериментальное исследование влияния внешнего сигнала на режим генерации гиротрона мегаваттного уровня мощности // Письма в ЖТФ, 2018, том 44, вып. 11 12 июня, с. 38-45.
5. Chirkov A. V., Denisov G. G., and Kuftin A. N. Perspective gyrotron with mode converter for co- and counter-rotation operating modes. // Applied Physics Letters 106, 263501 (2015); doi: 10.1063/1.4923269
6. Нусинович Г.С., Эрм Р.Э. К.П.Д. МЦП-монотрона с гауссовым продольным распределением высокочастотного поля. Электронная техника. Серия 1. Электроника СВЧ. 1972. Вып. 8. С.55-60.

Особенности моделирования динамики электронных потоков методами «частица- частица» с учетом эффектов запаздывания

¹ Аликов С.А., ¹ Шеин А. Г.

¹Волгоградский государственный технический университет,
г. Волгоград, 400131, Российская Федерация
sputnik_as@mail.ru, professor39@mail.ru

Аннотация: Проведен анализ влияния плоскости отделяющей пространство взаимодействия от области формирования пучка при моделировании методом «частица-частица» с эффектом запаздывания. В ходе моделирования показано, что граничные условия на поверхности оказывают существенное влияние на динамику электронных пучков в продольном магнитном поле, влияют на время образования виртуального катода и скорости частиц в пространстве взаимодействия.

1. Введение

Разработка эффективных алгоритмов и методов расчёта электронных пучков является одной из важных задач физической электроники. В последнее время широкое распространение получили методы «частица-в-ячейке» [1,2]. Но реализация данных методов основана на способе распределения заряда по узлам сетки – процедуре взвешивания. Выбор процедур взвешивания для плотности пространственного заряда приводит к появлению сеточных шумов и сеточных эффектов. По этой причине в работе [3] был предложен метод расчёта электронных потоков методом «частица-частица» с учётом эффектов запаздывания, в котором не вводилось процедуры взвешивания. Данный метод хорошо зарекомендовал себя при исследованиях пучков в скрещенных электрическом и магнитных полях [4], в работе [5] он был применён для исследований пучков над идеально-проводящей плоскостью. В данной работе метод «частица-частица» применён к задаче об электронном пучке в продольном магнитном поле, инжектируемом в неограниченное пространство.

2. Численная модель

В основе численной модели лежит метод крупных частиц. Пучок представляют в виде совокупности крупных частиц с массами и зарядами в k раз превосходящими массу и заряд электрона. Коэффициент укрупнения выбирают исходя из параметров силы тока I , временного шага Δt и числа частиц, влетающих в пространство взаимодействия за шаг N : $k = |I\Delta t / Ne|$. Далее происходит решение уравнений движения:

$$\frac{d\vec{p}_i}{dt} = q_i \left[\vec{E}_{ex}(\vec{r}_i, t) + \sum_j \vec{E}_{ji} + \vec{v}(\vec{p}_i) \times \left(\vec{B}_{ex}(\vec{r}_i, t) + \sum_j \vec{B}_{ji} \right) \right], \quad \frac{d\vec{r}_i}{dt} = \vec{v}(\vec{p}_i). \quad (1)$$

Здесь $\vec{E}_{ex}(\vec{r}_i, t)$ и $\vec{B}_{ex}(\vec{r}_i, t)$ - внешнее электрическое и магнитное поле, $\vec{v}(\vec{p}_i) = \vec{p}_i c / \sqrt{m_i^2 c^2 + p_i^2}$ - скорость частицы, $\vec{p}_i$ - её импульс, q_i, m_i – заряд и масса i -й крупной частицы. $\vec{E}_{ji}, \vec{B}_{ji}$ - электрическое и магнитное поле, создаваемое в точке с i -й частицей j -й частицей. Они определяются по формулам теории Лиенара-Вихерта. Момент времени в прошлом t' определяется из решения уравнения:

$$c(t - t') = |\vec{r}_i(t) - \vec{r}_j(t')|. \quad (2)$$

Решение уравнений движения проводилось методом Рунге-Кутты 4-го порядка. Поиск момента времени в прошлом – методом бисекции. Цилиндрический пучок инжектировался в пространство с постоянным продольным магнитным полем.

3. Результаты численного моделирования

Одной из особенностей, рассматриваемой модели, является то, что уравнения движения представляют собой систему нелинейных уравнений с запаздывающими аргументами. Для их решения

требуется знать функции $\vec{r}_i(t)$, $\vec{v}_i(t)$, $\vec{a}_i(t)$ на некотором временном интервале до начала инжекции, что невозможно, так как предполагалось, что характер движения электронов пучка до инжектирующей площадки нам неизвестен. В работе было принято, что пространство взаимодействия отделено от пространства, в котором происходит формирование пучка, и движение частиц вне пространства взаимодействия не влияет на движение частиц в пространстве взаимодействия. Первоначальная модель следовала идеологии, изложенной в работе [3] – предполагалось, что пространство взаимодействия неограниченно. Плоскость, которая отделяет пространство взаимодействия от пространства, в котором формируется пучок, является идеально поглощающей поверхностью, так что можно предполагать, что она отсутствует. Во втором случае плоскость предполагалась идеально проводящей. Можно показать, что в данном случае применим метод электрических изображений [5], но изображения требуется строить в виде траекторий положительно заряженных частиц и решать для них также уравнение (2). Сравнение фазового пространства в координатах $(v_z/c, z)$ для пучка с параметрами $I = 1 \text{ кА}$, $r = 5.5 \text{ мм}$ в момент времени 25 пс в этих двух случаях приведено на рисунке 1. Видно, что при наличии изображений виртуальный катод формируется быстрее. Небольшая часть электронов обладает скоростью больше начальной, скорость остальных электронов меньше начальной.

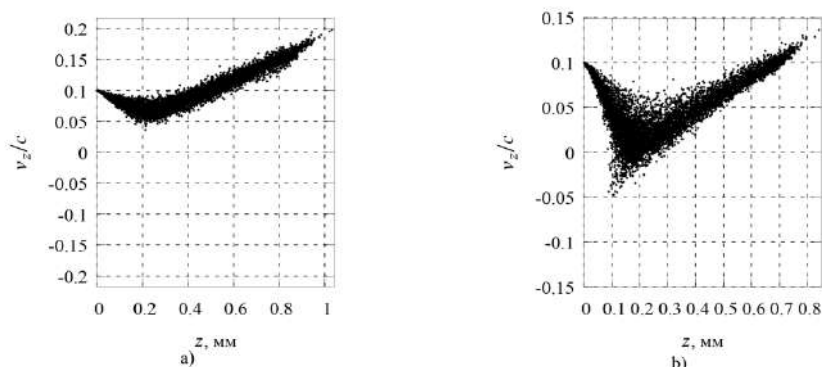


Рис. 1. Фазовое пространство потока при моделировании в приближении идеально поглощающей плоскости (а) и в приближении идеально-проводящей плоскости (б)

В докладе представлен анализ образования виртуального катода в продольном поле с учётом и без учёта изображений. Показано, что виртуальный катод при наличии изображений образуется раньше по времени. Приведены формы потоков и фазовых портретов при различных скоростях и начальных токах. Также выявлена особенность моделирования, связанная с ускорением крайних электронов пучка, которое имеет место, как с учётом поля изображений, так и без него, но величина которого существенно зависит от типа границы пространства взаимодействия.

4. Заключение

Моделирование методом «частица-частица» имеет множество особенностей. Большая вычислительная сложность требует применения для моделирования мощных ЭВМ, оно требовательно к памяти, но обладает тем преимуществом, что не вводит дополнительных предположений и процедур для распределения заряда по узлам сетки. Сравнение результатов моделирования для пучков с различными типами поверхности, ограничивающей пространство взаимодействия приводит к тому, что свойства границы существенно влияют на движение нерелятивистских и слабо релятивистских сильноточных пучков. Изменяется время образования виртуального катода, его положение. Всё это говорит о том, что пренебрегать в данном случае влиянием граничных поверхностей нельзя. В случае релятивистских пучков из-за наличия эффектов запаздывания влияние границ оказывается слабее. Пучок проходит без образования виртуального катода на большие расстояния. Но и в данном случае полностью пренебрегать существованием границы невозможно.

Список литературы

1. Григорьев Ю.Н., Вшивков В.А., Федорук М.П. Численное моделирование методами частиц-в-ячейках. Новосибирск: Издательство СО РАН, 2004. 360 с.
2. Umeda T., Omura Y., Tominaga T., Matsumoto H. A new charge conservation method in electromagnetic particle-in-cell simulations // Computer Physics Communications. 2003. V. 156. № 1. P. 73-85
3. Захарченко С.В., Шеин А.Г. Численное моделирование протяженных релятивистских электронных потоков // Известия Волгоградского государственного технического университета. 2007. № 6 (32). С. 44-48.
4. Ковтун Д.Г., Шеин А.Г., Насачев А.Г. Особенности моделирования поведения релятивистского электронного потока в скрещенных полях // Радиотехника и электроника. 2005. Т. 50. № 1. С. 114-118.
5. Ковтун Д.Г., Кравченко П.Д., Шеин А.Г. Влияние металлических стенок пространства взаимодействия на форму релятивистских электронных потоков, движущихся в скрещенных полях // Известия Волгоградского государственного технического университета. 2011. № 6 (79). С. 30-36.

Разработка генератора мощных субнаносекундных микроволновых импульсов 32 ГГц диапазона на основе пассивной синхронизацией мод

Вилков М. Н., Гинзбург Н. С., Зотова И. В., Сергеев А. С.,
Самсонов С. В., Богдашов А. А.

Институт прикладной физики РАН
ул. Ульянова, 46, Нижний Новгород, 603950, Россия
vilkovmn@ipfran.ru

Аннотация: Представлены результаты по разработке генератора периодической последовательности мощных субнаносекундных импульсов 32 ГГц диапазона. Проведено моделирование схемы, состоящей из винтовой giro-ЛБВ и насыщающегося абсорбера, основанного на циклотронном поглощении излучения прямолинейным электронным пучком. Согласно результатам проведенного анализа при параметрах усилителя близких к экспериментально реализованной винтовой giro-ЛБВ Ka-диапазона, возможна генерация периодической последовательности импульсов с пиковой мощностью 400 кВт, длительностью по полувысоте 200 пс и частотой повторения 1 ГГц. Результаты моделирования на базе усредненного описания частично подтверждены PIC моделированием на основе кода CST Studio Suite.

1. Введение

Генерация мощных субнаносекундных микроволновых импульсов представляет интерес для большого числа практических приложений, включая радары с высоким разрешением, диагностику плазмы и т.д. В ИПФ РАН ведётся разработка генератора мощных субнаносекундных микроволновых импульсов 32 ГГц диапазона на основе пассивной синхронизацией мод. Пассивная синхронизация мод – механизм генерации последовательности мощных ультракоротких импульсов (УКИ), получивший широкое применение в квантовой электронике [1]. Указанный эффект реализуется при установке в резонатор лазера нелинейного элемента (амплитудного фильтра), поглощающего излучение малой амплитуды и практически без потерь пропускающего излучение большой интенсивности. В результате возникает синхронизация мод резонатора, при которой излучение лазера представляет собой периодическую последовательность ультракоротких импульсов высокой мощности.

Разрабатываемый генератор (рис. 1) включает в себя широкополосный электронный усилитель (гиро-ЛБВ с поливинтовой гофрировкой волновода [2-4]) с нелинейным циклотронным поглотителем в цепи обратной связи, а также ответвитель, выводящий часть излучения в полезную нагрузку. Нелинейность поглощения входного сигнала в зависимости от его мощности обусловлена релятивистской зависимостью гирочастоты вращения электронов от энергии частиц [5] (рис. 2b).

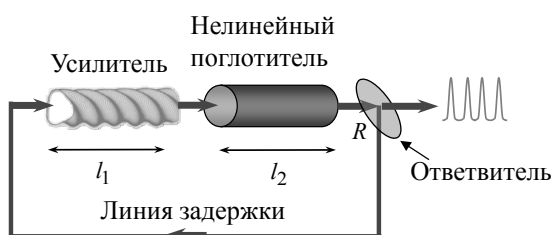


Рис. 1. Схема микроволнового генератора УКИ, состоящего из винтовой giro-ЛБВ, насыщающегося циклотронного поглотителя в цепи обратной связи и ответвителя выводящего часть мощности в полезную нагрузку.

2. Результаты моделирования

На первом этапе для исследования режимов работы генератора и поиска оптимальных параметров, обеспечивающих генерацию импульсов максимальной амплитуды, было проведено моделирование на основе совместного решения самосогласованных усреднённых моделей для каждой из секций. Описание моделей дано в [4] и [5] для усилителя и циклотронного абсорбера, соответственно.

Параметры усилительной секции близки к параметрам экспериментально реализованной винтовой giro-ЛБВ Ka-диапазона [3]: энергия частиц 50-70 кэВ, ток пучка 2-10 А, питч-фактор 0.8-1.2. В усилителе использовалось трёхзаходная винтовая гофрировка волновода, которая обеспечивала связь и взаимное рассеяние квазикритической волны TE_{2,1} и противоположно вращающейся бегущей волны TE_{1,1} круглого волновода. Параметры насыщающегося циклотронного поглотителя: энергия

частиц 30 кэВ, ток пучка 4 А, рабочая мода TE_{1,1}. В обеих секция использовались приосевые электронные пучки. Согласно результатам моделирования (Рис. 2а), пиковая мощность генерируемых импульсов длительностью 200 пс (по полувысоте мощности) составляет около 400 кВт, частота повторения 1 ГГц. Рис. 2б иллюстрирует зависимость коэффициента передачи от величины входного монохроматического сигнала на частоте 32 ГГц для нелинейного циклотронного поглотителя. При выбранных параметрах генератор обладает мягким режимом запуска.

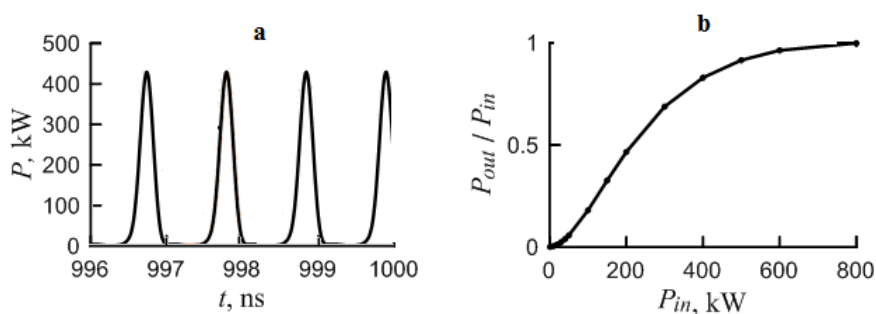


Рис. 2. Генерация микроволновых субнаносекундных импульсов (а), которая реализуется при установке нелинейного циклотронного поглотителя в цепь обратной связи. (б) Зависимость коэффициента передачи от величины входного монохроматического сигнала на частоте 32 ГГц для нелинейного поглотителя.

Прямое PIC-моделирование той же системы проводилось с использованием программного обеспечения CST Studio Suite [6]. Моделирование было направлено на учет реальных условий планирования эксперимента. Результаты прямого моделирования подтверждают способность генерации микроволновых импульсов в исследуемой схеме (Рис. 3). Заметим, что пиковая амплитуда генерируемых импульсов не стабильна, однако моделирование на базе усредненного описания демонстрирует, что изменения амплитуд импульсов можно устранить с помощью точной настройки параметров. Однако при PIC моделировании такая оптимизация потребует значительных вычислительных ресурсов.

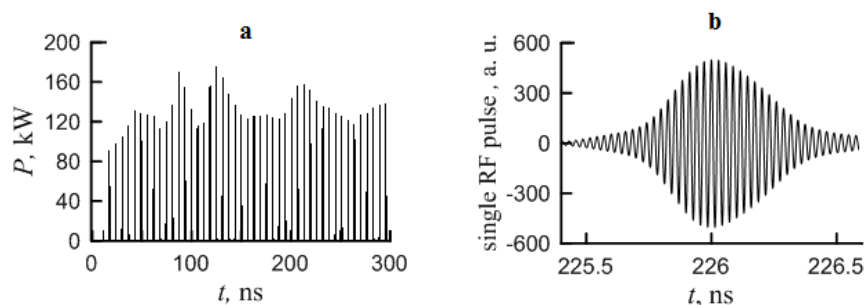


Рис. 3. Результаты 3D PIC моделирования. (а) генерируемое излучение в зависимости от времени; (б) мгновенное значение электрического поля в развёрнутом по времени масштабе.

3. Заключение

Предложен и теоретически исследован микроволновой генератор УКИ диапазона 32 ГГц с пассивной синхронизацией мод на основе винтовой giro-ЛБВ и нелинейного циклотронного поглотителя в цепи обратной связи. Данные исследования проведены в рамках разрабатываемого в ИПФ РАН генератора УКИ с пассивной синхронизацией мод этого типа. В зависимости от мощности и диапазона микроволновые УКИ могут быть использованы для различных приложений, включая локацию и ЯМР спектроскопию.

Список литературы

1. Haus H. Mode-locking of lasers // IEEE J. of Select. Topics in Quant. Electron. 2000. V. 6. № 6. P. 1173-1185.
2. Denisov G.G., Bratman V.L., Cross A.W., He W., Phelps A.D.R., Ronald K., Samsonov S.V., Whyte C.G. Gyrotron traveling wave amplifier with a helical interaction waveguide // Phys. Rev. Lett. 1998. V. 81. № 25. P. 5680-5683.
3. Samsonov S.V., Gachev I.G., Denisov G.G. Bogdashov A.A., Mishakin S.V., Fiks A.S., Soluyanov E.A., Tai E.M., Dominyuk Y.V., Levitan B.A., and Murzin V.N. Ka-Band Gyrotron Traveling-Wave Tubes with the Highest Continuous-Wave and Average Power // IEEE Trans. Electron Devices. 2014. T.61. №12. P.4264-4267.
4. Ginzburg N.S., Zotova I.V., Sergeev A.S., Zaslavsky V.Yu., Zheleznov I.V., Samsonov S.V. and Mishakin S.V. Mechanisms of amplification of ultrashort electromagnetic pulses in gyrotron traveling wave tube with helically corrugated waveguide // Phys. Plasmas. 2015. T.22. Art.no.113111.
4. Гапонов А.В., Петелин М.И. и Юлпатов В.К. Индуцированное излучение возбужденных классических осцилляторов и его использование в высокочастотной электронике // Изв. вузов. Радиофизика. 1967. Т.10. №9-10. С.1414-1453.
5. Ginzburg N.S., Sergeev A.S. and Zotova I.V. Time-domain self-consistent theory of frequency-locking regimes in gyrotrons with low-Q resonators // Phys. Plasmas. 2015. V.22. №033101.
6. <https://www.cst.com/>

Исследование многолучевого лазера на свободных электронах на базе композитного материала

¹Бадарин А.А., ¹Куркин С.А., ¹Фролов Н.С., ²Короновский А.А., ¹Храмов А.Е.

¹ АНО ВО «Университет Иннополис»
ул. Университетская, 1, Иннополис, 420500, Россия
A.Badarin@innopolis.ru

² Саратовский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского.
ул. Астраханская, 83, Саратов, 410012, Россия
alexey.koronovskii@gmail.com

Аннотация: Представлены результаты численного моделирования объемного лазера на свободных электронах, основанного на взаимодействии электронного пучка с периодической структурой микроволнового фотонного кристалла. Проведен анализ, и представлены результаты возбуждения различных мод фотонного кристалла. В частности, показана возможность генерации электромагнитного излучения на пятой гармонике основной частоты фотонного кристалла, а именно, на частоте $f = 62,5$ ГГц с уровнем выходной мощности около 3,6 кВт.

1. Введение

В настоящее время продолжается активная разработка так называемых «наноклистронов» и «нановиркаторов», работающих в диапазоне суб-ТГц и ТГц [1,2]. Основная идея, лежащая в основе продвижения классических клистронов и виркаторов в более высокий частотный диапазон, заключается в уменьшении геометрических параметров устройства до микрометров.

Тот же принцип увеличения частоты может быть применен к перспективному типу микроволновых источников, так называемым объемным лазерам на свободных электронах (ОЛСЭ), основанным на взаимодействии интенсивного электронного пучка и периодической структуры фотонного кристалла (ФК). Частота генерируемого электромагнитного излучения определяется свойствами используемого ФК [3]. При этом, как правило, для ФК характерно возбуждение основной моды. Однако в недавнем исследовании комбинация описанных принципов работы ОЛСЭ с механизмом генерации виркатора позволила увеличить рабочую частоту и эффективность генерации посредством возбуждения более высоких собственных мод ФК [4].

Основными преимуществами таких устройств являются сравнительно высокая эффективность обмена энергией между электронным пучком и ФК, а также стабилизация рабочей частоты. В данной работе представлены результаты численного исследования, направленного на математическую оптимизацию геометрических параметров ОЛСЭ, с целью продвижения генератора в суб-ТГц частотный диапазон. Также в работе проведено детальное исследование особенностей возбуждения высших мод ФК. Численное моделирование проводилось с помощью трехмерного электромагнитного РИС-кода, основанного на одновременном расчете уравнений Максвелла и релятивистских уравнений движения заряженных частиц.

2. Исследуемая модель

В данной работе была рассмотрена многолучевая модификация схемы ОЛСЭ. Данное устройство состоит из цилиндрического пространства дрейфа с многолучевым источником эмиссии, расположенным на входе в систему. ФК расположен внутри дрейфовой трубы за областью инжекции пучков и состоит из периодически расположенных металлических штырей в продольном и поперечном направлении относительно распространения пучка.

3. Результаты

Проведено детальное исследование процессов взаимодействия электронного пучка с электромагнитным полем модели ОЛСЭ с ФК. Исследовано влияние управляющих параметров системы (энергия инжектируемого пучка, величина и конфигурация инжектируемого тока, а именно, расположение, количество и форма пучков, инжектируемых в систему, геометрические параметры ФК, в

том числе, количество периодов ФК вдоль распространения электронного потока) на характеристики генерации электромагнитного поля.

С целью анализа влияния энергии электронного потока на характеристики генерации электромагнитного излучения были построены дисперсионные кривые, соответствующие нескольким первым модам рассматриваемой электродинамической системы с ФК, на плоскости (f, k) , где f - частота, k - волновое число, на которые были также нанесены прямые пучка при различных значениях энергии. Показано, что генерация электромагнитного излучения происходит на частоте пересечения дисперсионной характеристики и прямой пучка в точке, соответствующей наименьшей групповой скорости.

Было проанализировано: динамика электронного потока, электромагнитного поля и пространственного заряда в системе; фазовые портреты электронного потока в различных координатах $((z, V_z), (z, V_y))$ и др., где V_z, V_y – продольная и поперечная скорости электронов, z – продольная координата пространства взаимодействия; временные реализации токов, оседающих на различные элементы модели. Проведенный анализ показал, что при выборе достаточно большого внешнего ведущего магнитного поля ($B > 1$ Тл) не происходит оседания электронного потока на штыри фотонного кристалла. Анализ пространственной динамики пучка продемонстрировал, что в режимах, характеризующихся наибольшей эффективностью взаимодействия электронного потока с электромагнитным полем, наблюдается группировка электронного потока как в продольном направлении, так и в поперечном. Исследовано влияние величины инжектируемого тока на процессы группировки в пучке. Обнаружено, что при преодолении величиной инжектируемого тока некоторого характерного значения I_c начинают наблюдаться отражения электронов в потоке и образование вихревых структур на фазовой плоскости (z, V_z) . Заметим, что при $I = I_c$ достигается максимум по мощности для рассматриваемой конфигурации ОЛСЭ. При дальнейшем увеличении тока динамика пучка становится неустойчивой и сопровождается возбуждением различных мод ФК, а также усложнением спектра излучения и, как следствие, падением выходной мощности.

4. Заключение

В работе была исследована возможность увеличения частоты генерации ОЛСЭ с ФК и его продвижения до диапазона суб-ТГц благодаря миниатюризации модели и работе на более высоких модах ФК. Следует отметить, что миниатюризация модели была проведена в рамках возможностей современного уровня технологического развития, и достижима при полномасштабной реализации. Так, в модели ОЛСЭ с ФК была получена эффективная генерация на частоте $f_n = n \cdot f_0 = 62,5$ ГГц, где $f_0 = 12,5$ ГГц – частота основной моды, $n = 5$. Наиболее эффективное возбуждение достигнуто с использованием четырех пучков, расположенных в максимумах продольного электрического поля. Выходная мощность достигла 3,6 кВт при суммарном токе пучков 6 А и ускоряющем напряжении 108 кВ. Следует отметить, что полученные результаты не являются пределом для рассматриваемой системы: при более точной оптимизации параметров системы можно возбуждать моды более высокого порядка.

Список литературы

- [1] P. H. Siegel, A. Fung, H. Manohara, J. Xu, and B. Chang, 12th International Symposium on Space Terahertz Technology, pp. 81–90, 2001.
- [2] N. S. Frolov, S. A. Kurkin, A. A. Koronovskii and A. E. Hramov, Physics Letters A, vol. 381, n. 28, pp. 2250–2255, 2017.
- [3] V. G. Baryshevsky, N. A. Belous, A. A. Gurinovich, E. A. Gurnevich, V. A. Evdokimov and P. V. Molchanov, Proc. of the 32st Intern. Free Electron Laser Conference, pp. 632–650, 2010.
- [4] N. S. Frolov, S. A. Kurkin, A. A. Koronovskii, A. E. Hramov, and A. O. Rak, Applied Physics Letters, vol. 113, n. 2, 023503, 2018.

Восстановление фазы волнового пучка методом PSO

Богдашов А. А.¹

¹ Федеральное государственное бюджетное научное учреждение «Федеральный исследовательский центр Институт прикладной физики Российской академии наук»
ул. Ульянова, 46, Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
bogdash@ipfran.ru

Аннотация: Представлены результаты восстановления фазы параксиального волнового пучка по измерениям интенсивности поля в нескольких сечениях с помощью метода оптимизации роем частиц (PSO). В данном подходе волновой пучок представляется суперпозицией Эрмит-Гауссовых мод TEM_{mn} с неизвестными комплексными коэффициентами. Определение коэффициентов выполняется методом роя частиц в многомерном пространстве параметров. Предложенный подход проиллюстрирован на примере восстановления фазы выходного пучка преобразователя моды $TE_{10,4}$ круглого волновода в моду TEM_{00} на частоте 82,6 ГГц. Показано, что метод PSO обладает быстрой сходимостью при оптимизации в многомерном пространстве параметров ($m \cdot n = 128$). Проведено сравнение предложенного подхода с алгоритмом Каценленбаума-Семенова. Обсуждаются преимущества и недостатки предложенного метода по сравнению с известными подходами.

1. Введение

Задача восстановления фазы комплексной функции по известному значению ее модуля является одной из важных задач в прикладной физике и инженерных науках [1]. В данной работе проведено сравнение предложенного нами восстановления фазы пучка с помощью оптимизации роем частиц и по итерационному алгоритму Каценленбаума-Семенова [2], близкого по смыслу к алгоритму Герцберга-Сакстона [3]. Оптимизация роем частиц (PSO) является относительно новым методом оптимизации в многомерном пространстве [4]. PSO успешно применяется нами для решения задач синтеза волноводных преобразователей типов мод в электродинамике [5]. В представленной работе метод PSO применен к задаче восстановления фазы волнового пучка по измерениям интенсивности поля в нескольких сечениях. Знание фазы пучка позволяет в дальнейшем решать задачу синтеза и управлять параметрами волнового пучка с помощью профилированных квазиоптических зеркал сложного профиля. Этот подход применяется в электронике больших мощностей, в частности при разработке гиротронов, источников излучения мм- и субмм- диапазона длин волн [6, 7].

2. Постановка задачи.

Выходной волновой пучок гиротрона обычно имеет линейную поляризацию и относительно высокое Гауссово содержание (мода TEM_{00}), более 80%. В этом случае вполне обосновано рассмотрение волнового пучка в параксиальном приближении в виде суперпозиции Эрмит-Гауссовых мод. Примеси высших мод соответствуют наличию боковых лепестков в диаграмме направленности пучка и, как правило, приводят к дифракционным потерям при передачи излучения от гиротрона к потребителю по зеркальной или волноводной линии. Для повышения эффективности согласования волнового пучка с модой линии передачи крайне желательно экспериментальное определение фазового распределения пучка. Комплексное поле пучка представляется в виде суперпозиции Эрмит-Гауссовых $H_m(\xi)$ мод с неизвестными коэффициентами C_{mn} (1).

$$U_j(x, y, z) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N H_m\left(\frac{x}{a_x(z)}\right) \cdot H_n\left(\frac{y}{a_y(z)}\right) \cdot \exp(i\varphi(x, y, z)) \cdot C_{mn}^j \quad (1)$$

Для поиска комплексных коэффициентов C_{mn} используется метод роя частиц PSO. Алгоритм PSO задает движение j -ой частицы в многомерном пространстве параметров X_j , объединяющих $|C_{mn}|$ и $\arg(C_{mn})$.

2. Метод роя частиц. Результаты расчётов.

На Рис.1 показаны измеренные и рассчитанные распределения полей в поперечных сечениях на выходе преобразователя моды $TE_{10,4}$ в Гауссов пучок на частоте 82,6 ГГц. На Рис.2 показана сходимость алгоритма PSO для $M=N=8$ для различного числа частиц в рое. На Рис.3 показана рассчитанная по измерениям интенсивности поля фаза пучка в первом сечении.

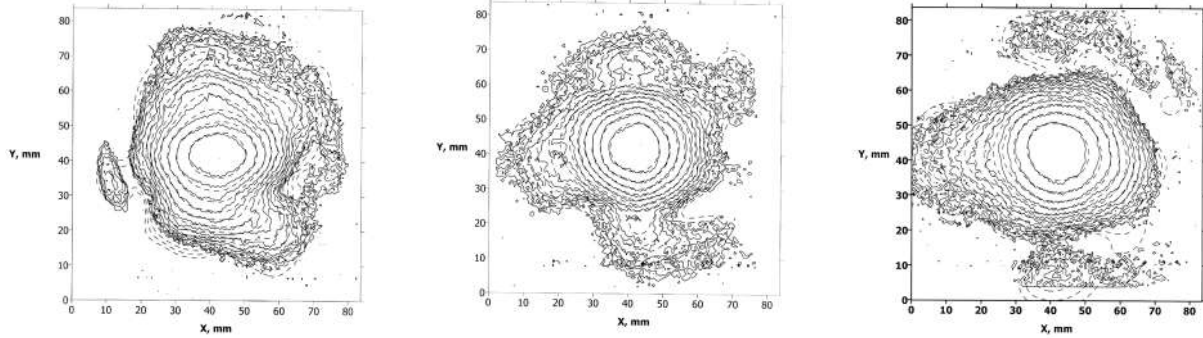


Рис. 1. Распределения интенсивности поля в трех поперечных сечениях (сплошная линия - измеренные, прерывистая линия - суперпозиция Эрмит-Гауссовых мод). Интервал между соседними линиями 5дБ. Динам. диапазон 60дБ.

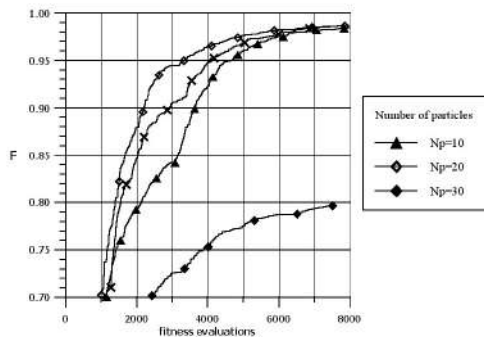


Рис. 2 Сходимость PSO для различного числа частиц в рое. Оптимальное число частиц в рое около 20. Показаны значения эффективности $F > 0,7$.

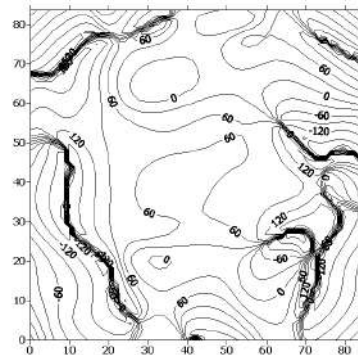


Рис. 3. Восстановленная фаза волнового пучка методом PSO.

3. Заключение

Метод оптимизации роем частиц (PSO) использован для определения фазы волнового пучка по измерениям интенсивности поля в нескольких поперечных сечениях. Волновой пучок представляется в виде суперпозиции Эрмит-Гауссовых мод, а определение фазы сводится к поиску неизвестных комплексных коэффициентов методом PSO в многомерном пространстве. На примере измерения выходного волнового пучка преобразователя моды $TE_{10,4}$ на частоте 82,6 ГГц на малом уровне мощности продемонстрирована эффективность предложенного подхода. Использовано три сечения с разрешением 128×128 точек, 64 Эрмит-Гауссовых моды. Показано соответствие расчетов, полученных по алгоритму Каценеленбаума-Семенова. Обсуждаются преимущества и недостатки предложенного метода по сравнению с известными подходами.

Список литературы

1. J.R. Fienup, "Phase retrieval algorithm: a comparison", *Applied Optics*, vol. 21, no. 15, Aug. 1982, pp. 2758-2769.
2. Katzenelenbaum B.Z., Semenov V.V., "Synthesis of Phase Correctors shaping a specified field", *Radio Eng. Electron. Phys.*, Vol. 12, pp. 223-231, 1967.
3. R.W. Gerchberg and W.O. Saxton, "A practical algorithm for the determination of phase from image and diffraction plane pictures", *Optik*, Vol. 35, pp. 237-246, 1972.
4. Kennedy J. and Eberhart R., Particle Swarm Optimization // Proc. of 1995 IEEE International Conference on Neural Networks, IEEE Press, 1995. C. 1942-1948
5. Bogdashov A.A., Rodin Y.V. Mode Converter Synthesis by the Particle Swarm Optimization // International Journal of Infrared and Millimeter Waves. 2007. T. 28. № 8. C. 627-638.
6. Chirkov A.V., Denisov G.G., Alexandrov N.L., "3D Wavebeam field reconstruction from intensity measurements in a few cross-sections", *Optics Communication*, Vol. 115, No.5, pp. 449 – 452, Apr. 1995.
7. Kuznetsov S.O., Malygin V.I. "Determination of gyrotron wave beam parameters", *Int. Journal of Infrared and Millimeter Waves*, Vol.12, No.11, pp. 1241-1252, 1991.

Воздействие ионизирующего излучения на параметры программируемых интегральных микросхем

¹ Солодуха В. А., ¹ Шведов С. В., ² Богатырев Ю. В., ² Ластовский С. Б.

¹ ОАО «Интеграл»
ул. Казинца, 121А, Минск, 220108, Беларусь
office@bms.by

² Научно-практический центр НАН Беларуси по материаловедению
ул. П. Бровки, 19, Минск, 220072, Беларусь
bogat@iftip.bas-net.by

Аннотация: Представлены результаты исследований влияния гамма-излучения Co^{60} на параметры двух типов КМОП интегральных микросхем однократно электрически программируемых постоянных запоминающих устройств емкостью 1 Мбит и 4 Мбит.

1. Введение

Обеспечение радиационной стойкости интегральных микросхем (ИМС) является важной проблемой микроэлектроники, связанной с созданием и эксплуатацией электронной аппаратуры авиационной, ракетно-космической техники, атомных энергетических установок, ряда промышленных систем.

За последние годы в ОАО «Интеграл» достигнуты определенные успехи в реализации новых схемотехнических, конструктивных и технологических решений, обеспечивающих высокую надежность ИМС в условиях воздействия ионизирующей радиации.

В данной работе приведены результаты исследований двух типов КМОП ИМС однократно электрически программируемых постоянных запоминающих устройств (ПЗУ) емкостью 1 Мбит и 4 Мбит при воздействии гамма-излучения Co^{60} .

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Объектами исследований являлись следующие микроэлектронные изделия производства ОАО «Интеграл»:

1) КМОП ИМС однократно электрически программируемого ПЗУ емкостью 1 Мбит (128K×8 бит) (аналог 27C010T, Maxwell Technologies). Основные параметры ИМС ПЗУ: напряжение питания $U_{CC} = 3,3 \text{ В} \pm 10\%$; динамический ток потребления при $f = 4 \text{ МГц}$ – $I_{OCC} \leq 40 \text{ мА}$; ток потребления в режиме хранения – $I_{CCS} \leq 60 \text{ мкА}$; время выбора – $t_{CS} \leq 120 \text{ нс}$; время выборки разрешения выхода – $t_{A(OE)} \leq 60 \text{ нс}$; рабочий температурный диапазон – от минус 60°C до плюс 125°C.

2) КМОП ИМС однократно электрически программируемого ПЗУ емкостью 4 Мбит (512K×8 бит) (аналог AM27040-150DE, AMD). Основные параметры ИМС ПЗУ: $U_{CC} = 3,3 \text{ В} \pm 10\%$; $I_{OCC} \leq 60 \text{ мА}$; $I_{CCS} \leq 100 \text{ мкА}$; $t_{CS} \leq 150 \text{ нс}$; $t_{A(OE)} \leq 60 \text{ нс}$; рабочий температурный диапазон – от минус 60°C до плюс 125°C.

Облучение образцов гамма-квантами Co^{60} с энергией 1,25 МэВ проводилось на гамма-установке «Исследователь» при температуре 300 К. Мощность дозы гамма-излучения составляла 12 рад/с, доза $D = 10^3 \text{—} 2 \cdot 10^6 \text{ рад}$. Контроль тока потребления I_{CCS} осуществлялся в процессе облучения с помощью автоматизированного измерителя В7-65. Измерение параметров ИМС проводилось с помощью автоматизированной измерительной системы АИС «Icomat-200».

3. Результаты экспериментальных исследований ИМС ПЗУ

Типичные результаты контроля параметра I_{CCS} – тока потребления в режиме хранения при напряжении питания 3,6 В показаны на рис. 1 для двух типов ИМС ПЗУ.

Результаты исследования статических и динамических параметров ИМС ПЗУ (1 Мбит), измеренных до и после гамма-облучения, приведены в табл. 1 для пяти экспериментальных образцов (№№ 1, 2, 3, 4, 5). Измерения параметров проводились через два часа после окончания облучения.

После облучения контролировались параметры ПЗУ (4 Мбит): время выбора — $t_{CS} \leq 150$ нс; минимальное напряжение питания — $U_{CCmin} = 3,0$ В (табл. 2).

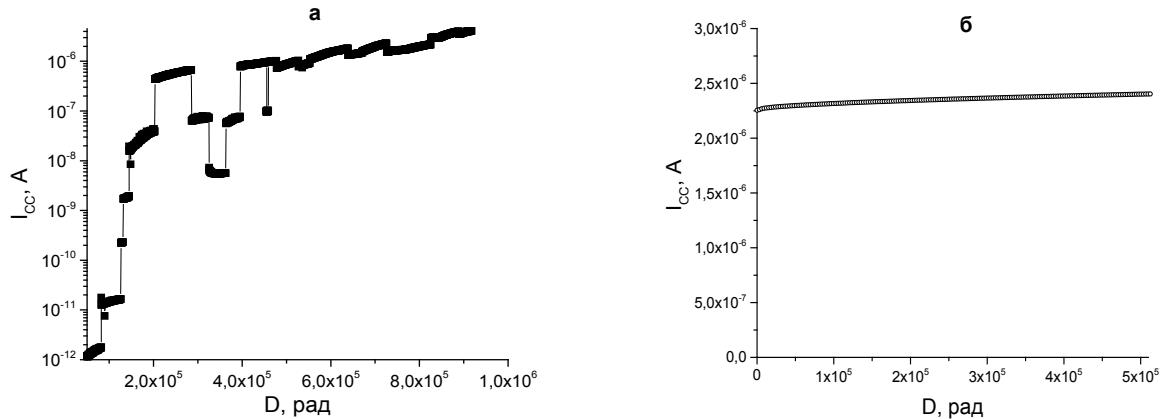


Рисунок 1 – Изменения тока потребления ИМС ПЗУ — образцы 1 Мбит(а) и 4 Мбит (б) в процессе воздействия гамма-излучения

Таблица 1 – Влияние гамма-излучения на основные параметры ИМС ПЗУ (1 Мбит)

Номер прибора	Доза, рад	U_{OL} , В	U_{OH} , В	I_{CCS} , мкА*	I_{OCC} , мА	t_{CS} , нс	t_{OE} , нс
1 - 5	0	0,060	2,86	10^{-6}	6,6	90	24
3	1×10^5	-	-	31,4	-	-	-
2	2×10^5	-	-	0,65	-	-	-
5	6×10^5	0,073	2,86	32,5	8,1	97	28
1	9×10^5	-	-	3,8	-	-	-
4	$1,5 \times 10^6$	-	-	1,0	-	-	-

* — Значения параметра I_{CCS} контролировались в процессе облучения.

Согласно приведенных данных (табл. 1) максимальное значение параметра I_{CCS} при $U_{CC} = 3,6$ В, полученное при дозе $6,0 \times 10^5$ рад (образец № 5), не превышает 32,5 мкА при требовании ТЗ не более 60 мкА. Следует отметить, что образец № 4 показал высокую стойкость по току потребления ($I_{CCS} = 1,0$ мкА при дозе $1,5 \times 10^6$ рад).

Таблица 2. Контроль параметров микросхемы ПЗУ (4 Мбит) при гамма-облучении

Норма	Параметры	
	$t_{CS} \leq 150$ нс	$U_{CCmin} = 3,0$ В
$D = 10^5$ рад	146 нс	3,0 В
$D = 5 \cdot 10^5$ рад	144 нс	3,2 В

Из табл. 2 следует, что образцы микросхем ПЗУ (4 Мбит) сохраняют параметры t_{CS} и U_{CCmin} при дозах $5 \cdot 10^4 - 1 \cdot 10^5$ рад.

4. Заключение

В результате исследований воздействия гамма-излучения Co^{60} на микросхемы однократно электрически программируемого ПЗУ емкостью 1 Мбит и 4 Мбит установлено:

Микросхема ПЗУ (1 Мбит) устойчива к облучению с дозой 1,5 Мрад при напряжении питания 3,6 В при контроле в процессе воздействия тока потребления I_{CCS} . ИМС (1 Мбит) устойчива к облучению с дозой 600 крад при напряжении питания 3,6 В при контроле после радиационного воздействия параметров: выходные напряжения низкого и высокого уровня, динамический ток потребления I_{OCC} , время выбора t_{CS} , время выборки разрешения выхода t_{OE} .

ИМС ПЗУ (4 Мбит) сохраняет параметры: время выбора — $t_{CS} \leq 150$ нс; минимальное напряжение питания — $U_{CCmin} = 3,0$ В при дозах $5 \cdot 10^4 - 1 \cdot 10^5$ рад; ток потребления I_{CCS} — при дозах $5 \cdot 10^4 - 5 \cdot 10^5$ рад.

Долговременные эффекты восстановления характеристик полевых транзисторов с затвором Шоттки при воздействии импульсного ионизирующего излучения

Громов Д. В., Елесин В. В.

*National Research Nuclear University MEPhI (Moscow Engineering Physics Institute),
Moscow, 115409, Russian Federation
DVGromov@mephi.ru*

Аннотация: Представлены результаты исследования радиационного изменения характеристики полевых транзисторных структур с затвором Шоттки при воздействии импульсного ионизирующего. Рассмотрены полевые транзисторы на полупроводниковой подложке, выполненные по стандартной технологии, и транзисторы с высокой подвижностью электронов в канале. Установлено, что ионизационные импульсные эффекты приводят к долговременным эффектам восстановления характеристик приборов после окончания импульса ионизирующего излучения.

1. Введение

Элементы твердотельной СВЧ электроники на основе полупроводниковых соединений A_3B_5 широко используются в устройствах, эксплуатируемых в условиях воздействия радиационных факторов. Помимо традиционных полевых транзисторов с затвором Шоттки (ПТШ) на GaAs все более широкое применение находят элементы на основе наногетероструктур A_3B_5 , такие как псевдоморфные полевые транзисторы с высокой подвижностью носителей в канале (pHEMT транзисторы).

В большинстве случаев эти структуры формируются на основе полуизолирующей подложке GaAs.

В данной работе приведены результаты исследования радиационного изменения характеристик ПТШ и рНЕМТ транзисторов при воздействии импульсного ионизирующего излучения (ИИИ) и наблюдаемые при этом долговременные процессы восстановления характеристик приборов после окончания ИИИ.

2. Ионизационные эффекты в полевых транзисторных структурах на GaAs полужолирующей подложке

Технологические сечения типового ПТШ и рНЕМТ транзистора приведены на рис. 1.

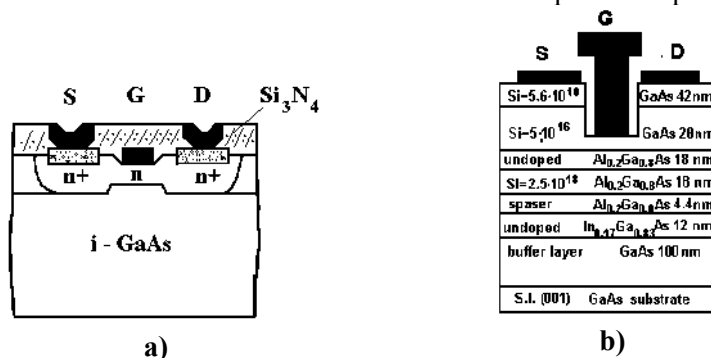


Рис. 1. Технологические сечения типового ПТШ (а) и рНЕМТ транзистора (б).

Для полевых транзисторных структур с затвором Шоттки на основе полужолирующей GaAs подложки (в том числе и для рНЕМТ структуры) при воздействии импульсного ионизирующего излучения характерны два доминирующих механизма, определяющих характер ионизационной реакции транзистора (см. рис. 2). В первую очередь это возрастание тока стока прибора в момент воздействия импульса ИИ за счет генерации электронно-дырочных пар с дальнейшим процессами дрейфа избыточных носителей под влиянием электрических полей в различных областях транзистора [1]. Характерные времена действия этих процессов невелики и составляют для GaAs порядка 10-8с («мгновенная составляющая», «short – term»). Второй доминирующий механизм ионизаци-

онной реакции транзистора связан с захватом генерированных электронов или дырок на глубокие энергетические уровни вблизи с границей раздела с полуизолирующей подложкой GaAs. При этом захваченные на глубокие уровни носители играют роль «нижнего» затвора (эффект «back – gating»)) и являются причиной изменения тока канала транзистора по сравнению с равновесным значением (см. вставку на рис.2). После окончания импульса ИИ наблюдается релаксация захваченных носителей, длительность которой может составлять десятки и сотни миллисекунд («долговременная составляющая», «long – term»).

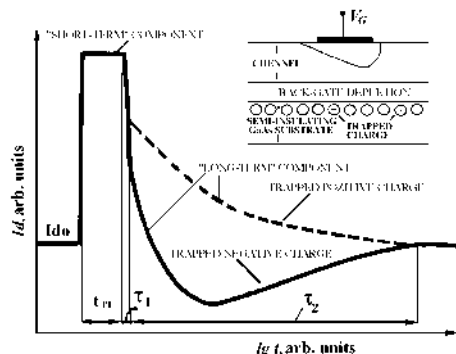


Рис. 2. Ионизационная реакция полевой транзисторной структуры на GaAs подложке.
Ionization reaction of a field-effect transistor structure on the GaAs substrate

3. Результаты экспериментальных исследований

На рис. 3 и 4 приведены осциллограммы ионизационных реакций тока стока ПТШ и НЕМТ при воздействии импульса электронов.

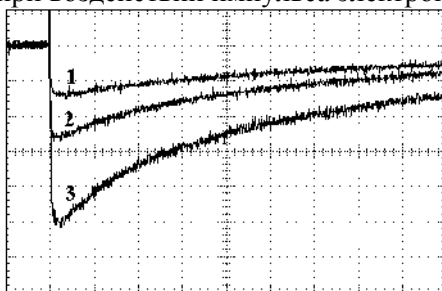
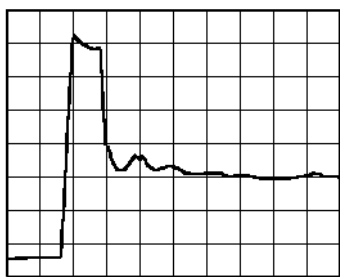
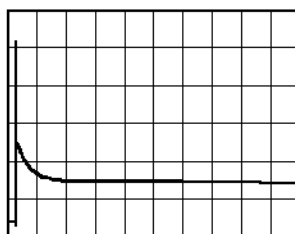


Рис.3. Осциллограммы ионизационной реакции ПТШ при различных смещениях на затворе (1 -- -1.0В; 2 -- -1.4В; 3 -- -2.0В). Цена деления по вертикали 0.5 мА/дел, по горизонтали - 500 мс/дел.



a)



b)

Рис. 4. Ионизационная реакция НЕМТ при воздействии импульса электронов (1 мкс, $7.6 \cdot 10^8$ рад/с). Цена деления по горизонтали для осциллограммы слева (a) - 1 мкс/дел, для осциллограммы справа (b)- 0.2 мс/дел.

Анализ приведенных данных показывает, что как для ПТШ, так и для НЕМТ транзистора наблюдаются как «мгновенная», так и «договременная» составляющие ионизационной реакции после окончания импульса ионизирующего излучения.

4. Заключение

Проведено экспериментальное исследование влияние импульсного ионизирующего излучения на характеристики ПТШ и НЕМТ транзисторов, сформированных на полуизолирующей подложке GaAs. При этом установлено, что в этих структурах наблюдаются долговременные эффекты восстановления тока стока после окончания ИИИ.

Список литературы

1. Gromov D.V., Maltsev P. P., Polevich S.A. Laser simulation of transient radiation effects in heterostructures elements on A3B5 semiconductor compounds // Semiconductors. 2016, T.50. №2. С. 222-227.
2. Astvatsatur'yan E.R., Gromov D.V., Elesin V.V. Model of long-time photocurrent relaxation in GaAs Schottky-gate structure // Russian Microelectronics. 1990. T. 18. № 5. С. 254-259.

Долговременные параметрические сбои в быстродействующих переключателях сигналов, выполненных по E/D PHEMT технологии с проектной нормой 0,1 мкм

^{1,2}Кузнецов А.Г., ^{1,2}Елесин В.В., ^{1,2}Усачев Н.А., ^{1,2}Чуков Г.В.

¹Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»,
Каширское шоссе, 31, Москва, 115409, Россия

²АО «ЭНПО СПЭЛС»
Каширское шоссе, 31, Москва, 115409, Россия
agkuz@spels.ru

Аннотация: Представлены впервые полученные результаты по исследованию эффектов мощности дозы в быстродействующих СВЧ переключателях сигналов с интегрированной схемой управления, изготовленных по отечественной технологии E/D PHEMT с проектной нормой 0,1 мкм. В результате экспериментальных исследований установлены функциональные сбои с временами потери работоспособности (ВПР) до 200 мс, определены зависимости ВПР от напряжения управления и температуры среды.

1. Введение

СВЧ-переключатели сигналов (ПС) применяются в составе современных приемопередатчиков систем связи, обнаружения, в том числе в качестве функциональных блоков многоразрядных аттенуаторов (АТ) и фазовращателей (ФВ) АФАР [1,2]. Наибольшее распространение получили ПС проходного типа на основе GaAs PHEMT, имеющие широкий динамический диапазон и приемлемую стоимость. Данные ПС состоят из ядра, выполненного на нормально-открытых (НО, англ. «depletion») транзисторах, осуществляющих коммутацию СВЧ энергии между входом и выходами, и схемы формирования (преобразования) сигналов управления или «драйвера управления» (ДУ) (рисунок 1,а) [1,3]. До последнего времени, в связи с отсутствием в составе техно-логических библиотек нормально-закрытых (НЗ, англ. «enhancement») транзисторов, серийные отечественные ПС состояли из переключательного ядра, а ДУ выполнялся в виде отдельной ИС, зачастую кремниевой [4].

Согласно результатам исследований [2] серийные ПС на GaAs PHEMT имеют высокую стойкость к до-зовому воздействию ионизирующего излучения (ИИ) и малую чувствительность к воздействию одиночных ядерных частиц. Стойкость серийных ПС к импульсному воздействию ИИ определяется параметрическим сбоем в виде кратковременного увеличения вносимых потерь (α_P) при уровне $P \sim 108$ ед/с с ВПР не превышающим 100 мкс, а доминирующим эффектом – импульсный ионизационный ток в буферном слое и подложке между контактами вследствие объемной ионизации [5]. Долговременные эффекты восстановления параметров (1...10 мс), свойственные в ряде случаев усилительным ИС [5], практически не проявляются в ИС ПС, ФВ и АТ на НО PHEMT [2].

2. Результаты экспериментальных исследований и их анализ

В настоящей работе **впервые** проведены исследования отечественного ПС с одним входом и шестью выходами в диапазоне рабочих частот 0 - 4,1 ГГц, изготовленного по технологии E/D PHEMT 0,1 мкм, с «ядром» проходного типа на НО транзисторах и интегрированным ДУ на НО/НЗ транзисторах.

Исследования проводились в диапазоне мощностей дозы от 10^7 ед/с до $3 \cdot 10^9$ ед/с и с использованием ускорителя электронов «АРСА», работающего в режиме тормозного гамма-излучения и специализированного мобильного коаксиального аппаратно-программного комплекса с частотами до 26 ГГц [6]. В результате проведенных исследований обнаружен функциональный сбой (ФС) продолжительностью до 210 мс, который проявлялся в выключении выбранного канала (увеличение α_P на 40 дБ).

Возможной причиной ФС является сбой в ДУ - изменение логического уровня сигнала управления, поступающего на затворы НО транзисторов переключательного «ядра». ДУ состоит из входных и выходных цифровых буферов и дешифратора [3]. Отметим, что ВПР переключательного «ядра» на НО транзисторов не превышает 100 мкс [2].

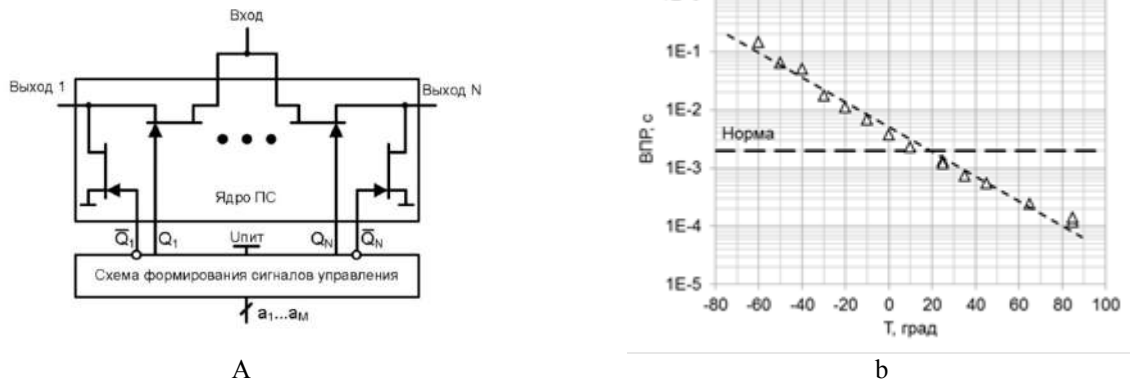


Рис. 1 – Структурная схема типового ПС отражательного типа (а), зависимость ВПР от температуры окружающей среды при $P = 2 \cdot 10^9$ ед/с (б)

Подобные долговременные эффекты модуляции тока канала (и $\alpha_{П}$) транзистора, обусловленные процессами накопления и релаксации нескомпенсированного заряда на глубоких уровнях в буферном слое и полуизолирующей подложке, были обнаружены ранее в цифровых GaAs ИС на НО/НЗ ПТШ с длиной канала 1,5 мкм [7] и подробно рассмотрены в работе [8]. В пользу указанного механизма сбоя и восстановления свидетельствует экспериментальная зависимость ВПР ПС от температуры среды (T), показанная на рисунке 2,б, и представляющая прямую линию в полулогарифмическом масштабе (прямая Аррениуса) [8]. ВПР составляет 150 мс при $T = -60$ °С что на 2 порядка превышает значение при $T = 25$ °С. Получена зависимость ВПР от напряжения управления ($U_{упр}$) в диапазоне от 3 В до 5 В: при $U_{упр} = 3$ В ВПР составляет 150 мс, что на 3 порядка превышает значение при $U_{упр} = 5$ В. Изменение ВПР в диапазоне напряжений питания (минус 4,85В ... минус 5,15 В) составляет не более 2-х раз и не превышает 210 мс при значении минус 5,15 В и $U_{упр} = 3$ В, что соответствует наихудшему случаю. Следует отметить, что расчетно-экспериментальное моделирование долговременных эффектов мощности дозы в аналогово-цифровых GaAs ИС на НО/НЗ рНЕМТ с длиной канала 0,1 мкм может иметь существенные особенности и является актуальным для обеспечения стойкости ПС к импульсному воздействию ИИ.

3. Заключение

Впервые исследованы долговременные эффекты мощности дозы в СВЧ переключателях сигналов с интегрированным драйвером управления, изготовленных по отечественной технологии Е/Д РНЕМТ 0,1 мкм. Обнаружены функциональные сбои с временами потери работоспособности до 200 мс при типовых временах восстановления НО СВЧ транзисторов не более 100 мкс. Установлено, что критичным функциональным блоком в составе СВЧ переключателей является драйвер, выполненный на НО и НЗ «цифровых транзисторах», требующий дальнейшего исследования.

Список литературы

1. Методика оптимизации малосигнальных параметров монолитных СВЧ переключателей сигналов на МОПТ/Елесин В.В., Назарова Г.Н., Усачев Н.А. и др. // Микроэлектроника. – 2017. – Т.46 – №5. – С. 393-400.
2. Эффекты мощности дозы в современных отечественных СВЧ ИС на основе арсенида галлия / Назарова Г.Н., Амбуркин К.М., Кузнецов А.Г., Елесин В.В., Полевич С.А., Крутов А.В. // Радиационная стойкость электронных систем. Научн.-техн. Сборник. Вып. 18, 2015. С.195-196.
3. J. Smuk, M. Shifrin / Monolithic GaAs multi-throw switches with integrated low-power decoder/driver logic // 1997 RFIC Symp. Dig. Of Tech. Papers. 1997. PP. 47-50.
4. Комплект широкополосных СВЧ-микросхем на гетероструктурах АЗВ5 для ППМ АФАР X-диапазона / А.М. Темнов, К.В. Дудинов, В.А. Краснюк, Ю.М. Богданов и др. // Электронная техника, сер. 1, СВЧ-техника, вып. 2(505), 2010, с. 30-49.
5. Елесин В.В. Расчётно-экспериментальное моделирование эффектов мощности дозы в СВЧ МИС на основе гетероструктурных полевых транзисторов // Микроэлектроника 2014. Т.43. №2. С.133-141.
6. Елесин В.В., Никифоров А. Ю., Телец В. А., Чуков Г. В. Комплекс методических, аппаратных и программных средств для автоматизированных исследований параметров полупроводниковых СВЧ ИС в условиях испытаний на радиационную стойкость // Спецтехника и связь, 2011. С.28-32.
7. Елесин В.В. Моделирование переходных ионизационных эффектов в базовых логических элементах GaAs ЦИМС. – Тез. докл. 6 Республ. конф. «Физические проблемы МДП-интегральной электроники». – 1990. – С. 45.
8. Елесин В.В. Моделирование переходных ионизационных эффектов в элементах ЦИМС на основе арсенида галлия // дисс. канд.техн. наук (05.13.05 – Элементы и узлы вычислительной техники и систем управления) М.: МИФИ. – 1993. – 179 с.

Первый опыт контрактного производства радиационно-стойких СВЧ усилителей по отечественной технологии рНЕМТ 0,5 мкм

^{1,2}Сотсков Д.И., ^{1,2}Усачев Н.А., ^{1,2}Елесин В.В., ¹Селищев И.А., ²Амбуркин К.М.

¹Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»,

Каширское шоссе, 31, Москва, 115409, Россия

²АО «ЭНПО СПЭЛС»

Каширское шоссе, 31, Москва, 115409, Россия

disot@spels.ru

Аннотация: Проведена предварительная оценка возможностей отечественного технологического процесса на основе нормально-открытых (D-PHEMT) транзисторов с проектной нормой 0,5 мкм и граничной частотой усиления не менее 35 ГГц по созданию радиационно-стойких усилительных МИС с рабочими частотами до 3,5 ГГц в условиях контрактного производства.

1. Введение

Интенсивное формирование и развитие рынка отечественной электронной компонентной базы (ЭКБ) твердотельной СВЧ электроники (ТСВЧЭ) невозможно без участия дизайн-центров, а также современных кремниевых и АЗВ5 полупроводниковых фабрик, осуществляющих контрактное производство изделий ТСВЧЭ [1-3]. Между тем, до недавнего времени, возможность изготовления АЗВ5 монолитных интегральных схем (МИС) на отечественной фабрике была недоступна большинству дизайн-центров. В настоящий момент подобные услуги оказывает АО «Светлана-Рост», функционирующая в режиме «фаундри» [3].

В настоящей работе проведена предварительная оценка возможностей технологического процесса D-PHEMT с проектной нормой 0,5 мкм (АО «Светлана-Рост») [3] по созданию радиационно-стойких усилительных СВЧ МИС в условиях контрактного производства.

2. Объекты исследований

В качестве тестовой схемы была выбрана МИС СВЧ усилителя (СВЧУ) с диапазоном рабочих частот 0,5...3,5 ГГц, реализованная по типовой каскодной схеме (см. рис. 1а) [4]. МИС СВЧУ выполнена на нормально-открытых (D, англ. «depletion») [4, 5] рНЕМТ транзисторах VT1 и VT2 ($F_t = 35$ ГГц, $K_{Ш.мин} = 1,2$ дБ при $F = 8$ ГГц) с шириной затвора 4×150 мкм и включает последовательную (индуктивность L2, резистор R3, конденсатор C2) и параллельную (резистор R1, конденсатор C1) обратные связи, определяющие безусловную устойчивость и малую неравномерность K_u в широком диапазоне частот. Цепи смещения (ЦС) VT1 на выполнены основе резистивного делителя R4-R5, ЦС VT2 – на основе резистивного делителя R1-R2 и схемы автоматического смещения, состоящей из резистора R3 и шунтирующего конденсатора C2. Индуктивность L1 и элементы C3, R6 обеспечивают согласование по входу и выходу соответственно. Особенностью МИС СВЧУ является однополярное питание, упрощающее реализацию источников питания в составе аппаратуры. Размеры МИС СВЧУ, изготовленной в рамках MPW (англ. «multi-project wafer»), составляют $2,2 \times 1,7$ мм².

3. Результаты экспериментальных исследований и моделирования

Исследования МИС СВЧУ проводились на пластине при напряжении питания 5 В (при измерении коэффициента усиления (K_u) и зависимостей параметров матрицы рассеяния (S-параметров)) и 3 В (при измерении коэффициента шума ($K_{Ш}$) и верхней границы линейности амплитудной характеристики (Р1дБ.вх)) с использованием специализированного измерительного комплекса на основе зондовой станции Cascade Summit 12000В, векторного анализатора цепей и анализатора сигналов с опцией измерения коэффициента шума [6].

Согласно результатам расчетного моделирования и экспериментальных исследований, приведенным на рис. 1б, K_u и $K_{Ш}$ представленной МИС СВЧУ в диапазоне частот 0,5...3,5 ГГц составляют не менее 15,3 дБ и не более 2,2 дБ соответственно, Р1дБ.вх на частоте 1,5 ГГц превышает минус 5,3 дБм.

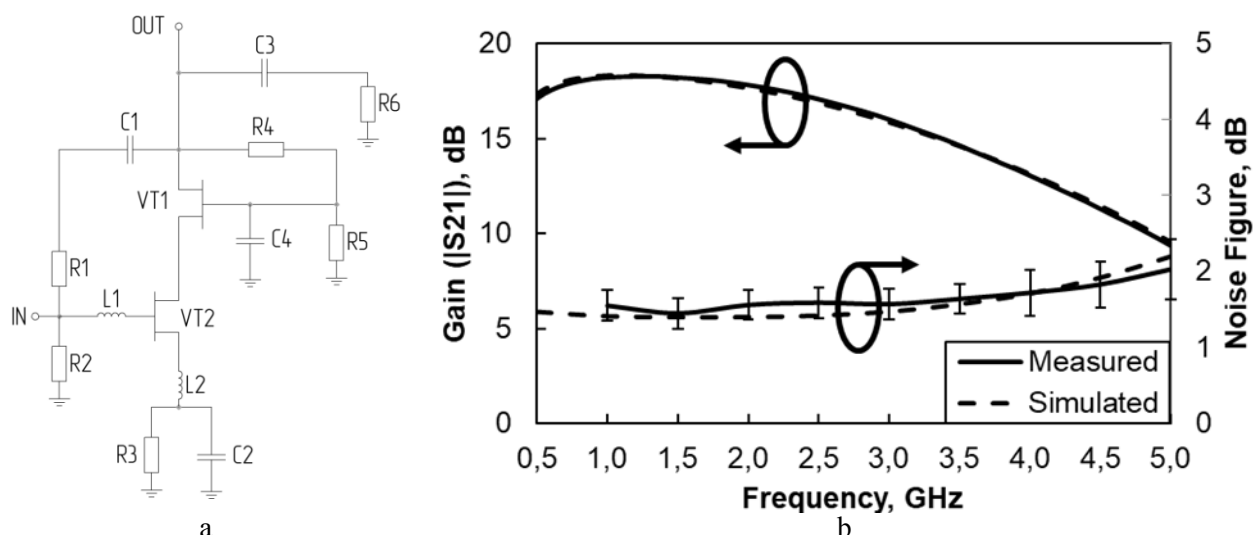


Рис. 1 – Упрощенная электрическая схема МИС СВЧУ (а); расчетные и экспериментальные частотные зависимости КУ и КШ МИС СВЧУ (b)

Результаты радиационных исследований, проведенных для ранее изготовленных базовых элементов (pHEMT) и функциональных блоков (малошумящий усилитель, переключатель сигналов), изготовленных по указанной технологии, позволяют сделать вывод, что ожидаемый уровень стойкости разработанной МИС СВЧУ к дозовому воздействию ионизирующего излучения (ИИ) составит не менее 10^6 ед., импульсному воздействию ИИ по критерию возникновения тиристорного эффекта (ТЭ) и катастрофического отказа (КО) – не менее 10^{12} ед./с, к воздействию тяжелых заряженных частиц по критерию возникновению ТЭ и КО не менее 60 МэВ·см²/мг.

4. Заключение

Представлены результаты первого опыта контрактного производства радиационно-стойких СВЧ усилителей по отечественной технологии GaAs pHEMT с проектной нормой 0,5 мкм и граничной частотой усиления транзисторов 35 ГГц. Разработаны, изготовлены и исследованы образцы СВЧ малошумящего усилителя с положительным питанием и смещением с рабочими частотами от 0,5 до 3,5 ГГц, значениями коэффициента усиления и шума не менее 15,3 дБ и не более 2,2 дБ соответственно, верхней границей линейности по входу не менее 5,3 дБ.

Список литературы

- 1 В. В. Елесин, Н.А. Усачев, А.Ю. Никифоров и др. / Электронная компонентная база твердотельной СВЧ электроники: тенденции развития, современное состояние и проблемы // Междунар. конф. "Микроэлектроника 2018". Сб. тез. 2018. С.35-39.
- 2 В.В. Елесин, Г.Н. Назарова, А.Ю. Никифоров и др. / Маршрут радиационно-ориентированного проектирования высокоинтегрированной электронной компонентной базы твердотельной СВЧ электроники // Междунар. конф. «Микроэлектроника 2016». Сб. тез. 2016. С.46-50.
- 3 И.С. Пушница, С.И. Стрельников, О.Р. Фазылханов, А.Г.Филаретов / Практика разработки и верификации инструментов проектирования (РДК) СВЧ МИС / Междунар. конф. «Микроэлектроника-2017». Сб. тез. 2017. с. 362-363.
- 4 G. Gonzalez. Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design. 2nd ed. Pearson. 1996. 528 p.
- 5 H.-C. Chiu et al. Enhancement- and Depletion-Mode InGaP/InGaAs pHEMTs on 6-Inch GaAs Substrate / APMC-2005 Proc. 2005. PP.1-4.
- 6 К.М. Амбуркин, В.В. Елесин, Г.В. Чуков и др. Комплекс методических и аппаратно-программных средств для тестирования и оценки показателей радиационной стойкости некорпусированных изделий ТСВЧЭ / Междунар. конф. «Микроэлектроника-2016». Сб. тез. 2016. с. 374-379.

Использование вероятностных нечетких моделей при прогнозировании функциональных отказов СВЧ БИС при воздействии радиации

¹ Барбашов В.М., ¹ Трушкин Н.С.

¹ Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»
Каширское шоссе, 31, г. Москва, 115409, РФ
vmbarbashov@mephi.ru
nstrushkin@mephi.ru

Аннотация: Представлены результаты анализа радиационного поведения СВЧ БИС на функционально-логическом уровне описания. Показано, что в ряде случаев характерны детерминированные и не детерминированные отказы. Каждый порог срабатывания логических элементов при воздействии ИИ обладает зоной неопределенности и количественно может быть выражен нечетким числом. В первом случае поведения сложных устройств определяется конкретным соотношением радиационно-чувствительных параметров элементов, во втором - статистическим разбросом пороговых уровней отказа для однотипных образцов.

1. Введение

Создание сложных систем СВЧ БИС, устойчивых к воздействию радиационных дестабилизирующих факторов, на сегодняшний день невозможно без активного использования логического моделирования, обеспечивающего необходимую адекватность описания и точность расчетов. При этом реальный характер радиационного поведения сложной электронной системы определяется конкретным соотношением радиационно-чувствительных параметров ее элементов и учетом влияния их статистического разброса. Соотношение между функцией распределения плотности вероятности разброса и критериальной функцией принадлежности (КФП) определяет, в конечном итоге, целесообразность использования функционально-логических моделей радиационного поведения СВЧ БИС применительно к каждому конкретному случаю [1]. Такое сопоставление является необходимым этапом общей процедуры анализа стойкости БИС.

2. Моделирующая среда

Пусть из узла n выходит m ветвей. Тогда кратность узла при нормальной работе равна m [1]. При воздействии внешних факторов (радиация, СВЧ излучение и т.д.) начинают деградировать пороги срабатывания логических элементов связанных с рассматриваемым узлом l_{nj}^n , $j = 1, 2, \dots, m$. Кроме этого изменяются уровни амплитуд логического нуля и единицы (U^0 , U^1), что приводит к уменьшению импульса l_n . Таким образом, работоспособность схемы зависит от величины превышения $\Delta_n = l_n - l_n^n$, $j = 1, 2, \dots, m$.

В этом случае каждый порог обладает зоной неопределенности, при попадании в которую логический элемент начинает переключаться случайным образом и кратность узла становится неопределенной и количественно может быть выражено нечетким числом.

В данной работе, как и в [2], используются треугольные $L - R$ числа, что значительно упрощает расчетные оценки.

Зона неопределенности, l_n , l_{nj}^n являются случайными величинами. Поэтому для упрощения задачи в дальнейших выкладках будет использоваться максимальное значение величины зоны неопределенности $q_{Lj \max}$ по каждой ветви, которое определяется экспериментально и при создании САПР может использоваться по умолчанию.

Так например применительно к дозовым эффектам в структурах КМОП БИС, чаще всего, наблюдается обратный характер зависимости дисперсии разброса от уровня облучения (Рис. 2). Поэтому в разных диапазонах уровней воздействия модель объекта может носить как нечеткий, так и вероятностный характер [5 - 7]. В целом можно предположить, что для объемных эффектов смещения и эффектов ионизации с возрастанием уровня и интенсивности воздействия становится более достоверным нечеткое описание радиационного поведения БИС, в то время как для поверхностных эффектов зачастую предпочтительнее использование вероятностных моделей. Однако для однозначной оценки радиационного поведения требуется совместный учет параметров, которые описываются нечеткими и вероятностными моделями.

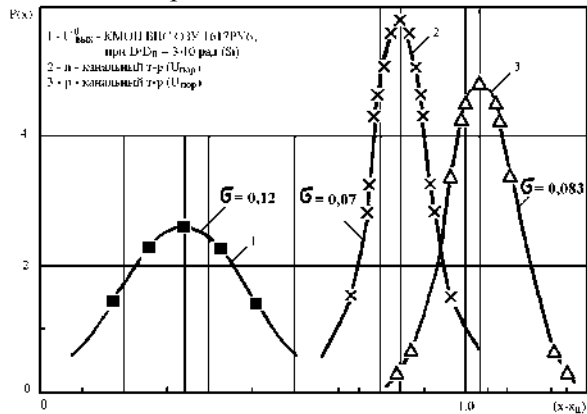


Рисунок 2. Распределения усредненных по пластине $U^0_{\text{вых}}$ чипов КМОП БИС ОЗУ 1617РУ6 от дозы (1), Упор n- и p- канальных МОП транзисторов (2, 3), полученные на ускорителе электронов с $E_e = 130$ кэВ

4. Заключение

Обеспечение стойкости БИС в условиях ионизирующего излучения определяется конкретным спектром дерева топологии БИС и соотношением радиационно-чувствительных параметров: кратности узлов, мощности спектра дерева, моды нечеткого числа. В этом случае соотношение между функцией распределения разброса и моды нечеткого числа определяет, в конечном итоге, целесообразность использования функционально-логических моделей радиационного поведения СВЧ БИС применительно к каждому конкретному случаю. Проведение такого сопоставления является необходимым этапом общей процедуры анализа радиационной стойкости СВЧ БИС. При этом следует отметить, что в разных диапазонах уровней или интенсивностей воздействия оценка мощности спектра дерева топологии СВЧ БИС может носить как нечеткий, так и вероятностный характер. В этом случае нечеткая кратность может задаваться в n-мерном пространстве с сохранением базовых параметров модели, а радиационные эффекты, возникающие в СВЧ БИС, при различных уровнях облучения, оцениваются в ней по изменению одного и того же параметра системы. Такая структура модели является вероятностно-нечеткой с операторами вероятностного типа, а критериальная функция принадлежности является суперпозицией статистической и детерминированной критериальной функцией принадлежности. При этом, определена взаимосвязь нечеткой кратности и вероятностной логик, позволяющая наиболее точно оценивать качество функционирования БИС при воздействии радиации.

Список литературы

1. Frank M.J. Associativity in a class of operations on spaces of distribution functions. Aequationes Math 12 (1975), 121-144.
2. V.M. Barbashov, N.S. Trushkin Evaluation performance of digital integrated circuits while exposed to radiation. 2016 IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng. 151 012011.
3. Барбашов В.М., Трушкин Н.С. Взаимосвязь вероятностных и порядковых моделей при моделировании функциональной безопасности БИС// Безопасность информационных технологий (БИТ). 2008, Вып. 3, с. 90-95.
4. Барбашов В.М., Трушкин Н.С. Особенности моделирования информационных отказов цифровых КМОП СБИС при воздействии радиации// Безопасность информационных технологий (БИТ). 2018, Том 25, № 1, с. 34-40.
5. В.М. Барбашов, Б.И. Подлепецкий, Н.С. Трушкин Моделирование радиационной надежности цифровых устройств на функционально-логическом уровне. Датчики и системы. - 2016. - №4, с. 54-57.
6. Гретцер Г. Общая теория решеток. М.: Мир, 1982. 456 с.
7. Нечеткие множества и теория возможностей. Под ред. Р.Р. Ягера. М.: Радио и связь, 1986. 408 с.

Автоматизация измерений S-параметров мощных СВЧ транзисторов в контактном устройстве с перестраиваемыми полосковыми согласующими цепями

¹Евсеев В.И., ²Ивлев М.А., ³Крылов А.А., ²Лупанова Е.А., ^{1,2}Никулин С.М.,
²Петров В.В.

¹ ООО «Арзамасское приборостроительное конструкторское бюро»
г. Арзамас, Нижегородской обл., 607220, Российская Федерация
vladimir.evseev@oaoapz.com, nikulin-serg2006@yandex

² Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева, г. Нижний Новгород, 603950,
Российская Федерация

ivlev-ma@yandex.ru, ealupanova@yandex.ru, petrovnn@sandy.ru

³ Компания «Кейсайт Текнолоджиз» г. Нижний Новгород, 603008, Российская Федерация
ka_dikk@mail.ru

***Аннотация:** Обсуждается способ автоматизированного измерения S-параметров мощных СВЧ транзисторов в полосковых линиях передачи в режиме усиления непрерывных и импульсных сигналов при согласовании с источником и нагрузкой. Измерения выполняются в контактном устройстве с перестраиваемыми полосковыми согласующими цепями. Представлена конструкция оснастки и приведены результаты эксперимента.*

1. Введение

В практике разработки выходных каскадов транзисторных усилителей СВЧ мощности используют метод переменной нагрузки для определения имедансов согласующих цепей в режиме комплексно-сопряженного согласования. Такое решение предполагает применение дорогой аппаратуры: - коаксиальных тюнеров импеданса и контактных устройств для монтажа транзисторов в полосковые линии с низким волновым сопротивлением [1,2]. В докладе предлагается альтернативное решение, адаптированное к работе транзистора в реальных условиях и позволяющее проектировать выходные каскады усилителей СВЧ мощности средствами анализа и оптимизации линейных электрических цепей. Суть предлагаемого решения состоит в автоматизации измерений большесигнальных S-параметров мощных СВЧ транзисторов в пространстве различных режимов питания по постоянному току, частоты и мощности входного сигнала. Измерения выполняют в контактном устройстве с перестраиваемыми полосковыми согласующими цепями.

2. Автоматизированная система для измерения S-параметров СВЧ транзисторов в диапазоне частот и мощностей входного сигнала

Параметры мощных СВЧ транзисторов предлагается измерять с помощью автоматизированной установки, состоящей из векторного анализатора цепей с доступом к измерительным приемникам, измерительного блока с удаленной нагрузкой, контактного устройства с перестраиваемыми полосковыми согласующими цепями, источника питания и измерителя СВЧ мощности с аттенуатором. В основу работы измерительной системы положен метод пространственно удаленной переменной нагрузки [3,4].

Измерительная система работает в четырех режимах: 1 – измерение коэффициентов отражения от пространственно удаленной переменной нагрузки; 2 - калибровка по коэффициенту отражения и коэффициенту передачи; 3 – калибровка по мощности входного сигнала; 4 – измерение большесигнальных S-параметров в коаксиальном канале и перенос результатов к физическим границам транзистора.

Параметры рассеяния транзисторов по основному тону в режиме большого сигнала зависят от амплитуды входного сигнала и импеданса нагрузки. Для проектирования мощных выходных каскадов усиления достаточно иметь S-параметры в режиме согласования транзистора с источником

и нагрузкой. Именно такие S-параметры для различных амплитуд непрерывных и импульсных сигналов и при различных питающих напряжениях по постоянному току и удастся определять с помощью предлагаемой автоматизированной системы.

3. Универсальное контактное устройство с перестраиваемыми согласующими цепями

Идея построения контактного устройства с перестраиваемыми согласующими цепями обсуждалась в работе [5]. Принципиальное отличие предлагаемой оснастки, показанной на рисунке 1, состоит в ее универсальности и возможности определения S-параметров транзистора относительно его физических границ в процессе измерений с автоматической регистрацией положения согласующих устройств с известными параметрами в полосковых линиях. Конструкция адаптирована к различным типоразмерам корпусов транзисторов за счет замены деталей, обеспечивающих контакт их ленточных выводов с полосковой линией.

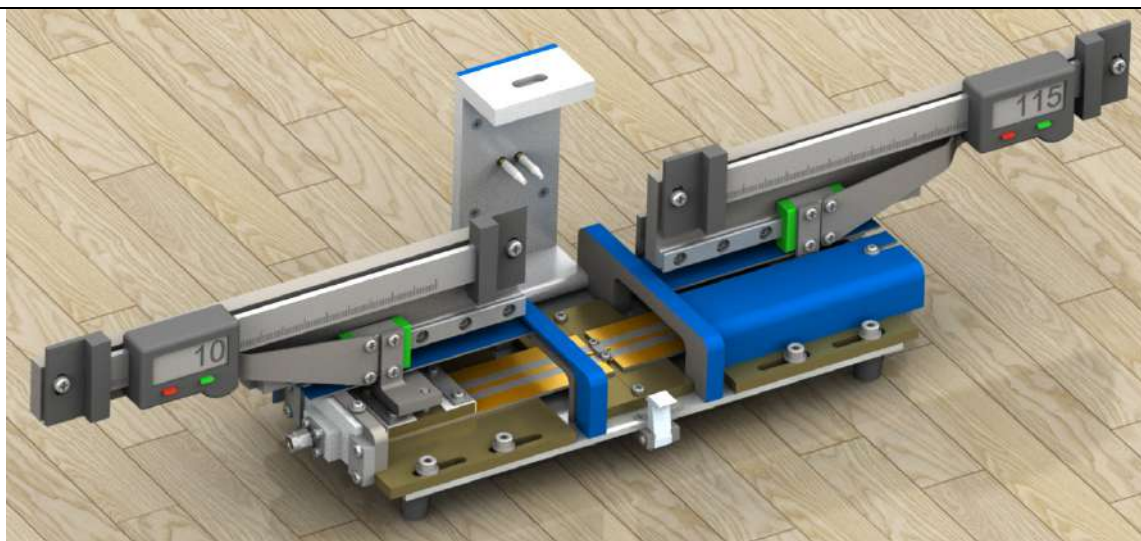


Рисунок 1 - Внешний вид контактного устройства с перестраиваемыми согласующими цепями

4. Заключение

Рассмотренная в докладе автоматизированная система позволяет измерять большесигнальные S-параметры контактного устройства с перестраиваемыми согласующими цепями в коаксиальном канале методом пространственно удаленной переменной нагрузки. Автоматическая регистрация положения полосковых согласующих трансформаторов позволяет в реальном масштабе времени определять S-параметры мощных СВЧ транзисторов относительно их физических границ. Существенно, что предлагаемое решение открывает уникальные возможности для формирования библиотеки s2p-моделей транзисторов, в том числе и двухзатворных транзисторов в парафазном режиме работы, в пространстве различных режимов питания по постоянному току, частоты и мощности непрерывного или импульсного входного сигнала.

Список литературы

1. Understanding the Relevance of Harmonic Impedance Matching in Amplifier Design. // Steve Dudkiewicz, Marc Schulze Tenberge and Giampiero Esposito, Maury Microwave Corp., Ontario, Calif.; Travis Barbieri, Freescale Semiconductor, Phoenix, Ariz.- April 14, 2015.
2. Takayama, Y. A new load-pull characterization method for microwave power transistors. // In 1976 IEEE-MTT-S International Microwave Symposium. Cherry Hill (NJ, USA), 1976, p. 218 – 220.
3. Никулин С.М., Торгованов А.И. Измерение S-параметров нелинейных СВЧ цепей методом пространственно удаленной переменной нагрузки. // Датчики и системы, №11, 2014, с. 27-33.
4. Никулин С.М., Торгованов А.И. Проектирование усилителей СВЧ мощности. Эффективность метода удаленной переменной нагрузки. // Электроника. Наука, технология, бизнес, №3, 2015, с. 60-65.
5. Евсеев В.И., Лупанова Е.А., Куликов А.Б., Никулин С.М., Петров В.В. Измерительные усилители и техника определения большесигнальных S-параметров СВЧ транзисторов. // Электроника и микроэлектроника СВЧ. Санкт-Петербургский электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина), том 1, 2018, с. 282 -286.

Экспериментальные исследования характеристик вытекающей волны E_{01} в круглом диэлектрическом стержне

В.А. Малахов¹, И.В. Малахова¹, А.С. Нечаев², А.А. Никитин², Раевская Ю.В.¹

¹Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева
ул. Минина, 24, Нижний Новгород, 603950, РФ

mr.vasmal@mail.ru

²Филиал ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ» "НИИИС им. Ю.Е. Седякина»

ул. Тропинина, 47, Нижний Новгород, 603137, РФ

mr.vasmal@mail.ru

Аннотация: Приведена методика эксперимента по возбуждению вытекающей волны E_{01} в круглом открытом диэлектрическом волноводе. Представлены результаты экспериментального исследования вытекающей волны E_{01} круглого открытого диэлектрического волновода.

1. Введение

В настоящее время в мире усиливается интерес к устройствам, работающим на вытекающих волнах [1-4]. Вытекающие волны – это волны, которые возбуждаются на частотах ниже критических частот поверхностных волн (являются их продолжением) круглого открытого диэлектрического волновода. Вытекающие волны являются быстрыми ($v_{\phi} > c$), не удовлетворяют условию излучения и имеют экспоненциально нарастающее по радиальной координате поле [5]. Одной из проблем, стоящей перед исследователями, является проблема возбуждения вытекающих волн так как они быстро затухают в направлении распространения. В работе представлена методика возбуждения вытекающей волны E_{01} диэлектрического стержня и приведены экспериментальные характеристики вытекающей волны E_{01} .

2. Объект исследования и методика эксперимента

Объектом экспериментального исследования является вытекающая волна E_{01} круглого открытого диэлектрического волновода, возбуждаемая с помощью электродинамической структуры, показанной на рисунке 1. Цифрами на рис.1 обозначено: 1 – металлический стержень длиной 0,1 м и радиусом 0,05 м, 2 – круглый волновод длиной 0,1536 м и радиусом 0,0293 м, 3 – диэлектрический стержень длиной 0,2344 м, радиусом 0,05 м, диэлектрическая проницаемость $\epsilon=2$.

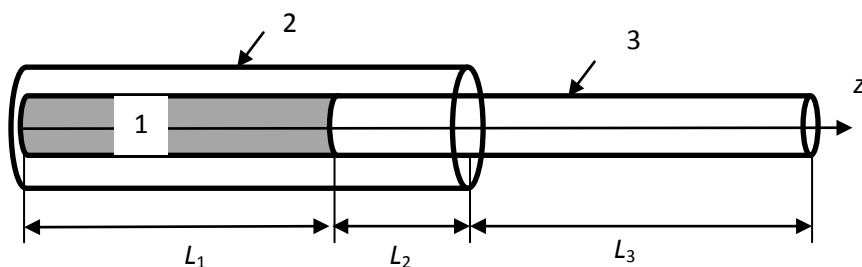


Рис.1. Электродинамическая структура используемая для возбуждения вытекающей волны

На рисунке 2 приведена структурная схема экспериментальной установки: 1 – персональный компьютер; 2 – векторный анализатор цепей OBZOR 804/1; 3 – исследуемая электродинамическая структура; 4 – держатель измерительного элемента с микрометром; 5 – измерительная петля.

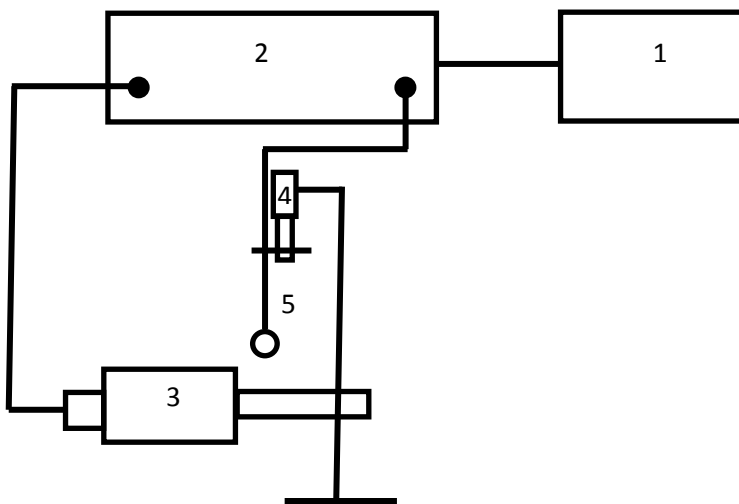


Рис.2. Структурная схема экспериментальной установки

3. Результаты экспериментальных исследований

В докладе приведены зависимости нормированной плотности потока мощности от расстояния до поверхности диэлектрического стержня D , рис. 3., полученные на основе экспериментальных исследований.

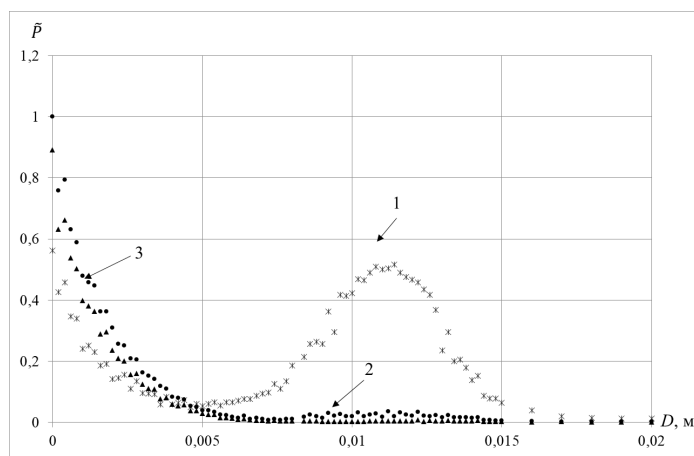


Рис.2. Зависимости нормированной плотности потока мощности от радиальной координаты на частотах:
1 – 6,3 ГГц, 2 – 7,5 ГГц, 3 – 8 ГГц.

4. Заключение

Предложена методика возбуждения вытекающей волны в круглом открытом диэлектрическом волноводе. Показано, что на частоте 6,3 ГГц на структуру поля наибольшее влияние оказывает вытекающая волна E_{01} , а на частотах 7,5 ГГц и 8 ГГц – поверхностная волна HE_{11} открытого диэлектрического волновода.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского научного фонда в рамках гранта №17-19-01628

Список литературы

1. Valerio G., Paulotto S., Baccarelli P., et al. Efficient Computation of 1-D Periodic Layered Mixed Potentials for the Analysis of Leaky-Wave Antennas With Vertical Elements // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2015. Т. 63. №. 6. С. 2396-2411.
2. Sengupta S., Jackson D., Long S. Modal Analysis and Propagation Characteristics of Leaky Waves on a 2-D Periodic Leaky-Wave Antenna // *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 2018. Т. 66. №. 3. С. 1181- 1191.
3. Fuscaldo W., Tofani S., Zografopoulos D., et al. Systematic Design of THz Leaky-Wave Antennas Based on Homogenized Metasurfaces // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2018. Т. 66. №. 3. С. 1169- 1178.
4. Tierney B., Grbic A. Controlling Leaky Waves With 1-D Cascaded Metasurfaces // *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2018. Т. 66. №. 4. С. 2143-2146.
5. Раевский А.С., Раевский С.Б. Комплексные волны. М.: Радиотехника, 2010. 223 с.

Метод увеличения динамического диапазона ваттметров СВЧ с возможностью измерения модулированных сигналов

Добриков А.И., Загородний А.С., Черепанов А.В.

АО НПФ Микран
пр-т Кирова, 51Д, Томск, 634041, Россия
www.micran.ru

Аннотация: Статья посвящена обзору измерителей мощности СВЧ сигналов производства АО «НПФ «Микран» серии PLS. Представлена структурная схема измерителей мощности. Рассмотрен метод увеличения динамического диапазона измерителей. Проведен расчет несимметричного делителя мощности.

1. Введение

Развитие современной техники требует непрерывного совершенствования радиоизмерительных средств. Среди большого разнообразия видов радиоизмерений в диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ), одно из ведущих мест занимает измерение мощности [1]. При разработке ваттметров СВЧ все больше возрастают требования к различным характеристикам, таким как частотный и динамический диапазоны, точность, возможность измерения импульсно-модулированных сигналов и сигналов с цифровой модуляцией.

В данной работе рассмотрена структурная схема измерителей мощности СВЧ сигналов производства АО «НПФ «Микран» [2], представлен метод увеличения динамического диапазона путем использования нескольких ветвей детектирования с несимметричным делителем мощности.

2. Увеличение динамического диапазона ваттметров СВЧ

Актуальным остается необходимость расширения динамического диапазона измерительных устройств, например, в радиосвязи изменение уровня сигналов достигается 70 дБ и выше. На рисунке 1 представлена структурная схема измерителя мощности:

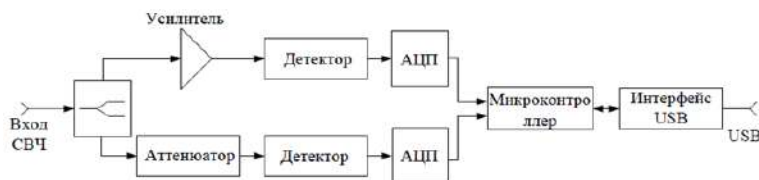


Рисунок 1 – Структурная схема измерителя мощности

Расширение динамического диапазона достигается путем использования двух ветвей детектирования [3,4]. Несимметричный делитель мощности дает возможность обеспечить разное ослабление каскадов, что позволяет уменьшить нижнюю границу детектирования и упростить требования к аттенюатору.

3. Расчет несимметричного делителя мощности

Обычный резистивный делитель передает сигнал с ослаблением 6 дБ на оба каскада. Несимметричный дает возможность деления сигнала с ослаблением 3 дБ на один из каскадов и 16 дБ на другой.

Упрощенная схема делителя представлена на рисунок 2.

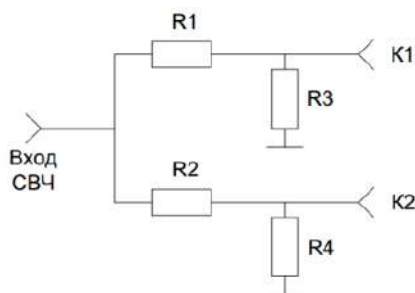


Рисунок 2

Номинальные сопротивления $R1$, $R2$, $R3$, $R4$ рассчитываются, исходя из заданных коэффициентов передачи каждого каскада. Делитель должен обеспечивать согласование, как по входу, так и по выходу для каждого каскада. С учетом этого составлены системы уравнений, включающие уравнения коэффициентов передачи и согласования каждого из каскадов. Произведен расчет и получены результирующие значения сопротивлений $R1$ - $R4$.

4. Измерение модулированных сигналов

Использование детекторов среднеквадратичного значения мощности в отличие от логарифмических детекторов позволяет проводить измерения модулированных сигналов (QAM, QPSK, BPSK, OFDM) в современных системах связи. Также ваттметры могут быть использованы для измерения импульсной и средней мощности импульсно-модулированных сигналов.

5. Заключение

Выполнен обзор структурной схемы измерителей мощности СВЧ сигналов производства АО «НПФ «Микран» серии PLS. Рассмотрен метод увеличения динамического диапазона измерителей мощности СВЧ сигналов. Произведен расчет значений сопротивлений несимметричного делителя мощности с ослаблением 3 дБ и 16 дБ на разные каскады детектирования.

Применение двух каскадов детектирования с несимметричным делителем обеспечило общий динамический диапазон 70 дБ (от минус 50 дБм до 20 дБм).

Список литературы

1. Билько М.И., Томашевский А.К., Шаров П.П. Измерение мощности на СВЧ. М.: «Советское радио», 1976. - 166 с..
2. <https://www.micran.ru/productions/instrumentation/usb/pls06/>.
3. Patent US 2009/0315534 A1:Dec. 24,2009 Method for eliminating the need to zero and calibrating / Richard R. Hawkins, Jon R. Sigler.
4. Patent US 7830134 B2:Nov.9,2010 Power meter with means to eliminate the need to zero and calibrating / Richard R. Hawkins, Jon R. Sigler.

Способ и устройство измерения уровней многослойных сред

Тренкаль Е. И., Лощилов А. Г.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР),
пр. Ленина, 40, Томск, 634050, Россия
trenkal@mail.ru

Аннотация: Представлен способ измерения уровней, позволяющий определять скорость распространения сигнала в слоях многослойных сред, тем самым повысить точность и надежность измерения. Описаны принцип работы предлагаемого способа измерения. Представлены варианты реализации. Описан алгоритм определения скоростей распространения сигнала в слоях и их уровней.

1. Введение

Довольно часто в различных областях промышленности обязательным процессом являются измерение уровня вещества в ёмкостях и резервуарах. Особую сложность может вызвать наличие в резервуаре комбинации из нескольких веществ, образующих слоистую структуру. В этом случае дополнительно необходимо проводить измерение уровней внутренних слоёв. Примером задачи может служить мониторинг уровней в процессе очистки нефтепродуктов, где в составе многослойной жидкости присутствуют нефть, подтоварная вода и слой эмульсии между ними.

Из большого многообразия существующих методов для решения задачи измерения уровней многослойных сред используется ограниченное количество методов, среди которых наибольшей точностью и надежностью обладает метод импульсной рефлектометрии (TDR) [1–3]. Определение уровней в данном методе выполняется путем перерасчета задержек откликов, отраженных от границ раздела сред, относительно подаваемого устройством измерения тестового сигнала.

Для перерасчета задержки отклика в расстояние до границы раздела сред должна быть известна скорость распространения сигнала в каждой из сред, предшествующей данной границе раздела. В современных устройствах проблема решается путем задания априорной диэлектрической проницаемости вещества, исходя из которой устройство измерения определяет скорость распространения сигнала. Очевидным недостатком данного решения являются снижение точности и надежности измерения из-за возможного отклонения параметров добываемых веществ от первоначальных значений.

Для решением описанной проблемы необходимо, чтобы измерение скорости распространения сигнала выполнялось в процессе измерения. Целью данной работы является описание способа и устройства для измерения многослойных сред, лишенного описанного недостатка и способного определять параметры распространения сигнала в процессе измерения уровней.

2. Описание способа и устройства измерения

Особенностью предлагаемого способа является использование специальной конструкции измерительного зонда (рис. 1, а), в линию передачи которого включены локальные неоднородности, электрические параметры которых могут быть изменены посредством внешнего управляющего воздействия. Управление электрическими параметрами неоднородностей позволяет локально изменить коэффициенты отражения электромагнитного сигнала в определенных точках измерительного зонда, и, путем обработки рефлектограммы, определить скорости распространения электромагнитных волн в слоях исследуемой среды. На этапе измерения уровней границ раздела сред локальные неоднородности могут быть отключены, а их паразитное влияние – минимизировано.

В качестве управляемых неоднородностей могут быть использованы СВЧ-диоды. В работе [4] представлены результаты экспериментальных исследований управляемых неоднородностей. Принцип работы управляемых неоднородностей следующий: тестовый сигнал, формируемый генератором, обеспечивается прямое включение диодов по отношению к тестовому сигналу. При прохождении тестового сигнала через точки локализации неоднородностей разность потенциалов между проводниками приводит к изменению сопротивления диодов, что формирует локальные отклики от каждой из таких неоднородностей (рис. 1, б, нижняя рефлектограмма). Для исключения (минимизации амплитуды) откликов от локальных неоднородностей к тестовому сигналу может быть добавлено отрицательное смещение, обеспечивающее запертое состояние диодов (рис. 1, б, верхняя рефлектограмма). Таким образом, обеспечиваются управление состоянием неоднородностей.

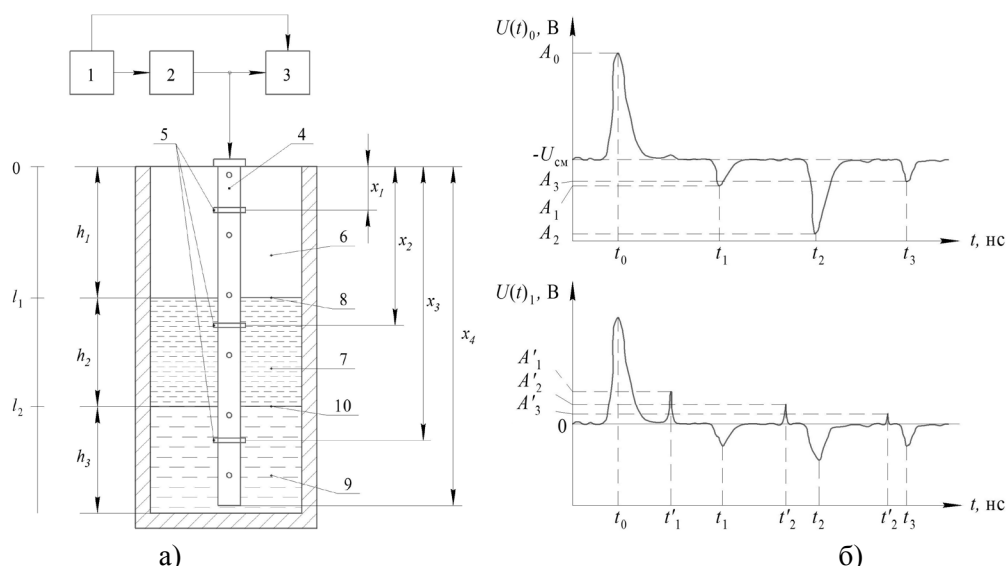


Рис. 1. а) структурная схема измерительной установки для осуществления способа измерения; б) рефлектограмма с минимальным влиянием неоднородностей (сверху), с максимальным влиянием неоднородностей (снизу): 1 – блок управления; 2 – генератор; 3 – приёмник; 4 – измерительный зонд; 5 – управляемые неоднородности; 6, 7, 9 – воздушный слой, первый и второй жидкий слой соответственно; 8, 10 – границы раздела сред;

На рис. 2 представлен вариант исполнения отрезка измерительного зонда в виде коаксиальной линии передачи. Управляемая неоднородность представлена в виде печатного узла, располагаемого между сегментами измерительного зонда.

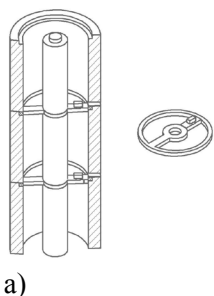


Рис. 2. Вариант исполнения отрезка измерительного зонда в виде коаксиальной линии передачи: а) условное изображение; б) фотография.

Обобщенная схема алгоритма измерения:

- 1) Измерение рефлектограмм при разных состояниях диодов;
- 2) Определение временных координат откликов от границ раздела и неоднородностей;
- 3) Определение структуры многослойной среды, формирование векторов задержек;
- 4) Определение скоростей распространения в слоях, определение уровней.

3. Заключение

Предложенный способ позволяет устранить описанные недостатки измерительных устройств, тем самым повысить точность и надежность измерения. Кроме того, возможность определения скоростей распространения в каждой из сред позволяет решить обратную задачу – определение характеристик измеряемых слоёв, что может быть использовано для определения качества и классификации добываемого материала.

Список литературы

1. Nemanich C.P. Time domain reflectometry liquid level sensors // IEEE Instrumentation & Measurement Magazine. – 2001. – Vol. 4. – pp. 40–44.
2. Gerding M. Precision level measurement based on time-domain reflection (TDR) measurements / M. Gerding, T. Musch, B. Schiek // Advances in Radio Science. – 2002. – pp. 27–31.
3. Trenkal E.I. Izmerenie urovnej zhidkosti metodom impul'snoj reflektometrii (obzor). / E.I. Trenkal, A.G. Loshchilov // Proceedings of TUSUR University. – 2016. – Vol. 19, No. 4. – pp. 67–73.
4. Trenkal E.I. A breadboard model of the measuring probe of a new type for the measurement of multiphase environments levels / E.I. Trenkal, A.G. Loshchilov // Proceedings of TUSUR University. – 2017. – T. 20, № 4. – С. 30–32.

Оценка погрешности измерения параметров микроволнового двухполюсника, вызываемой неидеальностью зонда, при анализе фазового распределения электромагнитной волны в линии передачи

Гимпилевич Ю. Б., Зебек С. Е.

Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
gimpil@mail.ru

Аннотация: — Проведена оценка погрешности измерения параметров микроволнового двухполюсника, вызываемой неидеальностью зонда, при анализе фазового распределения электромагнитной волны в микроволновом тракте. Получены соотношения для расчета фазового распределения электромагнитной волны в линии передачи, нагруженной на рассогласованный двухполюсник при условии применения неидеального зонда. Это позволило оценить абсолютную погрешность измерения модуля и аргумента комплексного коэффициента отражения микроволнового двухполюсника.

1. Введение

В [1] авторами предложен способ определения модуля и аргумента комплексного коэффициента отражения, который основан на анализе как амплитудного, так и фазового распределений электромагнитной волны в линии передачи. В работе [2] проведено теоретическое обоснование этого способа и показана возможность создания на его основе недорогих измерительных преобразователей, которые могут найти применение для целей встроенного контроля параметров микроволновых трактов радиотехнических систем, а также для целей технологического контроля. Реализация этого способа приводит к избыточности, что позволяет повысить точность путем усреднения результатов обработки измерительной информации [2]. Целью данной работы является оценка погрешности измерения параметров микроволнового двухполюсника, вызываемой неидеальностью зонда, при анализе фазового распределения электромагнитной волны в линии передачи.

2. Результаты оценки

На основе [3, 4] разработана математическая модель измерительного преобразователя квадратного типа, которая учитывает неидеальность элементов СВЧ тракта измерительной установки. В этой модели учтено рассогласование с СВЧ генератором, все элементы матрицы рассеяния неидеального зонда, представленного шестиполусником, а также рассогласование с квадратурным детектором. Путем решения системы линейных уравнений получено выражение для волны, ответвляемой ненаправленным зондом и поступающей на вход квадратурного детектора. Также получено соотношение для расчета начальной фазы ответвленного сигнала в виде функции расстояния от плоскости подключения измеряемого двухполюсника до плоскости размещения подвижного зонда. Это позволило провести множественные расчеты фазового распределения электромагнитной волны в линии передачи с различными сочетаниями параметров элементов измерительной схемы. Тщательному анализу подвергнуто фазовое распределение для случая, при котором источником погрешности является только ненаправленный зонд, а остальные элементы схемы являются идеальными. При этом получена упрощенная модель измерительного преобразователя, которая позволила решить поставленную задачу. В результате моделирования, проведенного на ЭВМ исследовано влияние на фазовое распределение как модулей, так и аргументов элементов матрицы рассеяния и рассчитаны погрешности измерения параметров двухполюсника, вызываемой этими факторами.

В частности показано, что при развязке зонда с линией передачи, равной -30 дБ, и коэффициенте отражения зонда, равном $0,05$, в наихудшем случае относительная погрешность измерения модуля комплексного коэффициента отражения (при КСВН = $2,0$) не превышает $1,5\%$, а абсолютная погрешность измерения аргумента комплексного коэффициента отражения не превышает $1,5^\circ$.

3. Заключение

Таким образом, в работе проведена оценка погрешности измерения параметров микроволнового двухполюсника, вызываемой неидеальностью зонда, при использовании фазового распределения электромагнитной волны в СВЧ тракте и доказана возможность реализации высоких метрологических характеристик измерительных преобразователей, построенных на основе квадратурного метода измерения.

Список литературы

1. Гимпиевич Ю.Б., Зебек С.Е. Патент на изобретение РФ № 2683804, 02.04.2019. Способ определения модуля и аргумента комплексного коэффициента отражения // Патент России № 2683804. 2019. Бюл. № 10. / Ю.Б. Гимпиевич, С.Е. Зебек.
2. Гимпиевич Ю.Б., Зебек С.Е. Квадратурный метод измерения комплексных параметров СВЧ-двухполюсников / Ю.Б. Гимпиевич, С.Е. Зебек // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. — Санкт-Петербург: Изд-во: СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2019, вып. 1. С. 27 — 38.
3. Силаев М. А., Брянцев С. Ф. Приложение матриц и графов к анализу СВЧ устройств. — М.: Сов. радио, 1970. — 248 с.
4. Гимпиевич Ю.Б. Измерение и контроль параметров микроволновых трактов. Севастополь: СевНТУ, 2009. — 296 с.

Автоматизация измерений диэлектрической проницаемости материалов конденсаторным методом

Атамасов В.В., Жуков А.А., Маленко Г.И.

Национальный исследовательский Томский государственный университет, радиофизический факультет
пр. Ленина, 36, Томск, 634050, Россия
grisha-9708@mail.ru

Аннотация: Представлены результаты по созданию программно-аппаратного комплекса на базе прецизионного измерителя LCR Agilent E4980A и среды программирования LabVIEW для проведения автоматизированных измерений частотных зависимостей диэлектрической проницаемости материалов конденсаторным методом. Получены спектры действительной и мнимой частей диэлектрической проницаемости исследованных материалов.

1. Введение

Современное развитие науки позволяет проводить экспериментальные исследования электромагнитных характеристик в частотных диапазонах, ранее недоступных для работы [1]. Особенно важны такие исследования в области радиоэлектронной промышленности для эффективного применения радиоматериалов при проектировании радиоаппаратуры и прогнозирования поведения радиокомпонента на определённых частотах [2]. Интерес представляют как перспективные, так и давно использующиеся материалы. Одним из важнейших электрофизических параметров является диэлектрическая проницаемость вещества. Аппаратура, позволяющая проводить измерения первичных параметров для их дальнейшего пересчёта с диэлектрическую проницаемость, пользуется большим спросом, так как определение этой величины требуется во многих областях жизнедеятельности человека.

Современные научно-исследовательские лаборатории ежегодно пополняют парк измерительного оборудования для создания автоматизированных измерительных комплексов. За счет правильного подбора измерительных средств и программного обеспечения, используемого для сбора, обработки и передачи, полученных от измерительной аппаратуры данных, весь процесс становится более автоматизированным, что, в свою очередь, повышает производительность, как самого лабораторного комплекса, так и обслуживающего персонала.

Высокий уровень автоматизации и гибкости системы, как правило, достигается за счет программных средств и универсального измерительного оборудования. Связь между компьютером и всеми остальными узлами, и их совместимость, обеспечивается с помощью совокупности аппаратных, программных и конструктивных средств.

Одним из таких программных продуктов, который позволяет: разрабатывать виртуальные измерительные системы, обеспечивать взаимодействие измерительных комплексов с компьютером, ввод и обработку измеряемых параметров является система программирования LabVIEW [3,4].

Авторами предложен способ использования данной платформы в качестве программной основы при автоматизации процесса измерения диэлектрической проницаемости с использованием лабораторного комплекта оборудования прецизионного измерителя LCR Agilent E4980A.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Объектами исследований являлись фольгированные диэлектрики прямоугольной формы с удалённым от краёв металлическим слоем для минимизации паразитных ёмкостей.

Для проведения измерений был выбран ёмкостной метод [5]. Измерялись действительная и мнимая части полного сопротивления исследуемых образцов в диапазоне от 20 Гц до 2 МГц. Для повышения точности измерений проводилось усреднение. Полученные данные по известным формулам [6] пересчитываются в значения действительной и мнимой частей диэлектрической проницаемости.

3. Расчетно-экспериментальный метод определения спектров действительной и мнимой частей диэлектрической проницаемости материалов

В стандартной комплектации прецизионный измеритель LCR Agilent E4980A не позволяет проводить измерения частотных характеристик комплексного сопротивления двухполюсников в автоматическом режиме и записывать данные в текстовый файл. Авторами разработана в системе LabVIEW программа автоматизации процесса измерения, усреднения экспериментальных значений, пересчёта усреднённых первичных данных в значения диэлектрической проницаемости и записи данных в текстовый файл.

На рис. 1а показаны результаты измерения частотной зависимости действительной части диэлектрической проницаемости исследуемых фольгированных диэлектриков, а на рис. 1б — спектр мнимой части диэлектрической проницаемости исследуемых материалов.

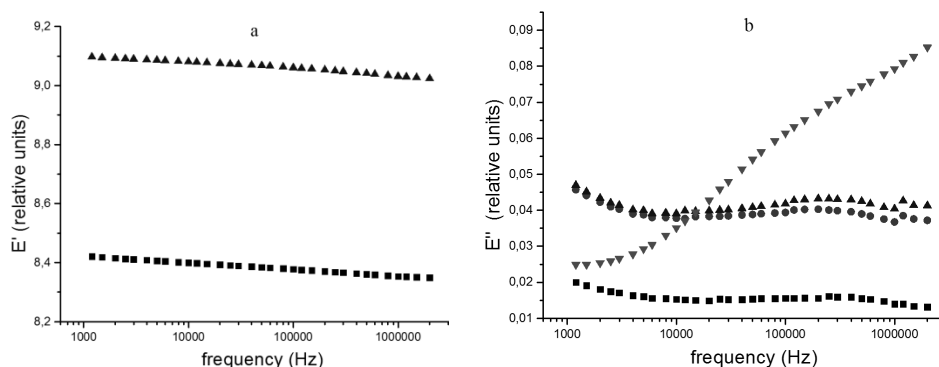


Рис. 1. Спектры действительной (а) и мнимой (б) частей диэлектрической проницаемости

Перерасчёт первичных данных в значение частей ДЭП проводилось путём усреднения по 10 измерениям и дальнейшего перерасчёта по формулам:

$$\epsilon' = Z'' / (((Z'')^2 + (Z')^2) (\omega \cdot C_0)); \quad (1)$$

$$\epsilon'' = Z' / (((Z'')^2 + (Z')^2) (\omega \cdot C_0)). \quad (2)$$

Здесь ϵ' и ϵ'' — действительная и мнимая части диэлектрической проницаемости соответственно, Z' и Z'' — действительная и мнимая части импеданса, C_0 — ёмкость конденсатора без образца, ω — циклическая частота. В докладе также приведены лицевая панель и блок-диаграмма программы измерения спектров диэлектрической проницаемости и таблица значений проницаемостей исследованных материалов.

4. Заключение

Предложен программно-аппаратный комплекс для автоматизированного измерения спектров диэлектрической проницаемости в диапазоне частот от 20 Гц до 2 МГц с последующей записью в файл измеренных значений.

Базовая погрешность измерительного оборудования составляет 0,05%. Для повышения точности экспериментальных данных внедрён алгоритм усреднения измерений. Представлены результаты работы комплекса на примере спектров диэлектрической проницаемости различных фольгированных диэлектриков.

Список литературы

1. Князев Б. А., Герасимов В. В., Демьяненко М.А., Есаев Д.Г., Марчишин И. В., Никитин А.А, Чопорова Ю. Ю. Матричные балометрические приемники в исследованиях на терагерцовом лазере на свободных электронах // Фотоника — 2015, Новосибирск, 2015. С. 81.
2. Бадьин А.В., Выговский В. Ю., Бердюгин А.И., Дорожкин К. В. Исследование температурных зависимостей электромагнитных характеристик материалов в терагерцовом диапазоне частот// Russian Physics Journal 2017-V.60- No.12-2-pp.62-64.
3. Дж. Трэвис, Дж. Кринг.- LabVIEW для всех .Москва: ДМК Пресс, 2011. - 904 с.
4. Конвей Дж., Уоттс Ст.. Программный подход к Labview. Прентис Холл, 2003, 240 с
5. Брандт А.А., Костиенко А.И., Плакше Л.Ю., Страхова Т.С. Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах. М.: Издательство физико-математической литературы, 1963. 404с.
6. Журавлев В.А., Суслев В.И., Журавлев А.В., Коровин Е.Ю. Анализ диэлектрических спектров воды с проводящими примесями в широком диапазоне частот // Известия высших учебных заведений. Физика. — 2017. — Т. 60, № 11. — С. 40-46.

СВЧ диагностика стримерной зоны сквозной фазы лидера длинного искрового разряда

¹ Богатов Н. А., ^{1,2} Сысоев В. С., ² Булатов М. У., ² Сухаревский Д. И.

¹ Институт прикладной физики РАН,
ул. Ульянова, 46, Нижний Новгород, Россия
bogatov@appl.sci-nnov.ru

² ВНИЦ ФГУП "РФЯЦ-ВНИИТФ им. акад. Е. И. Забабахина",
ул. Заводская, 5, Истра, Россия

Аннотация: Реализована СВЧ диагностика стримерной зоны лидера положительного длинного искрового разряда, создаваемого в атмосфере в промежутке стержень-плоскость длиной 5.5 м генератором импульсных напряжений 6 МВ, по поглощению зондирующего излучения в плазме стримеров. По измерениям средней по объему, содержащему множество стримеров, высокочастотной проводимости стримерной зоны, полученным с помощью этой СВЧ диагностики, в сочетании с измерениями объемной концентрации стримеров в стримерной зоне, полученными другим методом, определены следующие параметры стримеров: средний электрический заряд одного стримера и среднее полное количество электронов в одном стримере (последний параметр измерен впервые).

1. Введение

Электрический разряд в длинном промежутке в атмосферном воздухе (длинная искра) и молния начинаются с прорастания плазменного канала от одного из электродов к другому (в молнии роль одного или обоих электродов играют заряженные облака). Этот плазменный канал называется лидером. С конца лидера, называемого головкой лидера и имеющего существенно более яркое свечение, чем остальной канал лидера, непрерывно стартуют стримеры со средней частотой $\sim 10^{10}$ стримеров в секунду. Стримеры - это самосогласованные нелинейные волны ионизации в невозмущенной среде, оставляющие за собой канал слабоионизованной сильно неравновесной плазмы. Стримеры веером разлетаются от головки лидера вдоль силовых линий электрического поля из области сильного поля вблизи головки в сторону более слабого поля в ее окрестности и останавливаются там, где поле уменьшается до величины, ниже критического для движения стримеров значения. Совокупность движущихся стримеров, испускаемых головкой лидера, называется стримерной зоной лидера. Длинным искровым разрядом называют такой разряд, у которого длина разрядного промежутка больше размеров стримерной зоны, то есть существует фаза движения лидера, когда есть лидерный канал и стримерная зона, не касающаяся электрода, противоположного тому, с которого лидер стартовал. Стримерная зона играет очень важную роль в динамике искрового разряда, как на лидерной стадии, когда она определяет ток лидера и параметры лидерного канала, так и на последующей стадии обратного удара, когда волна ионизации обратного удара собирает пространственный заряд, внедренный в атмосферу стримерной зоной на лидерной стадии [1].

Методы исследования лабораторной плазмы трудно применимы для исследований длинных искр и тем более молнии. В исследованиях молнии единственным способом получения информации об этом физическом процессе является регистрация электромагнитных полей молнии, их регистрируют в широком частотном диапазоне, от долей герца до рентгеновского излучения. В исследованиях длинных искр к этим методам добавляются измерения тока разряда и напряжения на электродах. Иные методы экспериментальных исследований длинных искр крайне малочисленны, а активные диагностики, за исключением шпирен-метода, не применяются совсем.

В настоящей работе мы впервые применили такой активный метод диагностики длинного искрового разряда, как СВЧ зондирование, который позволил нам измерить некоторые важные параметры стримерной зоны, никогда ранее экспериментально не измерявшиеся.

2. Описание эксперимента и СВЧ диагностики

Особенности технической реализации СВЧ диагностики в нашей работе связаны с большим размером объекта и условиями высоковольтного эксперимента, когда приближать квазиоптические элементы к разрядному промежутку ближе 15 м не было возможности из-за большого риска замыкания на них разряда. Следствиями этих особенностей стали большая протяженность СВЧ пучка, 30 м, и сравнительно большой его диаметр, около 0.5 м, при длине волны 8 мм.

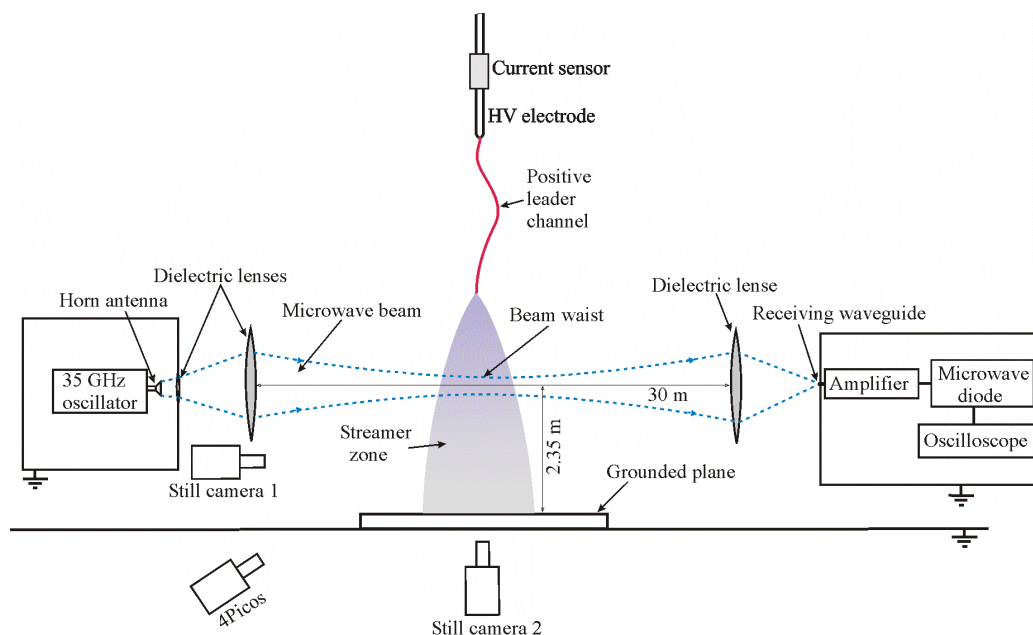


Рис.1. Схема эксперимента и СВЧ диагностики.

Схема эксперимента приведена на рис.1. Источником СВЧ излучения служил генератор Г4-91, нагруженный на рупорную антенну. Выходная мощность генератора составляла 5 мВт. Сходящийся гауссовый СВЧ пучок формировался диэлектрическими линзами так, чтобы перетяжка пучка располагалась на оси симметрии газоразрядного промежутка. Диаметр пучка в перетяжке составлял 0.5 м. Поляризация излучения была линейной, вертикальной. Во время прохождения стримерной зоны через область, занятую СВЧ пучком, часть СВЧ мощности поглощалась в плазме стримеров. Прошедший через исследуемый объект СВЧ пучок фокусировался линзой на открытый конец приемного волноводы, затем усиливался и детектировался СВЧ диодом с линейной вольт-ваттной характеристикой. Регистрировалась величина относительного ослабления проходящего СВЧ излучения.

3. Анализ условий преобладания эффекта поглощения СВЧ излучения в стримерной зоне над эффектом рассеяния

Стримеры в стримерной зоне лидера представляют собой тонкие плазменные каналы. Единственной характеристикой среды внутри каналов стримеров, существенно отличающейся от вакуумных значений, является проводимость. Поэтому была рассмотрена задача дифракции плоской электромагнитной волны на тонком круговом цилиндре с конечной проводимостью, найдены величины поглощения и рассеяния падающего излучения и определены условия на диаметр цилиндра и его проводимость, при которых поглощение много больше рассеяния, - эти условия выполняются во всем диапазоне возможных значений параметров стримеров (их диаметров и концентрации плазмы в них).

4. Определение параметров стримеров стримерной зоны лидера искрового разряда

Используя измеренную нами величину относительного поглощения СВЧ излучения в стримерной зоне лидера искрового разряда и измеренную другим методом концентрацию стримеров в стримерной зоне, мы смогли определить среднее полное количество свободных электронов в одном стримере.

4. Заключение

Метод абсорбционной СВЧ диагностики впервые применен в исследованиях длинных искр, с его помощью впервые измерен такой параметр стримеров в стримерной зоне сквозной фазы положительного лидера, как полное количество свободных электронов в одном стримере

Список литературы

1. Rakov, V. A., and M. A. Uman (2003), *Lightning: Physics and Effects*, Cambridge Univ. Press, New York.

Изотермическое измерение вольт-амперных характеристик диодов Ганна с выделением их разрывов и гистерезиса

^{1,2} Семёнов Е. В., ¹ Малаховский О. Ю.

¹ Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов
Ул. Красноармейская, д. 99а, Томск, 634034, Россия

² Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
Ленина просп., 40, Томск, 634050, Россия
edwardsemyonov@narod.ru, malakhovskiy_oy@niipp.ru

Аннотация: Получена модель вольтамперной характеристики (ВАХ) диода Ганна, учитывающая разрыв на ней, область отрицательного дифференциального сопротивления и гистерезис. Отмечены большие искажения ВАХ за счет саморазогрева диода и важность получения изотермической ВАХ. Указаны требования к измерительной установке, позволяющие измерить ВАХ диода Ганна с минимальными искажениями при указанных особенностях. ВАХ удовлетворительно измерена экспериментально в большей части диапазона допустимых напряжений.

1. Введение

Знание вольтамперной характеристики (ВАХ) диода Ганна необходимо для выбора рабочей точки, определения диапазона рабочих температур и в целях диагностики качества диодов. Корректное измерение их ВАХ затруднительно по причине наличия на ВАХ разрыва, гистерезиса, участка отрицательного дифференциального сопротивления и чувствительности ВАХ к саморазогреву диода.

В литературе [1] приведены данные для длительности тестового импульса от 100 нс. По нашим оценкам воздействие такой длительности уже приводит к существенным эффектам саморазогрева. Кроме того, высокое внутреннее сопротивление измерительной установки приводит к проскакиванию области отрицательного дифференциального сопротивления и «смазыванию» разрыва на ВАХ [2]. В [2] мы определили сопротивление измерительной установки, при котором искажения ВАХ еще допустимы. Также нами определена максимальная длительность тестового воздействия, обеспечивающая изотермические измерения. Например, для диода 3А702 (АО «НИИПП») она составляет около 3 нс. В настоящей работе рассматриваются оставшиеся проблемы измерения ВАХ: корректное измерение участка ВАХ с отрицательным дифференциальным сопротивлением и участка с гистерезисом.

2. Модель вольтамперной характеристики диода Ганна

Многочисленные эксперименты с диодом Ганна 3А702 позволили синтезировать модель его изотермической ВАХ (при неразогревающим импульсным воздействием, рис. 1, кривая 1). Такая форма ВАХ диода Ганна известна [3], но лишь теоретически, похожих результатов измерения в литературе не приводится. Аналитически модель ВАХ описывается выражением:

$$i(u) = \begin{cases} u / R_0 & u < u_{in} \\ -u^2 / (2u_0 R_d) + u / R_d + i_0 - u_0 / (2R_d) & u > u_{out} \end{cases},$$

где R_0 – начальное сопротивление диода Ганна, R_d – дифференциальное (отрицательное) сопротивление в доменном режиме при нулевом напряжении на диоде (виртуальная величина), u_0 – напряжение на диоде в доменном режиме, начиная с которого дифференциальное сопротивление диода становится положительным, i_0 – ток диода при напряжении u_0 , u_{in} – напряжение начала доменного режима при увеличении напряжения на диоде, u_{out} – напряжение окончания доменного режима при уменьшении напряжения на диоде. Для диода 3А702 параметры модели следующие: $R_0 = 1.3$ Ом, $R_d = -11$ Ом, $u_0 = 4.2$ В, $i_0 = 0.88$ А, $u_{in} = 1.7$ В, $u_{out} = 1.26$ В. В соответствии с представленной моделью ВАХ диода Ганна была реализована его компьютерная модель в САПР NI AWR Design Environment.

3. Измерение вольтамперной характеристики диода Ганна на отдельных участках

ВАХ диода Ганна состоит из трех участков (рис. 1). При $u \in (0; u_{in})$ искажения ВАХ обусловлены саморазогревом диода (что приводит также к допороговому переходу электронов во вторую долину). При этом требованием к измерительной системе является минимальная длительность тестового импульса. При правильном выборе длительности импульса ВАХ на этом участке близка к линейной. На рис. 1

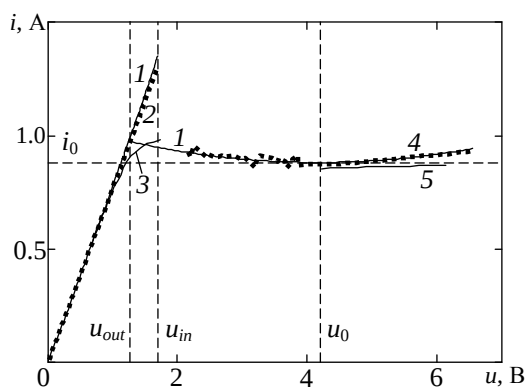


Рис. 1. ВАХ диода Ганна 3А702: кривая 1 – модель, кривые 2 и 3 – измерение при длительности воздействия 10 и 80 нс (допороговый режим), кривые 4 и 5 – измерение при длительности воздействия 80 и 1000 нс (доменный режим).

кривыми 2 и 3 приведены результаты измерения ВАХ диода 3А702 при длительностях импульса 10 и 80 нс. Видно, что достаточно не превышать длительность импульса 10 нс, чтобы искажения ВАХ были незначительными. При напряжениях выше u_0 искажения ВАХ также обусловлены саморазогревом диода, но требования длительности импульса менее жесткие. На рис. 1 кривыми 4 и 5 приведены результаты измерения ВАХ диода 3А702 при длительностях 80 и 1000 нс. Кривые отличаются не более, чем на 5%. Для искажений ВАХ не более 1% на этом участке достаточно использовать импульс длительностью не более 200 нс.

При $u \in (u_{out}; u_0)$ диод имеет отрицательное дифференциальное сопротивление. Поэтому делитель из внутреннего импеданса измерительной цепи и сопротивления диода имеет коэффициент передачи больше единицы. Следовательно, малые отклонения напряжения на входе измерительной цепи усиливаются в большие отклонения напряжения на диоде. В результате напряжение на диоде Ганна имеет тенденцию к уходу с участка отрицательного сопротивления. Поэтому основным требованием к измерительной установке является малый импеданс измерительной цепи. Нами получено сопротивление измерительной цепи около 0.7 Ом, что достаточно для получения приемлемых искажений ВАХ [2]. Оставшейся проблемой является достижение малой индуктивности измерительной цепи. На рис. 2 изображены временные зависимости напряжения на диоде Ганна при индуктивности измерительной цепи 230 нГн и 30 нГн. Видно, что при индуктивности измерительной цепи 230 нГн при напряжении на диоде Ганна меньше u_0 возникает самовозбуждение (кривая 1). При индуктивности 30 нГн напряжение со временем принимает установившееся значение, если оно составляет не менее 2.1 В (кривая 2). При напряжении менее 2.1 В уход с области отрицательных дифференциальных сопротивлений приобретает лавинообразный характер с переходом через u_{out} (рис. 2, кривая 3, нулевой момент времени). Таким образом, достигнутые нами технические характеристики измерительной установки позволяют измерять запороговую ВАХ на при напряжениях более 2.1 В. Результат измерения приведен на рис. 1 кривой 4.

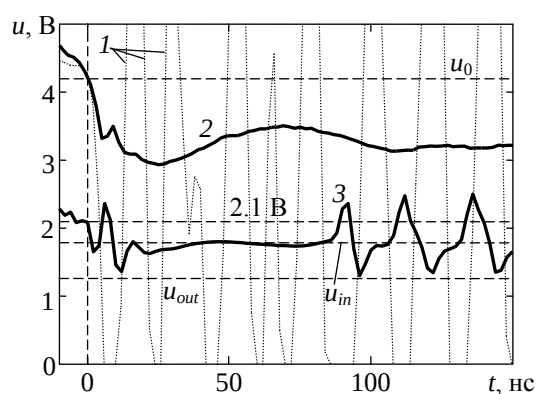


Рис. 2. Напряжение на диоде Ганна 3А702: кривая 1 – при индуктивности измерительной цепи 230 нГн, кривые 2 и 3 – при индуктивности измерительной цепи 30 нГн (кривая 2 – среднее напряжение более 2.1 В, кривая 3 – менее 2.1 В).

4. Заключение

Представленная аппроксимация изотермической ВАХ диода Ганна учитывает разрыв первого рода, гистерезис и наличие областей положительного и отрицательного дифференциального сопротивления в доменном режиме. Выбранные длительности тестовых импульсов позволили измерить практически изотермическую ВАХ как в допороговой области, так и в доменном режиме. При малом импедансе измерительной цепи получается измерить ВАХ в большей части области с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Остаточная индуктивность формирователя импульсов препятствует измерению ВАХ в области с гистерезисом и большим отрицательным дифференциальным сопротивлением.

Напряжение u_0 , которое можно видеть на изотермической ВАХ, является важной с практической точки зрения величиной, поскольку при напряжениях на диоде, меньших u_0 , генерация СВЧ-сигнала диодом будет искажена паразитным самовозбуждением присоединительной цепи диода.

Список литературы

1. Förster A., Stock J., Montanari S., Lepsa M.I., Lüth H. Fabrication and characterisation of GaAs Gunn diode chips for applications at 77 GHz in automotive industry // *Sensors*. 2006. № 6. P. 350–360.
2. Semyonov E.V., Malakhovskij O.Yu. Influence of the Output Resistance of Measurement System to I-V Characteristics of Gunn Diodes // *Actual Problems of Electronic Instrument Engineering: proceedings of 14th Int. conf. Novosibirsk, Russia, October 2–6 2018.* – Novosibirsk: NSTU, 2018. Vol. 1. Part 1. P. 70–72.
3. Murayama K., Ohmi T. Static Negative Resistance in Highly Doped Gunn Diodes and Application to Switching and Amplification // *Japanese Journal of Applied Physics*. 1973. № 12. P. 1931–1940.

Способы построения многопортовых измерений

Нечаев В. Г.

АО «НПФ«Микран»
пр-т Кирова, 51д, Томск, 634041, Россия
nechaev.vg@micran.ru

Аннотация: Рассмотрены основные варианты реализации многопортовых ВЧ- и СВЧ-измерений с использованием n-портовых векторных анализаторов цепей, а также коммутационных измерительных блоков расширения. Представлены коммутирующий измерительный блок и блок расширителей портов производства АО «НПФ«Микран».

1. Введение

С развитием радиоэлектронной отрасли появляется потребность в испытаниях многопортовых устройств – как для тестирования нескольких устройств одновременно, так и для тестирования одного многопортового устройства. За последние годы многопортовые векторные анализаторы цепей (ВАЦ), либо ВАЦ, работающие в связке с блоками расширения портов стали одними из наиболее важных измерительных средств для характеристики высокочастотных (ВЧ) и сверхвысокочастотных (СВЧ) компонент и устройств различного назначения [1, 2]. Приборы данного типа используются как на стадии разработок и научных исследований, так и при проведении испытаний в промышленном производстве аппаратуры. Современные требования к качеству радиоэлектронных устройств определяют потребность в повышении быстродействия и достижении высокой точности измерений средств исследования многопортовых СВЧ-устройств [3].

2. Основная часть

Многопортовые ВАЦ обобщенно имеют схожую архитектуру, за исключением использования одного или двух источников сигналов на основе синтезаторов частот для подачи входного воздействия на исследуемые устройства (ИУ). Типовые схемы 4-х портовых ВАЦ представлены на рисунке 2.1 а, 2.1 б [4].

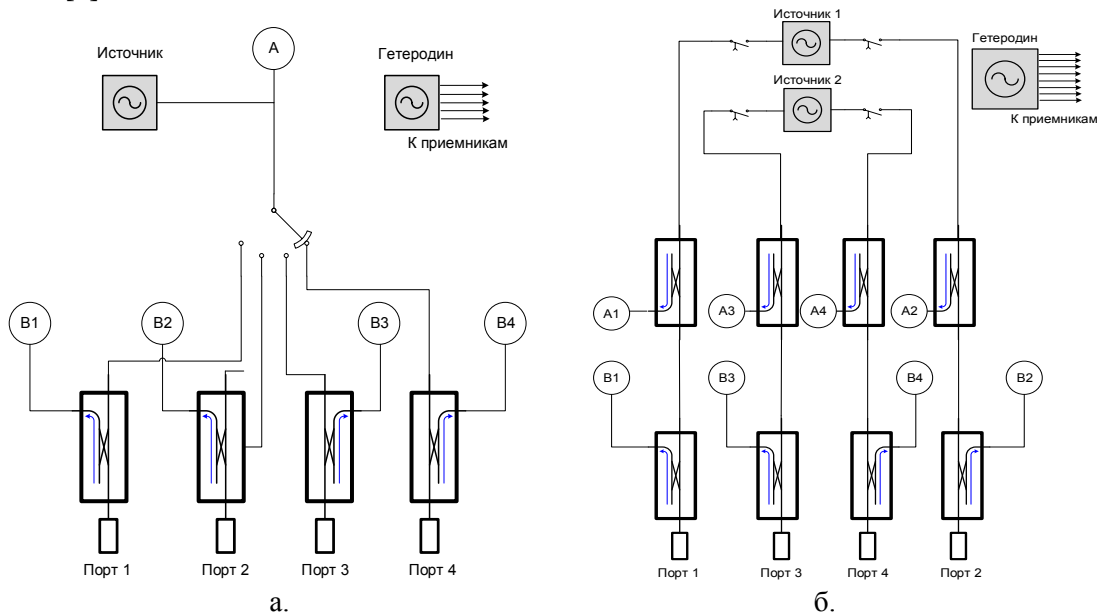


Рисунок 2.1

Второй внутренний источник сигналов обеспечивает подачу дополнительного тестового сигнала (с фиксированными параметрами или в режиме качания одного из них) для проведения измерений параметров интермодуляционных искажений усилителей в режиме двухтонового входного воздействия или сигнала гетеродина при измерении параметров смесителей и преобразователей частот.

Использование многоканального приемника (5 или 8 каналов) с одновременной выборкой по каналам позволяет проводить фазовые измерения на антенных решетках. Данные решения позволяют проводить многосигнальные измерения с помощью одного анализатора, что в разы сокращает как время тестирования устройств, так и снижает себестоимость за счет того, что стоимость 4-портового ВАЦ значительно меньше стоимости испытательной системы, состоящей из нескольких измерительных приборов.

Большую популярность в последнее время получили многопортовые измерительные блоки расширения, предназначенные для измерений параметров устройств с более чем 4 портами за одну серию подключений. Измерительные блоки данного типа разработаны для совместного использования с 2- и 4-портовыми ВАЦ и имеют различное количество измерительных портов, а также различные частотные диапазоны. Конструктивно они могут использовать электромеханические или твердотельные коммутаторы и быть двух типов: расширяющие и коммутирующие.

Коммутирующие измерительные блоки подключаются непосредственно к измерительным портам ВАЦ, позволяя использовать приемники и направленные ответвители (НО) каждого измерительного порта ВАЦ для измерений по нескольким портам внешнего измерительного блока. Компанией АО НПФ «Микран» производятся коммутирующие измерительные блоки данного типа, позволяющие проводить прецизионные измерения электрических параметров радиотехнических цепей и устройств в широком динамическом диапазоне. Коммутирующие измерительные блоки отличаются друг от друга верхней границей диапазона рабочих частот (13,5 ГГц и 26,5 ГГц), а также количеством измерительных портов (до 16).

Блоки расширителей портов подключаются к источникам сигналов и измерительным приемникам через переключки измерительного блока ВАЦ. Наличие НО для каждого измерительного порта является их отличительной особенностью, что обеспечивает стабильность и высокие метрологические характеристики в ходе ВЧ- и СВЧ-измерений. В линейке контрольно-измерительного оборудования компании «Микран» имеются блоки расширителей портов, покрывающие диапазон рабочих частот от 300 кГц до 13,5 ГГц и от 10 МГц до 26,5 ГГц, а также имеющие 4, 8 и 16 измерительных портов соответственно. Данные устройства имеют высокое согласование портов, низкие вносимые потери и позволяют проводить полные перекрестные измерения S-параметров, волновых величин и их отношений. Предложенное решение может использоваться как при разработке, так и при тестировании делителей и сумматоров, переключателей, сложных антенных систем и других многопортовых устройств без потерь времени за счет матричного управления.

3. Заключение

Представлены основные концепции обеспечения многопортовых измерений. Выделены преимущества и недостатки того или иного метода измерения, а также сложности реализации схемотехнически многопортовых измерительных систем.

Для обеспечения многосигнальных измерений с использованием одного векторного анализатора цепей, представлена серия коммутирующих измерительных блоков и блоков расширителей портов, разработанная в компании АО «НПФ «Микран». Предложенные решения по своим характеристикам, включая малые вносимые потери, высокую коммутируемую мощность и скорость коммутации, широкий динамический диапазон, а также повторяемость характеристик не уступают аналогам известных зарубежных производителей, а в некоторых моментах, превосходят их.

Список литературы

1. Joel P. Dunsmore. Handbook of Microwave Component Measurements: With Advanced VNA Techniques. By John Wiley & Sons, Ltd. 2012. 66-70 p.
2. Agilent AN 1287-1. Understanding the Fundamental Principles of Vector Network Analysis. Application Note. 2000. 2-4 p.
3. Martin S. 4 port VNA versus 2 port VNA: A comparison of methods for measuring the S parameters of a directional coupler // 4th European ANAMET Seminar METAS, Bern, Switzerland. 2015. 1-16 p.
4. Хибель М. Основы векторного анализа цепей. – пер. с англ. С.М. Смольского; под ред. У.Филипп. – М.: Издательский дом МЭИ, 2009. С. 26-28.

Методика и результаты измерений диэлектрических и магнитных параметров поглощающих диэлектриков для ЭВП

Богомолова Е.А., Галдецкий А.В.

АО «НПП "Исток" им. Шокина»
ул. Вокзальная, 2а, Фрязино, 141190, Россия
galdetskiy@istokmw.ru

Аннотация: Предложена методика измерений диэлектрических и магнитных свойств материалов волноводным методом, в которой погрешность, связанная с наличием щелей между образцом и стенкой волновода, устраняется путем сопоставления с результатами численного анализа 3D модели, диэлектрические характеристики которой оптимизируются так, чтобы добиться наилучшего совпадения расчетных и экспериментальных данных.

1. Введение

Определение диэлектрических свойств поглощающих материалов является важной задачей в СВЧ электронике. Эта информация является критической при разработке многих СВЧ устройств. Проблема измерения не является новой, предложено большое число методов для измерения диэлектрических и магнитных свойств вещества на СВЧ [1]. Однако это многообразие говорит о том, что данная задача до сих пор не решена.

В данной работе определяются четыре характеристики поглощающей керамики (ϵ' , ϵ'' , μ' , μ''), используя волноводный метод измерения. Суть метода заключается в измерении S-параметров отрезка волновода с помещенным туда образцом и определении параметров материала путем математической обработки этих данных [1, 2]. Очевидно, что для определения четырех параметров необходимо измерить четыре величины. При этом простейшая аналитическая формула NRW (Nicolson-Ross-Weir) [2, 3] может давать значительную ошибку из-за влияния малоконтролируемого зазора между измеряемым образцом и стенкой волновода. Для решения данной проблемы была предложена формула, корректирующая алгоритм NRW и учитывающая зазор между образцом и волноводом [4]:

$$\epsilon_{об} = \frac{\epsilon_{NRW} (b - \Delta b)}{b - \Delta b \epsilon_{NRW}} \quad (1)$$

где $\epsilon_{об}$ – диэлектрическая проницаемость материала образца, ϵ_{NRW} – диэлектрическая проницаемость, вычисленная из измерений с помощью алгоритма NRW, b – высота волновода, Δb – высота зазора.

Однако наш анализ показал, что алгоритм NRW, даже скорректированный формулой (1), дает небольшую ошибку в ϵ (не более 4%) лишь для диэлектриков со значением $\epsilon \leq 5$, а при $\epsilon \geq 20$ ошибка становится очень большой, что связано с искажением поля вблизи концов образца. В частности на Рис. 1 представлены найденные из S-параметров с помощью алгоритма NRW диэлектрические и магнитные свойства образца с $\epsilon = 80$ в волноводе сечением 10x20 мм, длиной образца 3 мм и высотой зазора между ним и узкой стенкой волновода $\Delta b = 131 \mu\text{м}$. Очевидно, что при $\epsilon = 80$ указанный алгоритм дает лишь качественную оценку параметров материала, и чем больше высота зазора Δb , тем больше становится относительная ошибка. Таким образом, данный метод определения параметров материала для диэлектриков высокой диэлектрической проницаемостью практически непригоден, поэтому для определения их электромагнитных характеристик в широком диапазоне частот требуется новый метод измерения, свободный от указанных недостатков.

2. Определение параметров материала путем сравнения измерений с расчетными характеристиками модели

Предлагаемая методика измерения сводится к определению диэлектрических и магнитных свойств материала путем измерений модуля и фазы S11, S21 отрезка волновода с образцом и подгонки к ним параметров расчетной 3D модели (учитывающей наличие щелей) путем варьирования параметров материала.

На Рис. 2 представлены АЧХ коэффициентов отражения и передачи образцов с поглощающими

керамиками АН-МКХ2 в диапазоне частот 8-12 ГГц и электродинамические характеристики данного материала, определенные по новой методике. Материал АН-МКХ2 является немагнитным материалом. Аналогично определялись параметры материала ПКМ-35Ж. По составу он является магнитным материалом, что и подтвердили измерения.

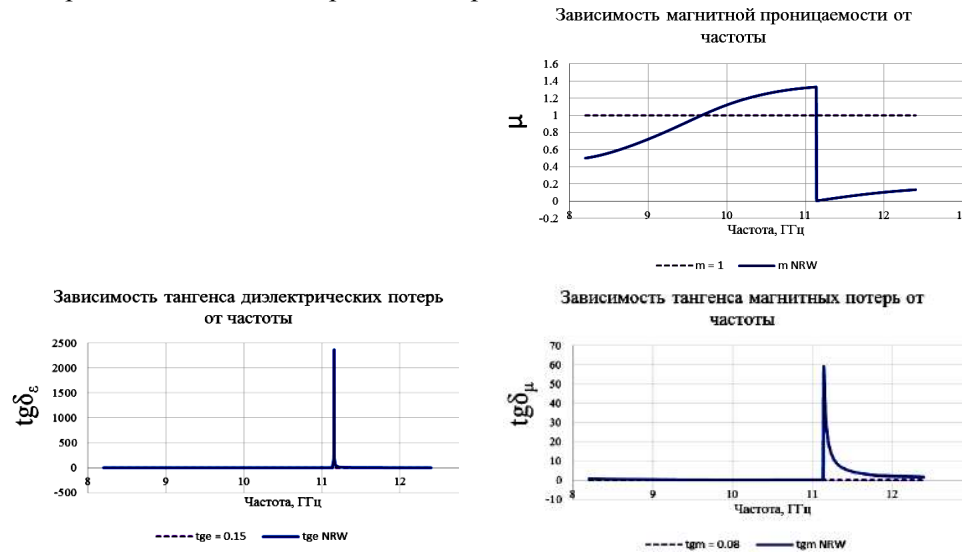


Рис. 1. Диэлектрические и магнитные характеристики для образца материала с длиной 3 мм, зазором 161 мкм, $\mu = 1$, $\text{tg}\delta_\epsilon = 0.15$, $\text{tg}\delta_\mu = 0.08$ и $\epsilon = 80$, рассчитанные с помощью скорректированного и нескорректированного алгоритма NRW.

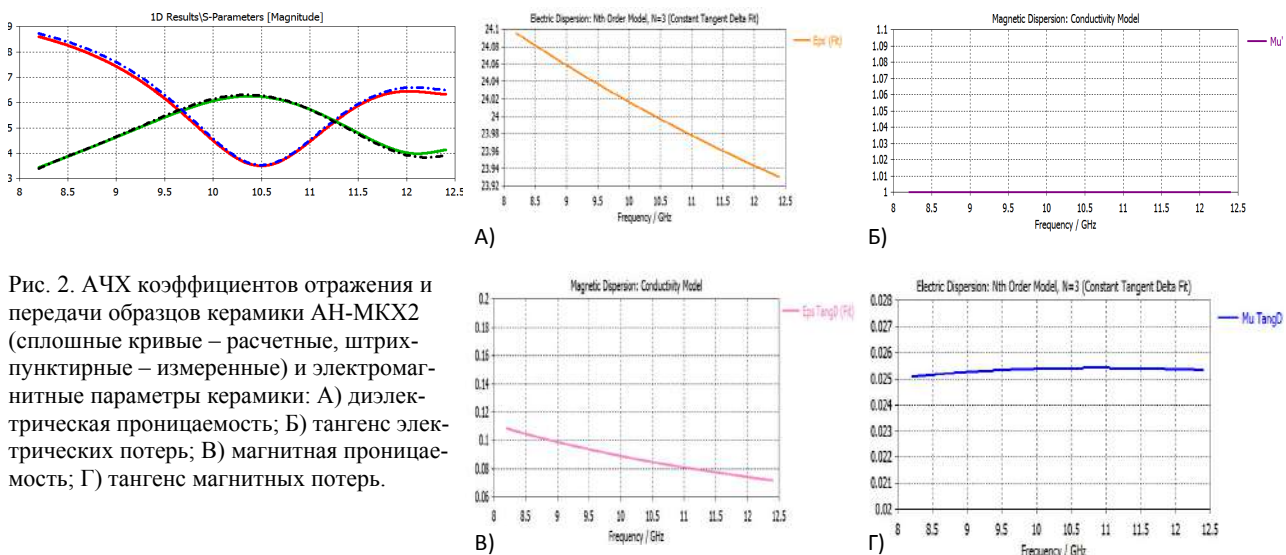


Рис. 2. АЧХ коэффициентов отражения и передачи образцов керамики АН-МКХ2 (сплошные кривые – расчетные, штрихпунктирные – измеренные) и электромагнитные параметры керамики: А) диэлектрическая проницаемость; Б) тангенс электрических потерь; В) магнитная проницаемость; Г) тангенс магнитных потерь.

Моделирование показало, что при значениях диэлектрической проницаемости образца в диапазоне 20-25, процедура оптимизации сводится к истинному значению диэлектрических параметров независимо от стартовых значений этих параметров. Оптимизация проводилась встроенным методом Nelder Mead Simplex Algorithm в программе CST Studio.

3. Заключение

Разработанный метод измерения электродинамических характеристик материалов с большой диэлектрической проницаемостью позволяет получить полную информацию о материале в широкой полосе частот с относительной погрешностью 2% независимо от величины зазора (при условии, что зазор точно измерен). Измерены параметры керамик АН-МКХ2 и ПКМ-35Ж.

Список литературы

1. Chen L.F. Microwave electronics. Measurements and materials characterization / L.F. Chen, C.K. Ong, C.P. Neo, V.V. Varadan, V.K. Varadan — John Wiley & Sons, 2004. — 552 p.
2. Nicolson A.M., Ross G.F. Measurement of intrinsic properties of materials by time domain techniques / A.M. Nicolson, G.F. Ross // Trans. On Instrumentation and Measurements — 1970 — Vol. 19 (4). — P. 377-382
3. Weir W. B. Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies / W. B. Weir // Proceedings of the IEEE — 1974 — Vol. 62 (1). — P. 33-36.
4. Musil, J. and Zacek, F. Microwave Measurements of Complex Permittivity by Free Space Methods and their Applications / J. Musil and F. Zacek — Elsevier, Amsterdam, 1986.

Особенности работы схемы радиоимпульсного стробирования в задачах радиолокационных измерений

Захарченко В. Д., Хоперсков А. В.

Волгоградский Государственный университет
просп. Университетский, 100, Волгоград, 400062, Россия
ZVD@VolSU.ru

Аннотация: Рассматривается модель радиоимпульсного стробоскопического преобразователя, состоящего из смесителя и узкополосного фильтра, настроенного на разностную частоту несущих. Показано, что изменение фазовой структуры входных сигналов может производиться на низкой частоте амплитудными методами путем изменения фазы как в канале стробирующих радиоимпульсов, так и в канале низкой частоты.

1. Введение

В задачах импульсной рефлектометрии и радиолокации представляет интерес преобразование временного масштаба периодической последовательности радиосигналов СВЧ диапазона наносекундной длительности вида $x(t) = A_0(t) \cos[\omega_0 t + \theta(t)]$ в низкочастотный сигнал. Подобное преобразование можно осуществить в схеме радиоимпульсного стробирования [1,2], реализующей принцип супергетеродинного приема, математическая модель которой представляет собой коррелятор разностной частоты (рис.1). Необходимая периодичность преобразуемого сигнала сравнительно легко может быть обеспечена в РЛС малой дальности [2,3].

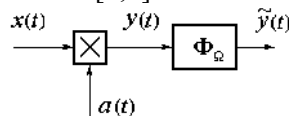


Рис. 1. Математическая модель радиоимпульсного стробоскопического преобразователя

В данной работе рассмотрен режим работы схемы радиоимпульсного стробирования, в котором тактовая частота системы синхронизирована второй гармоникой промежуточной частоты. Комплексные модели сигналов $x(t)$ и $a(t)$ учитывают задержку τ_0 огибающих относительно высокочастотного заполнения:

$$\dot{x}(t) = \sum_{k=0}^N \dot{A}(t - kT - \tau_0) \exp(j\omega_0 t); \quad \dot{a}(t) = \sum_{k=0}^N \dot{A}_1(t - kT_1 - \tau_0) \exp(j\omega_1 t). \quad (1)$$

Здесь $\dot{A}(t)$, $\dot{A}_1(t)$ - комплексные огибающие, ω_0, ω_1 - несущие частоты входного $x(t)$ и стробирующего $a(t)$ радиосигналов соответственно; $\omega_0 - \omega_1 = \Omega \ll \omega_0, \omega_1$; T, T_1 - периоды повторения входного и стробирующего сигналов; N - коэффициент спектральной трансформации ($N \gg 1$).

2. Фазочувствительный режим схемы радиоимпульсного стробирования

При выборе фильтром из сигнала $y(t)$ спектральных компонент с частотами Ω и $2\pi/T_1 - \Omega$, выходной сигнал преобразователя асимптотически (при $N \rightarrow \infty$) описывается выражением:

$$\tilde{y}(t) \sim A(t/N) \cos[\theta(t/N) + \Omega\tau_0 - \varphi_0] \times \cos(\pi t/T_1), \quad (2)$$

где $\tilde{A}_1$ - площадь огибающей, φ_0 - «средняя» фаза [4] стробирующего радиоимпульса [4], $\theta(t)$ - внутриимпульсная фазовая модуляция входного сигнала. Преобразование фазовой структуры исследуемого сигнала $x(t)$ в изменение амплитуды $\tilde{y}(t)$ происходит при синхронизации тактовой частоты $2\pi/T$ второй гармоникой разностной частоты Ω . Из соотношения (2) следует, что компенсационные фазовые измерения трансформированных значений $\theta(t/N)$ путем сведения к нулю огибающей сигнала (2) можно производить не только подбором значений фазы φ_0 (на несущей частоте) но и задержки τ_0 на низкой промежуточной частоте Ω .

3. Макет радиоимпульсного стробоскопического преобразователя

Для моделирования работы радиоимпульсного стробоскопического преобразователя использовался экспериментальный макет [5], функциональная схема которого приведена на рисунке 2.

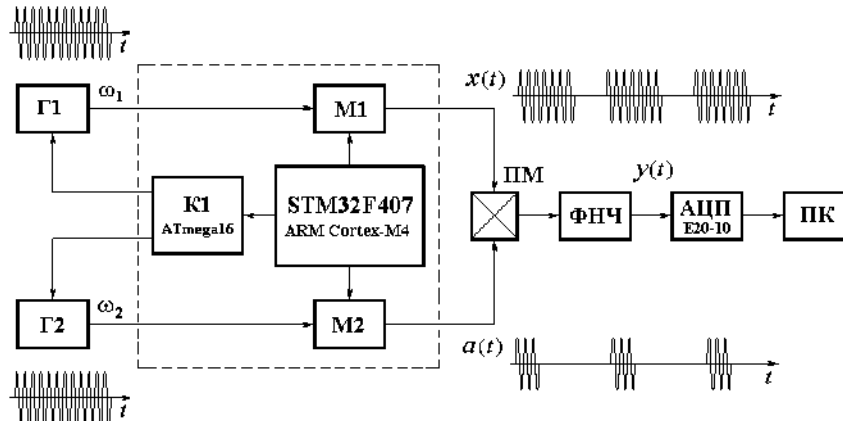


Рис. 2. Макет радиоимпульсного стробоскопического преобразователя

При практической реализации фазочувствительного режима в схеме макета тактовая частота системы $F_T = 1/T$ формируется путем удвоения разностной частоты несущих $F_\Omega = \Omega/2\pi$, поскольку она остается неизменной при перестройке коэффициента спектральной трансформации N . Однако при этом в комплексной огибающей преобразованного сигнала $\tilde{y}(t)$ появляется паразитная фазовая модуляция с сдвигами фазы $\Delta\varphi = \pi/Q$, которая не зависит от коэффициента спектральной трансформации N и определяется только скважностью сигнала $Q = T/\tau_u$. В докладе показано, что для устранения паразитной фазовой модуляции необходимо использовать схему автосдвига с падающим «медленным» пилообразным напряжением.

4. Заключение

Получены аналитические соотношения, описывающие работу радиоимпульсного стробоскопического преобразователя в фазочувствительном режиме, позволяющим проводить фазовые измерения широкополосных радиосигналов амплитудными методами. Показано, что внутриимпульсная фазовая модуляция сигналов наносекундной длительности может быть измерена компенсационным методом не только путем изменения фазы несущей в канале стробирующего радиоимпульса, но и путем задержки огибающих относительно высокочастотного заполнения. Работоспособность фазочувствительного режима схемы радиоимпульсного стробирования проверена на экспериментальном макете. Показано, что при переходе к работе схемы радиоимпульсного стробирования в фазочувствительный режим, гармоникой промежуточной частоты Ω необходимо синхронизировать не тактовую частоту системы, а частоту повторения стробирующего радиоимпульса. Для устранения паразитной фазовой модуляции, искажающей огибающую выходного сигнала преобразователя в фазочувствительном режиме, при формировании моментов стробирования предложено использовать схему автосдвига с падающим «медленным» пилообразным напряжением.

Список литературы

1. Захарченко В.Д. Обработка сложных радиосигналов стробоскопическими методами. - АН СССР. Радиотехника и электроника, №10, 1980 г., с. 2099-2104.
2. Рыжков В.Ю., Захарченко В.Д. Стробоскопическая обработка широкополосных радиосигналов в приемном тракте систем ближней локализации // Методы и устройства формирования и обработки сигналов в информационных системах: межвуз. сборник научных трудов/ под ред. Ю.Н. Паршина. - Рязань: РГРТУ, 2015. - С. 5-8.
3. Zakharchenko V.D., Kovalenko I.G., Pak O.V. Estimate of sizes of small asteroids (cosmic bodies) by the method of stroboscopic radiolocation // Acta Astronautica. - 2015. - V.108. - P. 57-61; DOI:10.1016/j.actaastro.2014.12.006.
4. Захарченко В.Д. О начальной фазе сигнала при стробоскопическом преобразовании - Изв. ВУЗов СССР. Приборостроение. - 1980. - №1. - С. 74-76.
5. Захарченко В.Д., Пак О.В. Математическое моделирование фазочувствительного режима работы схемы радиоимпульсного стробирования // Вестник Волгоградского государственного университета. Серия 1: Математика. Физика. №2 (39) 2017, с. 75-81..

Особенности измерения модуляционной ЭПР объектов в K_a -диапазоне частот

Можаров Э. О., Крючков И. В., Скачкова А. И.

Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана РП,
ул. 2-я Бауманская, 5, Москва, 105005, Россия
eduardmozharov@yandex.ru

Аннотация: Представлена конструкция параметрического отражателя K_a -диапазона частот. По разработанной методике измерения характеристик рассеяния получена модуляционная ЭПР параметрического отражателя, основанная на измерении комплексной огибающей отраженного сигнала.

1. Введение

В мировой практике с целью имитации подвижной радиолокационной цели или выделения отражателя на фоне мешающих отражений от окружающих предметов применяется особый класс радиолокационных отражателей – параметрических, изменяющих характеристики отраженного сигнала. Параметрические отражатели могут быть построены на основе отражателей-антенн, сопротивление нагрузки которых изменяется по определенному закону [1-3]. При изменении полного сопротивления нагрузки изменяется комплексный коэффициент отражения, приводящий к изменению эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) отражателя. Возникают амплитудная и фазовая модуляции отраженного сигнала, приводящие к возникновению в спектре отраженного модулированного сигнала дополнительных частотных составляющих. В ЭПР параметрического отражателя можно выделить две составляющие: ЭПР на частоте облучения и эквивалентную модуляционную ЭПР, связанную с суммарным сигналом на частотах, отличных от частоты облучения (как правило, отстоящих по частоте на величины, соответствующие гармоникам частоты модуляции). Для параметрических отражателей «полезной» является именно модуляционная составляющая ЭПР.

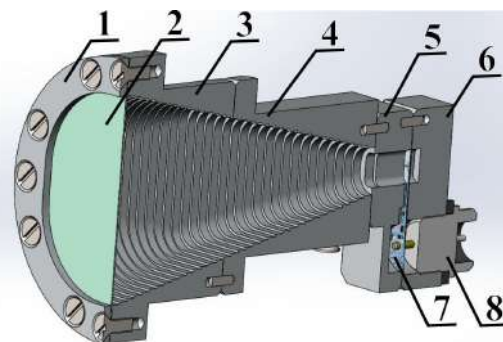
В данной работе приведены результаты расчета и экспериментальных измерений модуляционной ЭПР параметрического отражателя K_a -диапазона частот.

2. Объект исследований и методика эксперимента

Объектом исследований являлся параметрический отражатель K_a -диапазона частот, показанный на рис. 1а. На рис. 1б представлена трехмерная модель отражателя в разрезе, где введены следующие обозначения: 1 – прижимная планка, 2 – фторопластовая пленка, 3, 4 и 5 – фрезерованные части рупорной антенны, 6 – короткозамыкатель, 7 – плата узла переключателя фазы, 8 – разъем управления.



а



б

Рис. 1. Параметрический отражатель K_a -диапазона частот в сборе (а) и его трехмерная модель в разрезе (б).

Отражатель данной конструкции имеет два состояния, характеризующиеся открытым или закрытым состоянием рпн-диодов переключателя фазы. При этом в качестве модуляционной ЭПР принимается ЭПР эквивалентного отражателя, создающего только фазовую модуляцию (манипуляцию) сигнала $0^\circ/180^\circ$.

Измерение модуляционной ЭПР проводилось на стенде измерения характеристик рассеяния объектов [4], помещенном в безэховую камеру. Измерительный стенд построен на основе векторного анализатора цепей и работает в режиме измерения коэффициента отражения $S_{11}(f)$ в широкой полосе частот (8 ГГц) с последующей обработкой во временной области [5] с исключением посторонних отражений.

Первоначально проводится поиск области расположения объекта. Далее для последующей калибровки стенда измеряется отраженный сигнал от эталонных сферических отражателей. После проводится измерение ЭПР параметрического отражателя в осевом направлении в обоих режимах работы платы переключателя фазы: режим «on» – pin-диоды открыты; режим «off» – pin-диоды закрыты.

3. Вычисление модуляционной ЭПР на основе проведенных экспериментов

Комплексная огибающая отраженного сигнала $\Gamma(f)$ от исследуемого объекта вычисляется по формуле (1). В связи с особенностями примененных преобразований начальная и конечная области спектра $\Gamma(f)$ исключаются, по причине подавления полезного сигнала шумами [4].

$$\Gamma(f) = F\{G(t) \cdot F\{S_{11}(f) \cdot W(f)\}^{-1}\}, \quad (1)$$

где $F\{\}$ – прямое быстрое преобразование Фурье; $F\{\}^{-1}$ – обратное быстрое преобразование Фурье; $W(f)$ – специальная оконная функция Кайзера-Бета [6]; $G(t)$ – временное окно.

Искомая величина модуляционной ЭПР в полосе частот $\sigma_{\text{mod}}(f)$ определяется выражением (2).

$$\sigma_{\text{mod}}(f) = \sigma_{\text{эт.}}(f) (0,5 \cdot |\Gamma_{\text{on}}(f) - \Gamma_{\text{off}}(f)| |\Gamma_{\text{эт.}}(f)|^{-1})^2, \quad (2)$$

где $\sigma_{\text{эт.}}(f)$ – расчетное ЭПР эталона [7]; $\Gamma_{\text{эт.}}(f)$ – комплексная огибающая сигнала, отраженного от эталона; $\Gamma_{\text{on}}(f)$ и $\Gamma_{\text{off}}(f)$ – комплексные огибающие сигналов, отраженных от параметрического отражателя в режимах «on» и «off» соответственно.

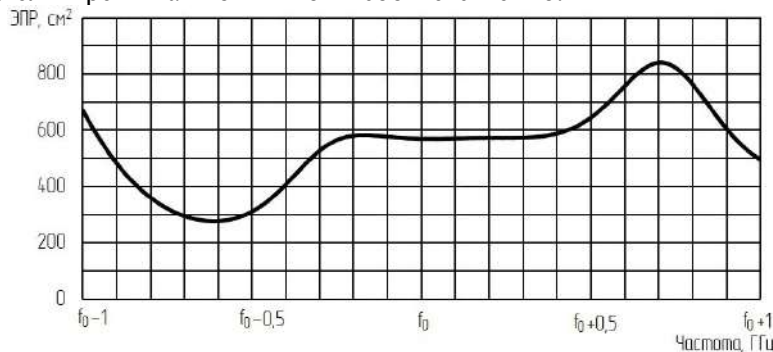


Рис. 2. Пример модуляционной ЭПР параметрического отражателя K_a -диапазона частот.

В докладе показаны также результаты электродинамического моделирования узлов параметрического отражателя, обоснован выбор длины короткозамыкателя, показана схема и фотографии стенда измерения характеристик рассеяния объектов в K_a -диапазоне частот.

4. Заключение

Разработан и изготовлен параметрический отражатель K_a -диапазона частот. Разработан собран стенд измерения моностатических характеристик рассеяния объектов в K_a -диапазоне частот. Предложена методика получения модуляционной ЭПР параметрического отражателя, основанная на измерении комплексной огибающей отраженного сигнала. На основе экспериментально измеренных коэффициентах отражений в разных состояниях коммутатора фазы получена зависимость модуляционной ЭПР параметрического отражателя в полосе частот ± 1 ГГц.

Список литературы

1. Chisholm J.P. Frequency shift reflection system. USA-Patent, Cl. 343-18, No. 3108275, filled 1960, patented 1963.
2. Zaleski J.F. Passive beacon. USA-Patent, Cl. 343-18, No.3159836, filled 1960, patented 1963.
3. Нефедов С.И., Шустиков В.Ю., Слукин Г.П., Батурин А.С., Кузнецов А.А., Крючков И.В. Параметрический эталонный отражатель // Патент Российской Федерации №2277741 по заявке 2004137843 от 24.12.2004, опубликовано 10.06.2006.
4. Э.О. Можаров, Н.К. Галкин. Калибровка широкополосного стенда для измерения характеристик рассеяния объектов. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018. № 10. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/oct18/11/text.pdf>.
5. Дансмор Джоэль П. Настольная книга инженера. Измерение параметров СВЧ-устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей. М.: Техносфера, 2018. 736 с.
6. Дворкович В.П., Дворкович А.В. Оконные функции для гармонического анализа сигналов. М.: Техносфера, 2016. 208 с.
7. Кобак В.О. Радиолокационные отражатели. М.: «Советское радио», 1975 г. 248 с.

Особенности измерения амплитудных характеристик рассеяния объектов с малой и сверхмалой ЭПР в K_a -диапазоне частот

Можаров Э. О., Нониашвили М. И., Люлюкин К. В.

Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана РЛП,
ул. 2-я Бауманская, 5, Москва, 105005, Россия
eduardmozharov@yandex.ru

Аннотация: Представлен стенд и выявлены особенности измерения характеристик рассеяния объектов с малой и сверхмалой ЭПР в K_a -диапазоне частот. Получены ЭПР квадрокоптера Syma X12 в полосе частот ± 2 ГГц с различных направлений облучения на вертикальной и на горизонтальной поляризациях поля.

1. Введение

Современные радиолокационные станции (РЛС) рассчитаны для обнаружения крупных металлических объектов [1-3]. Стремительное развитие малогабаритных беспилотных летательных аппаратов (МБПЛА), таких как квадрокоптеры, октокоптеры, беспилотные аппараты самолетного и вертолетного типа ставит перед разработчиками РЛС задачу по обнаружению объектов с очень низким значением эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) и малой скоростью перемещения [4-6]. В связи с этим возникает потребность в создании стендов измерения характеристик рассеяния объектов с низким уровнем ЭПР.

В данной работе приведены результаты измерения ЭПР в K_a -диапазоне частот квадрокоптера Syma X12 с максимальным линейным размером 8,7 см.

2. Стенд измерения амплитудных характеристик рассеяния объектов

На рис. 1 показана схема стенда измерения характеристик рассеяния объектов с малой и сверхмалой ЭПР в K_a -диапазоне частот. Введены следующие обозначения: 1 – исследуемый объект; 2 – опорно-поворотное устройство (ОПУ); 3 – блок управления вращением; 4 – векторный анализатор цепей; 5 – персональный компьютер; 6 – источник бесперебойного питания; 7 – радиопоглощающий материал (РПМ); 8 – геодезический тахеометр Leica TCR 802 power; 9 – безэховая камера (БЭК).

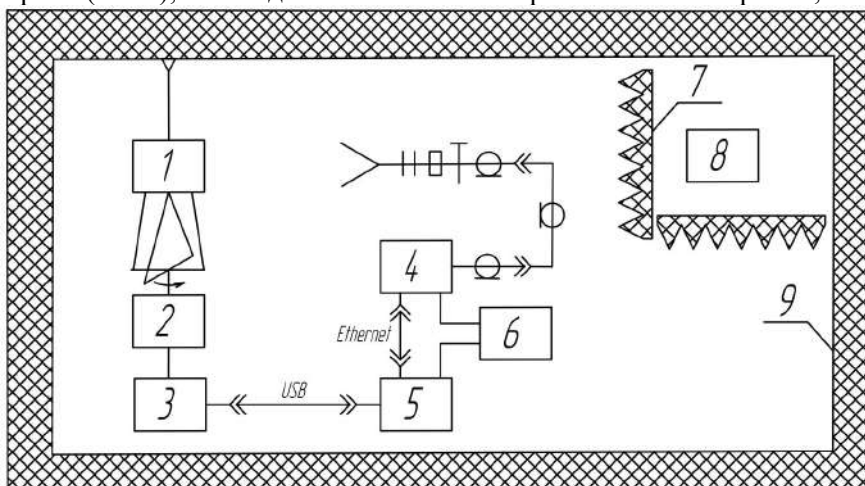


Рис. 1. Схема стенда измерения характеристик рассеяния объектов с малой и сверхмалой ЭПР в K_a -диапазоне частот.

С помощью тонкой полиамидной лески исследуемый объект подвешивается к потолку БЭК в дальней зоне рупорной антенны. Фиксируется натянутой леской к четырем углам подвижной части ОПУ. Положение МБПЛА и сферических эталонных отражателей при монтаже контролируется геодезическим тахеометром. Векторный анализатор цепей работает в режиме измерения коэффициента отражения S_{11} с последующим переходом во временную область с режекцией сигналов вне области расположения объекта.

По формуле (1) вычисляется комплексная огибающая отраженного сигнала $\Gamma(f)$ от исследуемого объекта [7].

$$\Gamma(f) = F\{G(t) \cdot F\{S_{11}(f) \cdot W(f)\}^{-1}\}, \quad (1)$$

где $F\{\}$ – прямое быстрое преобразование Фурье; $F\{\}^{-1}$ – обратное быстрое преобразование Фурье; $W(f)$ – специальная оконная функция; $G(t)$ – временное окно.

3. Экспериментальное определение ЭПР квадрокоптера Syma X12

Предварительно проведена калибровка и проверка измерительного стенда по эталонным сферам диаметра 19, 50 и 100 мм. Далее выполняется измерение коэффициента отражения от квадрокоптера Syma X12 при облучении его с различных ракурсов. На рис. 2а показан квадрокоптер Syma X12, максимальный размер которого от края одного винта до другого составляет 8,7 см. Измеренные ЭПР квадрокоптера Syma X12 в K_a -диапазоне частот на вертикальной поляризации поля с разных направлений (рис. 2а) представлены на рис. 2б.

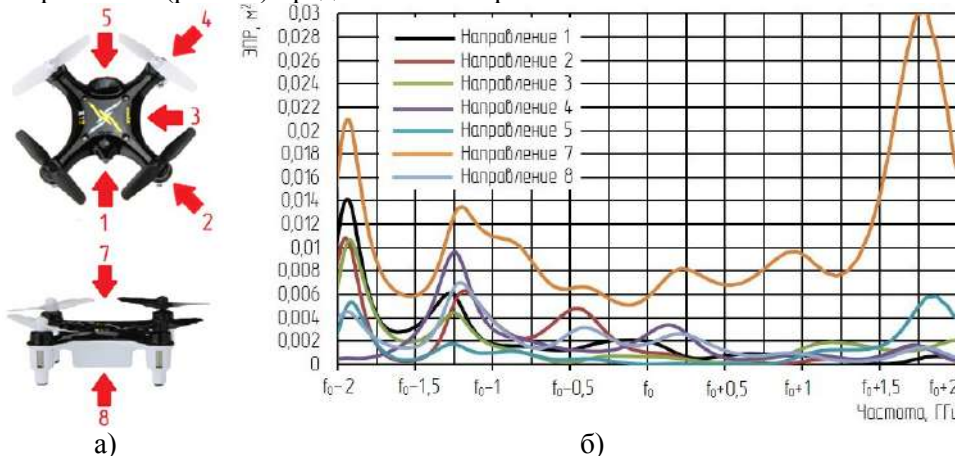


Рис. 2. Квадрокоптера Syma X12 (а) и его ЭПР в K_a -диапазоне частот на вертикальной поляризации поля (б).

В докладе показаны также результаты измерения ЭПР эталонных сфер, квадрокоптера Syma X12 в K_a -диапазоне частот на горизонтальной поляризации поля. Приведены фотографии измерительного стенда.

4. Заключение

Разработан стенд для измерения малой и сверхмалой ЭПР объектов. В связи с малым значением ЭПР МБПЛА выявляются следующие особенности измерения их характеристик рассеяния в K_a -диапазоне частот: объект должен располагаться в подвешенном состоянии на значительном удалении от любых конструкций, даже условно радиопрозрачных или укрытых высококачественным РПМ; диаметр лески должен быть минимальным и не превышать 0,2 мм.

Полученные ЭПР квадрокоптера Syma X12 в полосе частот ± 2 ГГц с различных направлений облучения МБПЛА не превышают $0,03 \text{ м}^2$ и в среднем составляют $0,0032 \text{ м}^2$ на вертикальной и $0,0052 \text{ м}^2$ на горизонтальной поляризациях поля.

Список литературы

1. Информационные технологии в радиотехнических системах: учеб. пособие / под ред. И.Б. Федорова. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2011. 846 с.
2. Богданов О.А. Эталонный радиолокационный измерительный комплекс «ЭРИК-1» // Радиоэлектронная борьба в Вооруженных Силах Российской Федерации. 2015. С. 90-91. URL: <https://reb.informost.ru/2015/pdf/34.pdf>.
3. Слукин Г. П., Чапурский В. В. Пространственно многоканальные РЛС большой дальности с высокой разрешающей способностью // Радиотехника. – 2013. №. 11. С. 24-34.
4. Jian M., Lu Z., Chen V. C. Experimental study on radar micro-Doppler signatures of unmanned aerial vehicles // Radar Conference (RadarConf), 2017 IEEE. IEEE, 2017. С. 0854-0857.
5. Khristenko A. V. et al. A system for measurement of electromagnetic wave scattered by small UAVs // Control and Communications (SIBCON), 2017 International Siberian Conference on. IEEE, 2017. С. 1-5.
6. Patel J. S., Fioranelli F., Anderson D. Review of radar classification and RCS characterisation techniques for small UAVs or drones // IET Radar, Sonar & Navigation. 2018. V. 12. №. 9. pp. 911-919.
7. Можаров Э.О., Галкин Н.К. Калибровка широкополосного стенда для измерения характеристик рассеяния объектов. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018. № 10. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/oct18/11/text.pdf>.

Радиочастотные измерения массы сжиженных углеводородных газов в транспортных емкостях

¹ Совлуков А.С., ² Терешин В.И.

¹ Институт проблем управления
им. В.А. Трапезникова РАН
ул. Профсоюзная, 65, Москва, 117997, Россия
sovlukov@yandex.ru

² ООО «Техносенсор»
ул. Благодатная, 2, Санкт-Петербург, 196128, Россия
technosensor@yandex.ru

Аннотация: Рассматривается радиочастотный метод измерения массы сжиженных углеводородных газов при отпусках из газовозов, которыми развозятся по потребителям (автомобильные газозаправочные станции, газгольдеры автономного газоснабжения и групповые резервуарные установки). Предлагаются технические решения, обеспечивающие измерение массы сжиженного углеводородного газа, прошедшего через линию паровозврата.

Сжиженный углеводородный газ (СУГ) представляет собой смесь пропана и бутана, в которой в небольшом количестве присутствуют метан, этан и другие компоненты. При этом, плотность жидкости зависит не только от температуры, но и от компонентного состава газа, компонентный состав пара отличается от состава жидкости и изменяет свой состав и плотность при изменении температуры и при приеме или отпуске продукта. Для измерения массы СУГ в резервуарах наиболее часто используется косвенный метод статических измерений, при котором измеряется уровень и плотность, по градуировочной таблице вычисляется объем, масса определяется перемножением объема на плотность. Для высокоточных измерений технологических параметров СУГ, содержащегося в резервуаре, разработаны радиочастотные метод и измерительные устройства. СУГ поступает с баз хранения (газонаполнительные станции (ГНС) и склады производителей СУГ) в газовозы, которыми развозятся по потребителям (автомобильные газозаправочные станции (АГЗС), газгольдеры автономного газоснабжения и групповые резервуарные установки). Газовоз развозит СУГ, как правило, по нескольким потребителям. Без учета СУГ на газовозе невозможно обеспечить его достоверный сквозной учет. Точная и достоверная информация о массе СУГ в газовозе, а также принятого в газовоз и отпущенного из него, позволяет организовать сквозной учет СУГ и исключить возможность несанкционированных сливов СУГ из газовоза. При отпусках СУГ из газовозов для обеспечения точного учета линия паровозврата должна быть закрыта. При этом поднимается давление в резервуаре и в теплое время года часто произвести слив полностью невозможно. Эта проблема актуальна для газовозов как с кориолисовыми массомерами, так и с объемными счетчиками.

В докладе рассматриваются новые подходы к измерению массы СУГ при отпусках из газовозов в резервуары АГЗС и газгольдеры. Измерение массы нефтепродуктов наиболее часто осуществляют с применением косвенного метода, основанного на измерении плотности и уровня, вычислении по градуировочной таблице объема и вычислении массы при перемножении плотности и объема. Прямой метод измерений массы нефтепродуктов, в том числе СУГ, реализован с использованием радиочастотных датчиков.

Общая масса СУГ в резервуаре газовоза, а также масса перепущенного пара измеряется с высокой точностью с помощью измерительной системы СУ-5Д (датчик массы в резервуаре газовоза ДЖС-7Мр, ДЖС-7m или ДЖС-7МБ). Масса СУГ, отпущенного через трубопровод, в зависимости от комплектации может измеряться как с помощью кориолисового массомера, так и с помощью объемных счетчиков LPM-200 или других с плотномером ДЖС-7П. Обеспечивается двойной контроль – учет СУГ динамическим методом (счетчик на трубопроводе) и статическим методом (датчик массы СУГ в резервуаре газовоза), это позволяет полностью исключить возможность несанкционированных отпусков СУГ.

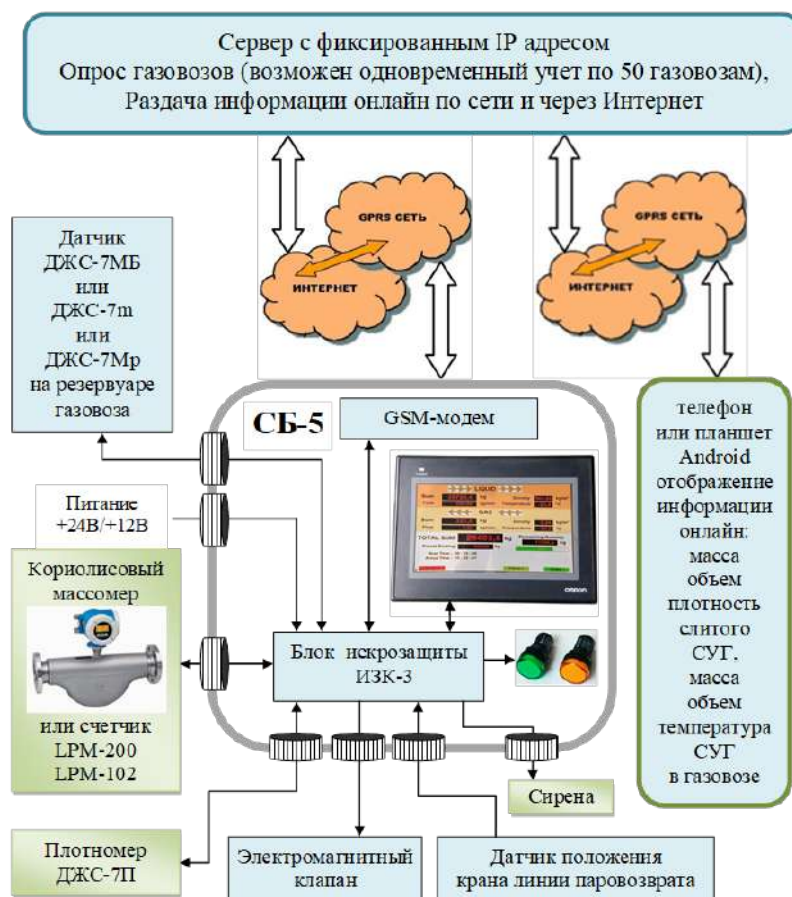


Рис. 1. Измерительная система для газовозов.

На рис. 1 приведена измерительная система для газовозов.

Рассматривается измерение массы перепущенного пара. Для перепуска пара производится остановка слива – перекрытие трубопровода жидкой фазы. Затем открывают линию паровозврата и, после уравнивания давлений, закрывают ее снова. Длительность остановки составляет не более 10 минут. Во время перепуска пара масса СУГ в резервуаре изменяется только на величину массы перепущенного пара, потому что жидкая фаза перекрыта. Система измерительная СУ-5Д (датчик ДЖС-7Мр или ДЖС-7m или ДЖС-7МБ в резервуаре газовоза) измеряет общую массу СУГ в резервуаре, поэтому если часть перепущенного пара изменила фазовое состояние (сконденсировалась), результаты измерений все равно будут корректными.

Рассмотренные технические решения обеспечивают следующие преимущества при учете СУГ в газовозах: учет перепущенного пара; высокая точность измерения массы СУГ в резервуаре газовоза статическим методом за счет калибровки резервуара газовоза по весам; двойной контроль – учет СУГ динамическим методом (счетчик на трубопроводе) и статическим методом (датчик массы в резервуаре газовоза), это позволяет полностью исключить возможность несанкционированных отпусков СУГ; универсальность установки: датчики ДЖС-7m и ДЖС-7Мр могут устанавливаться в верхний лючок или нижний лючок на лючок с проходным сечением от 50 мм; датчик ДЖС-7МБ устанавливается на боковой или торцевой лючок Ду150 мм; возможность калибровки резервуара АГЗС при сливе СУГ через массомер газовоза.

Микроволновый измеритель содержания воды в нефтепродукте неизвестного типа

¹ Широков И. Б., Широкова Е.И., ²Марончук И. И.,

¹ *Севастопольский государственный университет»
ул. Университетская, 33, 299053, г. Севастополь, Россия*

² *ООО «Генезис-Таврида»
ул. Щербака, 5, 299011, г. Севастополь, Россия
shirokov@ieee.org*

Аннотация: В работе описан улучшенный метод определения процентного содержания воды в водо-нефтяной смеси, базирующийся на применении микроволнового канала связи для проведения измерений набега фазы с одновременной оценкой степени поглощения микроволнового сигнала в исследуемой смеси. По затуханию микроволнового сигнала в смеси нефтепродукт-вода оценивают грубо содержание в смеси воды, а затем сравнивают с результатами измерений набега фазы микроволнового сигнала, после чего из памяти измерителя выбирают требуемую калибровочную кривую и по ней определяют точно содержание воды в смеси при том, что тип нефтепродукта заранее неизвестен.

1. Введение

Микроволновые фазометрические способы контроля процентного содержания воды в смеси вода-диэлектрик дают наиболее адекватные результаты. В самом деле, относительная диэлектрическая проницаемость большинства диэлектриков лежит в пределах 2...4 (для подавляющего большинства жидких углеводородов — порядка 4). Диэлектрическая проницаемость воды составляет величину порядка 80 (зависит от рабочей частоты анализатора). Поэтому, пропуская микроволновые колебания через смесь вода-диэлектрик, можно судить о процентном содержании воды в смеси, измеряя набег фазы микроволновых колебаний.

Однако описанный способ определения процентного содержания воды в смеси диэлектрик-вода при изменении содержания воды в смеси в широких пределах, имеет один существенный недостаток. Величина $2kd$ зависит от интегральной диэлектрической проницаемости контролируемой смеси ϵ_{mix} и от толщины слоя d этой смеси при фиксированной частоте микроволновых колебаний. При этом, при фиксированном и неизменяемом значении толщины слоя d набег фазы $2kd$ может изменяться в определенных пределах в двух случаях: либо при изменении процентного содержания воды (с известной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{wat}=80$) в смеси, либо при изменении электрофизических свойств самого диэлектрика, продукта (изменении его диэлектрической проницаемости ϵ_{diel}), например при смене типа контролируемого диэлектрика (сырая нефть, мазут, масло и т.д.). Значение диэлектрической проницаемости контролируемого продукта при изменении его типа может изменяться в некоторых пределах ($\epsilon_{diel}=2...4$). При этом изменения типа контролируемого продукта приводит к изменению интегральной диэлектрической проницаемости смеси ϵ_{mix} , что может быть интерпретировано измерителем как изменение процентного содержания воды в смеси. При этом возникает неоднозначность определения процентного содержания воды в смеси диэлектрик-вода.

2. Новый подход с измерениям

Предлагается новый способ определения процентного содержания воды в смеси диэлектрик-вода. При изменении электрофизических свойств смеси используют одновременно два канала измерений: амплитудный и фазовый. Определенно возникают расхождения в

результатах определения содержания воды амплитудным и фазовым методами. При этом данные расхождения сводят к минимуму выбором из памяти вычислительного устройства соответствующей калибровочной кривой, характеризующей электрофизические свойства того или иного диэлектрика. При этом, определение процентного содержания воды в смеси диэлектрик-вода определяют фазовым методом с высокой точностью, а амплитудный метод определения содержания воды в смеси диэлектрик-вода используют исключительно для сопоставления результатов определения содержания воды в смеси амплитудным и фазовым методами, и результаты этого сопоставления используют исключительно для выбора требуемой калибровочной кривой, хранящейся в памяти вычислительного устройства и отражающей электрофизические свойства того или иного диэлектрика.

3. Заключение

Эффект от применения нового метода связан с созданием измерительного устройства, которое дает возможность анализировать свойства среды распространения микроволн по результатам измерений набега фазы микроволновых колебаний, обладающей повышенной точностью и однозначностью определения процентного содержания воды в смеси диэлектрик-вода при использовании различных типов диэлектриков.

Описанный подход к проблеме измерения содержания воды в смеси открывает широкие возможности использования измерителей в составе аналитическо-измерительных комплексов непрерывного контроля параметров смеси диэлектрик-вода при автоматизации технологических процессов.

Получение изображений в микроволновом диапазоне на основе искусственного радиосвещения

^{1,2} Дмитриев А. С., ^{1,2} Ицков В. В., ^{1,2} Петросян М. М., ¹ Попов М. Г., ¹ Рыжов А. И.

¹ Институт радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН

ул. Моховая, 11, стр.7, Москва, 125009, Россия

chaos@cplire.ru

² Московский физико-технический институт (государственный университет)

Институтский пер., 9, Долгопрудный, 141700, Россия

chaos@cplire.ru

Аннотация: Рассмотрена задача освещения предметов и поверхностей искусственными некогерентными источниками микроволнового излучения основе генераторов динамического хаоса с целью их последующего наблюдения с помощью специальной приемной аппаратуры. Получены изображения помещения в радиосвете. Показана возможность фиксации на этих изображениях изменений, связанных с появлением новых предметов.

1. Введение

Характерной чертой электромагнитного излучения видимого света (например, солнечного) является его некогерентность и шумовой характер, что и позволяет глазу получать изображение окружающего мира без эффектов интерференции, присущих когерентному излучению. Некогерентность свойственна излучению тепловых источников и в других участках электромагнитного спектра, в том числе микроволнового и радиодиапазона («радиосвет»).

В работах [1-3] были предложены компактные простые искусственные источники радиосвета на основе динамического хаоса микроволнового диапазона. Они позволяют освещать отдельные области пространства, однако для получения информации о них нужно иметь приборы для приема радиосвета. Исследования в этом направлении привели к созданию ячейки приемника радиосвета [4, 5]. Эти приёмники совместно с наличием компактных источников радиосвета позволили перейти к изучению радиосветовых полей в закрытых помещениях [6]. Данная работа посвящена исследованию изображения освещенности помещений при наличии нескольких источников радиосвета.

2. Экспериментальный комплекс

Экспериментальный комплекс включал в себя: источники радиосвета на основе динамического хаоса с диапазоном излучения 3,0-5,0 ГГц и мощностью излучения 2 мВт каждый; чувствительный элемент приемника радиосвета [4, 5] и параболическую антенну с рупорным СШП-облучателем (2,0-7,0 ГГц, ширина диаграммы направленности составляет около 10° в горизонтальной и вертикальной плоскостях) [7], вместе образующие приемник радиосвета с пространственным разрешением; персональный компьютер (ПК) с программным обеспечением (ПО) для приемника радиосвета.

Пространственную картину освещенной радиосветом области создавали путем сканирования луча антенны в горизонтальной и вертикальной плоскостях, измеряя значения мощности приходящего сигнала на приёмник в зависимости от угла поворота антенны в азимутальной плоскости (угол φ) и в плоскости угла места (угол θ), при этом область сканирования определялась исходя геометрическими размерами интересующих объектов.

3. Изображение зала в радиосвете

Первые эксперименты были посвящены оценке освещенности конференц-зала (помещения) в радиосвете. Источники радиосвета располагались в стандартных патронах осветительных люстр (по одному на люстре).

На рис. 1 показано изображение зала, полученное при освещении зала 6 лампами радиосвета. Здесь отчетливо видны изображения четырех ламп радиосвета, находившихся перед антенной.

Также можно заметить, что лампы радиосвета создали световые «облака» вокруг люстр, обусловленные сложной рассеивающей геометрией люстр. Мощность, отображаемая в пикселях рисунка, варьируется от -18 до -35 дБм от центра до границы «облаков», создаваемых лампами радиосвета.

В остальных точках изображения интенсивность освещения оказалась достаточно равномерной и варьировалась в диапазоне $-40 \dots -38$ дБм.

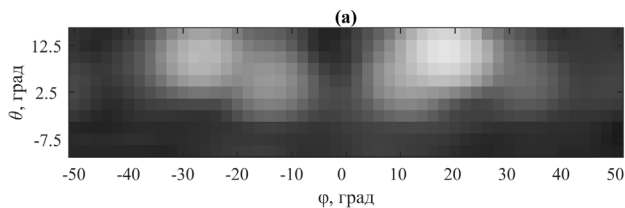


Рис. 1. Изображение зала, освещенного лампами радиосвета

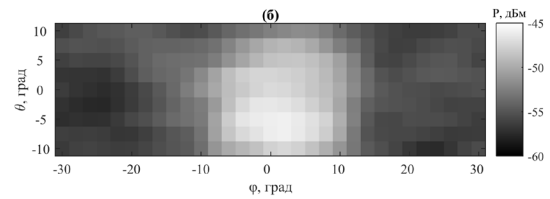


Рис. 2. изображение куба за стеной в радиосвете

Важным моментом является то, что при включенных лампах освещенность вырастает в среднем более чем на 30 дБ по отношению к фоновому уровню, и можно с уверенностью говорить о том, что помещение достаточно ярко освещено радиосветом. При этом вне окрестности люстр в зале обеспечено достаточное равномерное освещение. Это позволяет перейти к экспериментам по исследованию характеристик радиоизображений объектов с разными электромагнитными свойствами.

4. Изображения компактных объектов

При выборе объектов исследования обращалось внимание на их размер (он должен был быть не менее полуметра) и электромагнитные свойства. Были выбраны: куб, покрытый металлической фольгой (использовался куб с ровными гранями и с шероховатой поверхностью); кювета с водой (диэлектрическая проницаемость 81, коэффициент преломления 9) листы из радиопоглощающего материала.

Во всех экспериментах строилось три изображения: фоновое (лампы включены, объекта нет), изображение объекта и разностное изображение между объектом и фоном. На разностном изображении можно наблюдать наличие объекта во всех экспериментах как по ослаблению сигнала (например, случай с кюветой воды), так и по его усилению (куб с шероховатой поверхностью).

Для выяснения возможности наблюдения в радиосвете различных объектов за препятствиями (например, стенами зданий) были проведены эксперименты по получению изображений объектов, располагавшихся за стеной относительно приёмника. Ниже приведены результаты экспериментов для случая, когда в качестве объекта был выбран куб с шероховатой поверхностью. В экспериментах принимающая антенна была расположена в конференц-зале на расстоянии 1 м от стены, смежной с коридором, а наблюдаемый объект находился с противоположной стороны стены, в коридоре, на расстоянии 2 м и там же находилась лампа радиосвета на уровне пола, в то время как объект - на высоте около 1.5 м от пола. Это было сделано для того, чтобы иметь возможность осветить исследуемый объект и при этом не засвечивать приемную антенну прямым лучом от лампы.

На рис. 2 приведено получившееся изображение объекта в радиосвете. На нём отчетливо видны границы куба. Динамический диапазон яркости пикселей на изображении ~ 15 дБ.

5. Заключение

В работе предложена и апробирована методика получения изображения окружающего пространства при освещении его некогерентным микроволновым излучением от лампы радиосвета, и использовании приёмника радиосвета на основе чувствительного элемента совместно с узконаправленной антенной. Проведенные эксперименты позволили получить изображение интересующей области в микроволновом радиодиапазоне частот, а также обнаружить появление новых объектов в наблюдаемой области.

Работа выполнена в рамках государственного задания.

Список литературы

1. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., М.Ю. Герасимов М.Ю., В.В. Ицков В.В. Радиоосвещение на основе сверхширокополосных генераторов динамического хаоса // РЭ. 2016. Т. 61. № 11. С. 1.
2. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В. Источники радиоосвещения на основе сверхширокополосных микрогенераторов хаотических колебаний // Письма в ЖТФ. 2016. Т. 42. № 24. С. 49-57.
3. Dmitriev A.S., Efremova E.V. Look at the world in a different light // Nonlinear Phenomena in Complex Systems. 2017. V. 20. № 2. P. 133.
4. Гуляев Ю.В., Дмитриев А.С., Лазарев В.А. и др. Взаимодействие и навигация роботов на основе сверхширокополосной прямохаотической связи // РЭ. 2016. Т. 61. № 8. С. 765.
5. Гуляев Ю.В., Дмитриев А.С., Ицков В.В. и др. Ячейка приёмника радиосвета // РЭ. 2018. Т. 63. № 9. С. 7.
6. Дмитриев А.С., Ицков В. В., Попов М. Г. И др. Искусственное радиоосвещение: источники, приёмники и получение изображений // Физические основы приборостроения. 2018. Т. 7. № 1(27). С. 80-90.
7. Калиничев В.И., Калошин В.А., Пангонис Л.И. Сверхширокополосная зеркальная антенна с рупорным облучателем Н-образного сечения // Труды III Всерос. конф. «Радиолокация и радиосвязь». М., 2009. С.101.

Поляризационная селекция радиолокационных целей с использованием метода главных компонент

Борзов А.Б., Лабунец Л.В., Лихоеденко К.П., Муратов И.В., Павлов Г.Л., Сучков В.Б.,
Хохлов В.К.

МГТУ им. Н.Э. Баумана
ул. 2-я Бауманская, 5, Москва, 105005, Россия
wave@sm.bmstu.ru

Аннотация: Представлены результаты поляризационной селекции радиолокационных целей с использованием метода главных компонент по результатам моделирования и натурных экспериментов. Получены алгоритмы обнаружения цели.

1. Введение

Использование поляризационных характеристик позволяет решить ряд задач, связанных с селекцией антропогенных объектов на фоне мешающих отражений природных образований, а также решить проблему идентификации и классификации целей, имеющих простую форму (тела вращения, уголкового отражателя и т.п.). В качестве модели, отвечающей процессу отображения радиофизических свойств целей простой формы в поляризационных параметрах рассеянной волны, используется поляризационная матрица рассеяния (МР) «точечного» объекта.

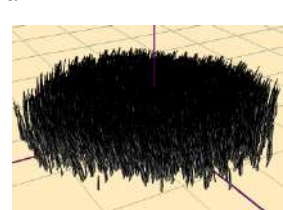
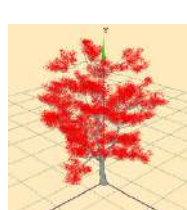
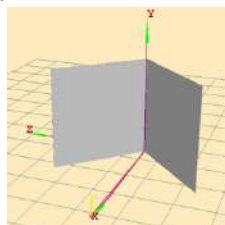
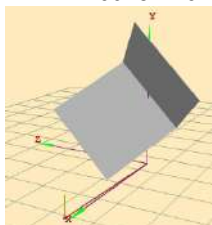
Отметим, ни детерминированная, ни статистическая теория поляризации радиоволн, рассеянных стабильными и флуктуирующими точечными объектами, изложенная как в основополагающих работах [1], так и в оригинальных работах других исследователей [2], не даёт алгоритмов распознавания целей и фонов и не позволяет произвести количественные оценки этих эффектов.

Материал доклада опирается на более чем 40 летний опыт разработки методологии (совокупности методов) исследований радиолокационных полей рассеяния радиоволн квазиоптического (от дециметрового и выше) диапазона радиоволн практически всех классов объектов техники как индивидуально, так и в условиях различных фоно-целевых сюжетов, образующих на заданном интервале наблюдения (траектории полёта, ...) радиолокационные сцены.

2. Объекты исследований, методика моделирования и эксперимента

Объектом исследования является радиолокационная станция, позволяющая получать полную поляризационную матрицу и модель сигнала отраженного от различных целей.

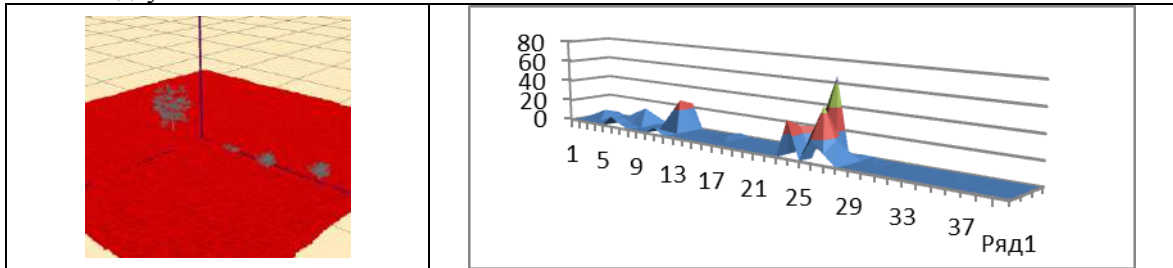
Тестовые цели



Элементы фона

Для разработки алгоритмов и их верификации в ходе работы была использована математическая модель рассеяния радиоволн квазиоптического диапазона радиолокационными сценами [3-8], позволяющая учитывать сложные радиофизические эффекты при взаимодействии полей (сигналов) БРЛС и типовых целей в сложных сюжетах и сценах, в частности, такие как: дифракция на острых краях, переотражения волн, трансформация и обогащение спектра зондирующего сигнала, деполяризация волн, шероховатый характер подстилающей поверхности, растительность, антропогенные объекты и т.п.

С использованием этой математической модели были синтезированы несколько радиолокационных сцен. В частности, сцена с объектом (целью) на фоне подстилающей поверхности, собственно подстилающая поверхность и тестовая (эталонная) цель в виде двугранного углового отражателя в двух положениях.



Были проведены натурные эксперименты с целями типа автомобиль и угловой отражатель.



Результаты расчетов и экспериментов представлены в виде таблиц. Строки таблиц соответствуют строкам дальности. Столбцы - значения поляризационного состояния.

За основу принят метод главных компонент с факторизацией. Помимо этого было рассмотрено разложение Паули [9-12] и проведено сравнение.

3. Заключение

Представленный подход к решению проблем поляризационной селекции с использованием метода главных компонент является оригинальным. Такой подход позволяет учесть корреляционные свойства не только в матрице рассеяния в пределах одного строка дальности, но и учесть корреляции между соседними строками дальности, что и позволяет разделить цели, как регулярные объекты и подстилающие поверхности - как нерегулярные. В целом такой подход развивает идеи, изложенные в работах [9-12].

Приводится структура алгоритма и результаты работы алгоритма по модельным данным и по результатам экспериментов в натуральных условиях. Предложен алгоритм селекции цели.

Список литературы

1. D. Giuli, Polarization diversity in radar//Proceedings of the IEEE.- v. 74, № 2, 1986
2. Островитянов Р.В., Басалов Ф.А. Статическая теория радиолокации протяженных целей. - М.: Радио и связь, 1982. - 232с.
3. Борзов А.Б. и др. Анализ селективных признаков наземных радиолокационных целей //Журнал радиоэлектроники, 2009.- № 9.- 13 с. - ISSN 1684-1719, ГР 0421000114 (НТИЦ «Информрегистр»)
4. Борзов А.Б. и др. Вопросы моделирования автономных информационных систем ближней локации.- М.: ООО НИЦ «Инженер», ООО «Онико-М», 2010.- 576 с.- ISBN 978-5-7013-0135-9
5. Борзов А.Б. и др. Математическая модель характеристик рассеяния сложных радиолокационных целей в субмиллиметровом и терагерцовом диапазонах волн //Электромагнитные волны и электронные си-стемы, 2010.- Т. 15.- № 1.- С. 11-19.
6. Борзов А.Б., Павлов Г.Л., Сучков В.Б. Оценка влияния хаотических неровностей на поверхности цели на их отражающие свойства в суб-миллиметровом и терагерцовом диапазонах волн //Нелинейный мир, 2010.- Т. 8.- № 1.- С. 12-21.
7. Борзов А.Б., Павлов Г.Л., Сучков В.Б. Теоретические и экспериментальные исследования поляризационных характеристик двугранных и трехгранных вогнутых структур //Электромагнитные волны и электронные системы, 2010.- Т. 15.- № 7.- С. 27-40.
8. Борзов А.Б., Сучков В.Б. Математическое и имитационное моделирование входных сигналов систем ближней радиолокации//Радиотехника и электроника 2014.- Т. 59, № 12.- С. 1195 - 1208
9. A.Freeman, Y.Shen, C.L.Werner Polarimetric sar calibration experiment using active radar calibrators// IEEE Transactions on geoscience and remote sensing. Vol. 28. № 2. 1990.-p.224-240
10. W.Wiesbeck, S.Riegger A Complete Error Model for Free Space Polarimetric Measurements//IEEE Transactions on antennas and propagation.- v. 39, № 8, 1991.-p.1105-1112
11. S.R. Cloude, E. Pottier A review of target decomposition theorems in radar polarimetry// IEEE Transactions on geoscience and remote sensing. Vol. 34. № 2. 1996.-p.498-518
12. Y. Yamaguchi, A. Sato, W-M. Boerner, R. Sato, H. Yamada, Four-component scattering power decomposition with rotation of coherency matrix// IEEE Transactions on geoscience and remote sensing. Vol. 49. № 6. 2011.-p.2251-2258

Применение СВЧ датчиков перемещения модульного типа в навигационных системах наземного транспорта.

Хаблов Д.В.

Институт Проблем Управления им. В.А. Трапезникова РАН
ул. Профсоюзная, д. 65, Москва, , 117997, Россия
dkhablov@mail.ru

Аннотация: Представлен новый способ автономной наземной навигации на основе радиолокационных датчиков перемещения модульного типа миллиметрового диапазона СВЧ. Оцениваются его преимущества перед инерциальными и радиолокационными традиционными методами, ориентированными на измерение вектора скорости. Моделируется процесс слияния данных с корректирующей навигационной системой на основе фильтра Калмана.

1. Введение

Для работы автоматизированных систем управления в наземном транспорте требуется надежное, точное и непрерывное позиционирование во всей назначенной зоне действия. К сожалению, глобальная навигационная спутниковая система (ГНСС или GNSS) не может обеспечивать полностью эти критерии, особенно при работе в помещениях и в условиях плохого приема сигналов от спутников. Это приводит к необходимости использования дополнительных локальных или автономных систем навигации, данные от которых используются совместно с ГНСС в т. н. гибридных системах навигации [1]. Обычно для этих целей используется инерционная навигационная система (INS), но в случае наземного позиционирования она недостаточно эффективна. Ее точность зависит от массы объекта, сил трения, при этом ошибки определения координат имеют накопительный характер. INS определяет перемещение после двойного интегрирования по времени показаний акселерометров по трем осям и интегрирования датчиков скорости вращения, что и приводит к накоплению ошибки в промежутках между коррекциями. Если для применения в летательных аппаратах эта особенность не имеет существенного значения из-за доступности корректирующих сигналов от спутников системы GNSS, то в наземном использовании она может приводить к существенным ошибкам в позиционировании. В докладе исследуется перспективная система автономного наземного позиционирования радиолокационного типа в миллиметровом диапазоне СВЧ радиоволн. Она построена по аналогии с доплеровским датчиком скорости и угла сноса (ДИСС) используемой в авиации. Приводятся алгоритмы обработки сигналов СВЧ датчиков для получения точных и непрерывных навигационных данных.

2. Методы обработки сигналов СВЧ датчиков в условиях отражения от поверхности в ближней зоне антенн

В качестве метода обработки можно использовать способы обработки доплеровского сигнала для ближней зоны антенн СВЧ датчика, при их направлении под углом к поверхности. Это - с помощью симметричной пилообразной частотной модуляции (СПЧМ) с измерением доплеровской частоты по взаимной корреляции спектра на растущем и падающем участке СПЧМ [2] и при использовании квадратурного смесителя в приемном тракте [3]. Однако в обоих случаях требуется накопление данных для вычисления спектров или корреляции. Поэтому был разработан метод прямого измерения вектора перемещения через подсчет числа импульсов на выходе компаратора при совпадении сигналов от прямого $I(t)$ и квадратичного $Q(t)$ выходов квадратурного смесителя. В результате было получено выражение для вектора перемещения $\{L_i, \varphi_i\}$, без предварительного вычисления скорости:

$$L_i = r \left(\frac{S_{1i} + S_{2i}}{S_{1i} - S_{2i}} \right) \sin \left(\frac{(S_{1i} - S_{2i})90^\circ}{\pi} \right), \quad \varphi_i = \frac{(S_{1i} - S_{2i})90^\circ}{\pi},$$

где S_{1i} и S_{2i} - перемещения проекций по подстилающей от следов диаграмм направленности антенн СВЧ датчиков.

3. Алгоритм гибридного позиционирования радиолокационного датчика перемещений с приемником ГНСС.

На Рис.1 приведено моделирование маршрута перемещения объекта при реализации алгоритма слияния данных радиолокационной системы позиционирования и спутниковой системы навигации ГНСС (или любой другой локальной стационарной системой) с помощью фильтра Калмана. Уменьшение ошибки определения координат по направлениям Север – Юг при использовании фильтра Кальмана для данных радиолокационной системы позиционирования и условной локальной системы проиллюстрировано на Рис.2.

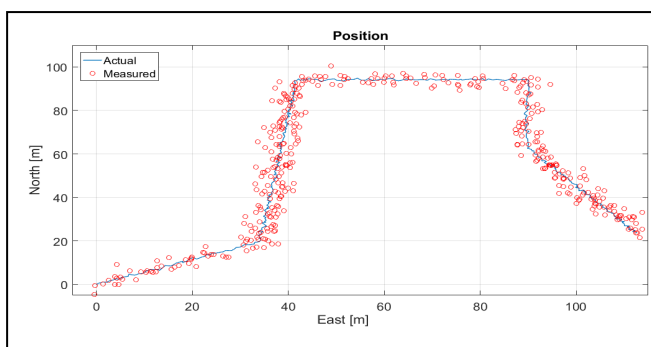


Рис.1 Результат моделирования маршрута перемещения объекта

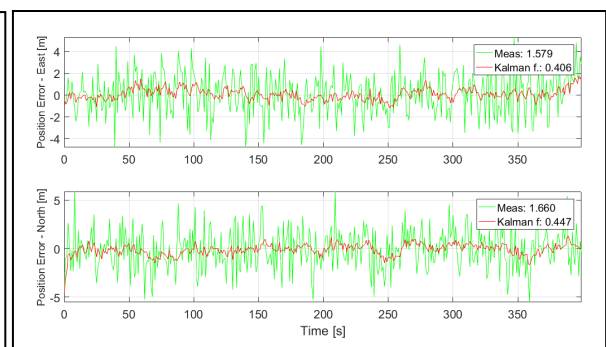


Рис.2 Ошибки в определении координат с учетом радиолокационной системы после обработки с помощью фильтра Кальмана и без нее.

3. Заключение.

В настоящей работе были разработаны:

1. Автономный способ позиционирования наземных транспортных средств (ТС) с помощью СВЧ датчиков перемещения, за счет прямого измерения перемещения наземного ТС в схеме с использованием двухканальных I-Q смесителей, компараторов и счетчиков для устранения методологической накопительной ошибки.
2. Проведено моделирование алгоритма слияния данных автономной радиолокационной системы позиционирования и корректирующей стационарной навигационной системы (глобальной спутниковой или локальной) на основе фильтра Кальмана.

Результаты работы позволяют сделать вывод о допустимости использования радиолокационной системы навигации как альтернативы инерциальной системе в качестве автономного позиционирования наземных объектов в помещениях и зонах неуверенного приема спутниковых сигналов.

Список литературы

1. Дардари Д., Фаллети Э., Луизе М. Методы спутникового и наземного позиционирования. Перспективы развития технологий обработки сигналов. ТЕХНОСФЕРА, Москва, 2012.
2. Хаблов Д.В. Correlation Method for Signal Processing of Microwave Doppler Sensors. MEASUREMENT TECHNIQUES. 2017. Vol.60, No.5, С. 505 -509.
3. Хаблов Д.В. Autonomous navigation system of ground transport based on Doppler sensors for measuring vector velocity. // MEASUREMENT TECHNIQUES. 2018. Vol. 61, No. 4. С. 384-389.

Беспроводное измерение расстояний при помощи сверхширокополосных хаотических радиопульсов

Ефремова Е.В., Дмитриев А.С., Кузьмин Л.В.

ФГБУН Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, г. Москва
Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет)
г. Долгопрудный, Московская обл.

Определение местоположения объектов в закрытых помещениях, где системы глобального позиционирования неприменимы, является актуальной задачей в контексте развития Интернета Вещей (IoT), межмашинного взаимодействия (M2M), робототехники.

В настоящее время системы позиционирования реализованы на таких технологиях, как WiFi, Bluetooth, BLE, ZigBee, UWB, акустические технологии и др. Основные способы измерения расстояния в беспроводных системах: по уровню принимаемого сигнала (RSSI), по времени его распространения (TOA, TDOA, RTOF и др.), по его фазе и др. В зависимости от используемой технологии, метода измерения и дополнительных средств обработки сигналов точность определения расстояния колеблется от 15 см до нескольких метров. Наибольшую точность демонстрируют системы, основанные на сверхширокополосных (СШП) ультракоротких импульсах, использующие для измерения расстояния время распространения сигнала, но они же имеют и наиболее сложную аппаратную реализацию.

Альтернативным типом СШП сигнала являются СШП хаотические радиопульсы, в которых сверхширокая полоса достигается не за счет укорочения излучаемого импульса, а за счет формирования шумоподобного сигнала, который в силу способа генерации уже занимает сверхширокую полосу частот. Как показали эксперименты, СШП сигналы обеспечивают гладкую зависимость мощности принимаемого сигнала от расстояния по степенному закону $1/d^n$, в то время как, например, для узкополосных сигналов, которые подвержены сильному многолучевому замиранию (используются, например, в технологии ZigBee) это не так. В узкополосных системах многолучевое распространение приводит к большим вариациям измеряемой приемником мощности узкополосного сигнала, что дает рост ошибки в измерении расстояния. В свою очередь СШП хаотические радиопульсы практически не подвержены многолучевому замиранию в беспроводном канале, что может служить физической основой для измерения расстояния посредством измерения мощности таких импульсов в приемнике, опираясь на закон затухания мощности сигнала с расстоянием.

С практической точки зрения актуальность применения хаотических радиоимпульсов для измерения расстояния также мотивируется тем, что они являются опциональным решением в коммуникационных системах стандарта IEEE 802.15.4a и одним из основных решений стандарта IEEE 802.15.6. В существующей аппаратуре хаотические радиоимпульсы применяются для передачи информации, поэтому практически интересным является создание способа измерения расстояния, который являлся бы частью процесса беспроводного обмена данными между устройствами.

В работе исследуется возможность измерения расстояния при помощи СШП хаотических радиоимпульсов, основанная на измерении относительного уровня мощности сигнала, приходящего в приемник, при помощи статистической оценки его характеристик.

Идея метода состоит в том, что передающее устройство формирует и передает в эфир поток хаотических радиоимпульсов. Приемное устройство детектирует поступающие радиоимпульсы, определяет уровень их мощности по их огибающей и вычисляет число принятых радиоимпульсов, мощность которых больше некоторого заданного значения. Опираясь на это и на закон затухания мощности сигнала в канале, вычисляется расстояние, которое они прошли от излучателя до попадания в приемник.

Предложенный метод экспериментально апробирован, демонстрирует результаты, сопоставимые с современными технологиями определения местоположения, при этом технически является существенно более простым, и не требует дополнительных возможностей от существующей аппаратуры помимо операций, связанных с приемом и обработкой СШП сигнала в ходе беспроводной передачи информации.

Экспериментальное исследование динамики СВЧ пиролиза торфа

^{1,2} Крапивницкая Т.О., ¹ Богдашов А.А., ¹ Денисенко А.Н., ¹ Песков Н.Ю., ¹ Глявин М.Ю.,

² Семенычева Л.Л., ² Ворожцов Д.Л.

¹ «Федеральный исследовательский центр Институт прикладной физики Российской академии наук»
(ИПФ РАН)

ул. Ульянова, 46, Нижний Новгород, 603950, Россия
Kto465@yandex.ru

² Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского
пр. Гагарина, 23, Нижний Новгород, 603950, Россия
kto465@yandex.ru

Аннотация: Представлены результаты текущих экспериментов, проводимых при участии ИПФ РАН и ННГУ, по мягкому СВЧ пиролизу в условиях постоянного отвода газообразных продуктов реакции. Проведено сравнение полученных продуктов при СВЧ-пиролизе и «традиционном» пиролизе с термическим нагревом. Исследованы временные и массовые параметры процесса СВЧ-пиролиза.

1. Введение

Пиролиз - термическая деструкция органических соединений на углеводороды с меньшей молекулярной массой при воздействии высокой температуры без доступа кислорода. Наиболее перспективным в настоящее время, как с экологической точки зрения, так и для оптимизации различных технологических процессов представляется извлечение органических составляющих в результате СВЧ пиролиза. Одним из недостатков «традиционной» схемы теплового пиролиза, в частности, является ограниченная скорость подвода тепла в область реакции [1]. СВЧ пиролиз позволяет оперативно регулировать скорость пиролитических реакций и состав продуктов на выходе.

Объектом данного исследования выбран торф – один из ценных природных биоресурсов, широко применяемых в современной промышленности. Грамотная и рациональная переработка данного ценного природного биоресурса может решить многие экономические проблемы региона и страны в целом. Целью работ, проводимых с сотрудничестве ИПФ РАН и ННГУ (Н.Новгород), является исследование особенностей процесса СВЧ пиролиза торфа, определение оптимальных условий реакции для увеличения выхода полезных компонентов и разработка новых экологически чистых технологий его глубокой переработки, ориентированных на различные области дальнейшего использования продуктов реакции.

2. Лабораторная установка и результаты эксперимента

Для проведения экспериментов по исследованию процесса СВЧ-пиролиза в ИПФ РАН разработана серия лабораторных установок, позволяющих проводить исследования различных объемов органического топлива. В представленных в докладе экспериментах использовался оригинальный «лабораторный» (для небольших объемов топлива) реактор, представляющий собой коаксиальный резонатор, заполненный торфом. В качестве источника излучения использовался промышленный 2.45 ГГц магнетрон, мощность излучения составляла около 100 Вт. Ввод СВЧ излучения в резонатор осуществлялся с помощью стандартного гибкого коаксиального кабеля. Регулировкой длины резонатора обеспечивался минимум коэффициента отражения излучения от нагруженного резонатора. Для контроля отраженного сигнала в процессе СВЧ пиролиза использовался направленный ответвитель. Продукты пиролиза выводились с противоположной стороны резонатора через откачной порт и фиксировались в криогенной ловушке. Подробное описание данного «лабораторного» СВЧ-ректора и результаты его компьютерного 3D моделирования представлены в [2].

Важнейшим параметром, влияющим на процесс пиролиза, выступает температура в реакторе. В зависимости от этого выделяют три вида пиролиза: мягкий пиролиз происходит при температурах до 500°C; нормальный (средний) – 500-800°C жесткий пиролиз – 800-1100°C. В представленной серии экспериментов температура измерялась с помощью термопары непосредственно внутри реактора вблизи внешней стенки коаксиального резонатора. Особенностью используемой установки является то, что в указанной конструкции оценка температуры вблизи коаксиального стержня может быть выполнена только опосредованно, так как внесение термопары внутрь резонатора затруднено из-за ее непосредственного разогрева СВЧ излучением. Согласно этим оценкам, эксперименты по СВЧ деструкции торфа проводились при температуре около 300°C, т.е. в условиях так называемого мягкого пиролиза. Нагрев до указанной температуры достигался в течении 5 - 10 мин.

Анализ полученных в ходе реакции газовой и жидкой фракций производился на хромато-масс-спектрометре GCMS QP2010 Ultra (Shimadzu USA). Определение химического состава производилось по пикам молекулярных и характеристических осколочных ионов. Результаты анализа газовой пробы представлены в таблице 1.

Таблица 1- Хромато-масс- спектрометрический анализ пиролизических газов

Процесс	CO ₂ +N ₂ +сст.	Пропен	Бутен	Фуран	Циклопентадиен		Циклопентен	Изобутаналь	1-гексен	Гексан	2-метилфуран	Изопентаналь	Бензол	Гептан	н-бутилвинилиловый спирт	Метан	Этан	Пропан	Ацетальдегид	Ацетон	2-метилпропаналь
Термический нагрев	68,9	15,5	8,5	3,7	0,9		0,1	0,1	0,5	0,1	0,8	0,1	0,6	0,1	0,2	3,7	0,2	2,6	-	-	-
СВЧ нагрев	69,9	-	-	7,7	0,2		-	-	-	0,3	0,3	5,0	0,3	0,9	0,2	-	3,3	0,1	6,3	7,1	1,0

Тяжелые ядовитые газы отсутствуют. Горючие газы могут повысить КПД установки, отчасти ставя ее на самообеспечение энергией. В таблице 2 представлены результаты углеродистого остатка после СВЧ обработки в сравнении с обычным термическим нагревом.

Маслянистую фракцию так же исследовали на хромато-масс-спектрометре. Результаты анализа представлены в таблице 2. Из общей смеси была исключена вода и произведен пересчет на 100% массу вещества.

Таблица 2- Хромато-масс- спектрометрический анализ маслянистой фракции.

Процесс	ацетальдегид	метанол	ацетол	ацетон	уксусная кислота	5-метил-2-фураальдегид	фураальдегид	пропионовая кислота	2-формил-5-метилфуран	фенол	крезол	муравьиная кислота	фурфурол
Термический нагрев	7,33	8,67	8,67	18,67	16,67	10,00	30,00	-	-	-	-	-	-
СВЧ нагрев	1,18	5,69	4,12	23,04	19,02	-	-	7,55	8,43	3,82	0,88	2,25	24,02

Таблица 3- Сравнительный анализ углеродистого остатка после СВЧ и теплового пиролиза торфа

Название образца	Массовая доля азота, %	Массовая доля углерода, %	Массовая доля водорода, %	Массовая доля серы, %
Исходный торф перед СВЧ нагревом	1,75 ± 0,09	60 ± 3	7,36 ± 0,4	менее 0,3
После СВЧ нагрева	2,47 ± 0,12	84 ± 4	4,9 ± 0,3	менее 0,3
После теплового нагрева	1,4	64,28	5,02	менее 0,3

3. Заключение

Проведенные эксперименты продемонстрировали перспективность использования СВЧ-нагрева в пиролизных реакциях. В результате СВЧ обработки торфа получен ценный углеродистый остаток, маслянистая фракция, и пиролизный газ. Рассмотрено применение продуктов пиролиза с точки зрения различных высокотехнологичных современных промышленных производств.

Список литературы

1. J. Yang, H. Chen, W. Zhao, J. Zhou. TG–FTIR-MS study of pyrolysis products evolving from peat // Journal of Analytical and Applied Pyrolysis. № 117, 296-309 (2016).
2. Т.О. Krapivnitskaia, A.A. Bogdashov, A.N. Denisenko, M.Yu. Glyavin, Yu.K. Kalynov, S.V. Kuzikov, N.Yu. Peskov, L.L. Semenycheva and A.V. Stricovskiy High-temperature microwave pyrolysis of peat as a method to obtaining liquid and gaseous fuel», EPJ Web of Conferences. 10th International Workshop 2017 “Strong Microwaves and Terahertz Waves: Sources and Applications”, v.149, 02023 (2017).

Моделирование температурного состояния заготовки композитной детали при действии микроволнового излучения

¹ Просунцов П.В., ¹ Резник С.В., ¹ Польский П.В.

¹ Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана
ул. 2-я Бауманская, 5, Москва, 105005, Россия
pavel.prosuntsov@mail.ru

Аннотация: Представлены результаты моделирования температурного состояния цилиндрической заготовки из композиционного материала, размещенной в рабочей зоне установки СВЧ-нагрева. Математическая модель позволяет анализировать взаимосвязанные тепловые и электромагнитные процессы в рабочей зоне установки, а также учитывает экзотермический эффект, связанный с отверждением полимерного связующего. Проведен анализ влияния количества и мощности магнетронов и схемы их размещения на поле температуры заготовки.

1. Введение

Современное материаловедение нацелено на создание новых материалов, способных удовлетворять комплексу различных, часто взаимоисключающих, требований. В изделиях ракетно-космической техники особо важными являются удельная прочность и жесткость. По этим характеристикам вне конкуренции находятся композиционные материалы на основе полимерных матриц (ПКМ) [1]. Однако применение ПКМ сдерживается высокой стоимостью их производства. В структуре затрат на производство ПКМ существенная доля приходится на этап отверждения полимерного связующего, отличающийся большой длительностью и энергоемкостью [2]. Для снижения стоимости изделий из ПКМ следует переходить на новые подходы к обработке материалов. Одним из таких перспективных подходов является применение электромагнитного излучения микроволнового диапазона (СВЧ) для нагрева и отверждения связующего ПКМ [3-7].

2. Объект исследований

Объектом исследования являлась цилиндрическая тонкостенная заготовка на основе стекло- или углеродного волокна и эпоксидного связующего. Длина заготовки составляла 1000 мм, внешний диаметр 180 мм, толщина стенки – 5 мм. Заготовка размещалась в рабочей зоне установки СВЧ-нагрева с высотой – 500 мм; ширина – 500 мм и длиной – 1500 мм. Источником нагрева являлся магнетрон мощностью 2,4 кВт, работающий на частоте 2,45 ГГц.

3. Численное моделирование тепловых и электромагнитных процессов в рабочей зоне установки

Была разработана математическая модель прогрева заготовки из ПКМ под действием СВЧ излучения. Модель включает в себя уравнения Максвелла для определения компонент электромагнитного поля, и нелинейное нестационарное уравнение теплопроводности. Связь уравнений достигалась наличием источникового члена в уравнении теплопроводности, который характеризовал интенсивность поглощения энергии электромагнитного излучения. Считалось, что материал заготовки является однородным, анизотропным с теплофизическими характеристиками, зависящими от температуры. На внешних, внутренних и боковых поверхностях заготовки имел место конвективный и радиационный теплообмен с окружающей средой. Кроме того, в математической модели учитывалось, что в процессе отверждения связующего происходит выделение тепла, которое описывалось законом Аррениуса. Реализация математической модели выполнена с использованием пакета прикладных программ COMSOL Multiphysics.

Результаты моделирования свидетельствуют о крайне неоднородном распределении напряженности электрического поля в рабочей зоне установки СВЧ-нагрева и образовании в ее объеме стоячих электромагнитных волн. Различие значений напряженности электрического поля для

локальных областей заготовки достигает величины порядка 10^4 В/м и более и может приводить к большим локальным перепадам температуры.

Исследованы различные варианты снижения негативного влияния стоячих электромагнитных волн в рабочей зоне установки СВЧ-нагрева: увеличение количества магнетронов с одновременным снижением мощности единичного магнетрона, изменение размеров рабочей зоны, применение диссекторов, организация различных способов движения заготовки в рабочей зоне.

Анализ показал, что наилучшие результаты достигаются в случае вращения цилиндрической заготовки вокруг своей поперечной оси. Для данного способа движения был проведен анализ влияния мощности магнетронов и скорости вращения заготовки и определен рациональный технологический режим отверждения.

4. Заключение

1. Разработаны физическая и математическая модели переноса электромагнитного излучения в рабочей зоне установки СВЧ-нагрева и прогрева цилиндрической заготовки из ПКМ, находящейся в ней.

2. Показано неоднородное распределение электромагнитного поля в заготовке детали из ПКМ связанное с образованием стоячих волн.

3. Проведён анализ и ранжирование возможных путей снижения неравномерности нагрева заготовки детали из ПКМ в рабочей зоне установки СВЧ-нагрева.

4. Выбраны основные параметры технологического режима отверждения связующего ПКМ и предложена конструктивно-компоновочная схема установки.

Список литературы

1. Васильев, В.В.; Тарнопольский, Ю.М. Композиционные материалы. Справочник. М.: Машиностроение, 1990. 512 с.
2. Буланов И.М., Воробей В.В. Технология ракетных и аэрокосмических конструкций из композитных материалов. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 1998. 516 с.
3. Резник С.В., Румянцев С.А. Математическое моделирование температурного состояния цилиндрических заготовок из полимерных композиционных материалов при СВЧ нагреве // Наука и образование. МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2014. № 1. С 6–21.
4. Гузева Т.А. Совершенствование технологических режимов отверждения заготовок деталей из органопластиков под действием СВЧ-излучения. Дис. ... канд. техн. наук. М., 2013. 163 с.
5. Михайловский К.В., Резник С.В. Прогнозирование температурных режимов процесса отверждения связующего при получении деталей из полимерных композиционных материалов с помощью микроволнового излучения // Тепловые процессы в технике, 2014, т. 6, № 8, с. 378–384.
6. Kwak M. Microwave curing of carbon-epoxy composites: process development and material evaluation. London, Imperial College London, 2016. 175 p.
7. Das S., Mukhopadhyay A.K., Datta S., Basu D. Prospects of microwave processing: An overview. Bulletin of Materials Science, 2009, vol. 32, no. 1, pp. 1–13.

Практическое применение субволновых фокусирующих элементов в системе КВЧ имиджинга

Жакупов С. Н., Дорожкин К. В., Бадьин А. В., Бердюгин А. И.

Национальный исследовательский Томский государственный университет

Пр. Ленина, 36, Томск, 634050, Россия

Zhak.sn@yandex.ru

Аннотация: В данной работе представлены результаты моделирования и экспериментального анализа процесса взаимодействия электромагнитного излучения КВЧ диапазона с кубическим фокусирующим элементом, изготовленным методом аддитивных технологий. А также представлены практические результаты использования данного элемента в системе КВЧ имиджинга.

1. Введение

Начиная с конца двадцатого века идет активное развитие техники крайне высоких (КВЧ) и гипервысоких частот. Благодаря особым свойствам КВЧ излучение нашло свое применение в таких сферах как: системы безопасности, медицина (диагностика верхних слоев кожи человека), спектроскопия и дефектоскопия (как промышленная, для неинвазивного анализа продуктов производства, так и частная, для визуализации структурной составляющей объектов) [1-6]. Однако современные методы визуализации имеют свои недостатки, в первую очередь связанные с низкой разрешающей способностью. Следовательно, вызывает большой интерес создание новых фокусирующих элементов, способных добиваться результата близкого к дифракционному пределу и даже преодолевать его.

В данной работе приведены результаты моделирования процесса взаимодействия электромагнитного излучения с кубическим субволновым элементом, а также практического применения в системе терагерцового имиджинга на базе ЛОВ-спектрометра.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Объектом исследования является однородный кубический объект, изготовленный из акрилонитрилбутадиенстирола с показателем преломления $n = 1,62$. В связи с привязанностью размеров элемента и используемой частоты (длины граней примерно равны длине волны) для рационализации процесса изготовления была выбрана относительно низкая частота 42 ГГц, с длиной волны $\lambda \approx 7$ мм. Для наглядной оценки разрешающей способности с и без использования куба в качестве объектов исследования выбирались неоднородные образцы с металлическими элементами различных геометрических размеров, а также высокопоглощающая нить в качестве зонда. Таким образом, в результате практических экспериментов получались картины распределения интенсивности излучения на поверхности образцов, которые использовались для сравнительной оценки эффективности фокусировки.

3. Результаты моделирования и эксперимента

В среде CST MICROWAVE STUDIO было проведено моделирование распределения электромагнитного поля в ближней зоне диэлектрического куба на частоте 42 ГГц: а) $n=1,2$;

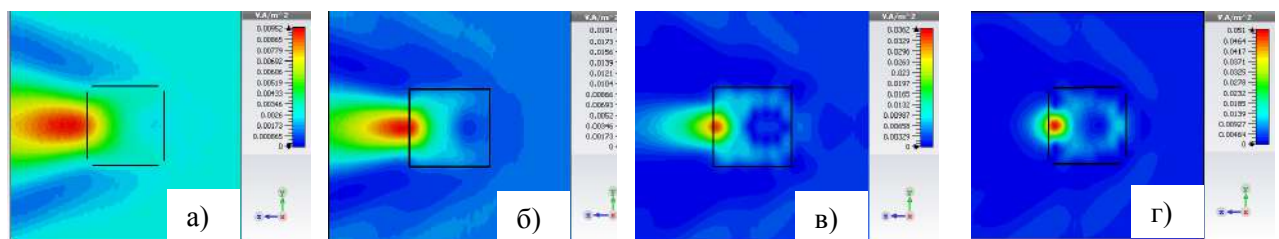


Рис. 1. Распределение электромагнитного поля в ближней зоне диэлектрического куба на частоте 42 ГГц: а) $n=1,2$; б) $n=1,41$; в) $n=1,73$; г) $n=2,00$.

С увеличением показателя преломления материала наблюдается локализация излучения за гранью куба противоположной падающему излучению.

В системе позиционирования измерительной установки (рис. 2) закреплялся тестируемый образец, состоящий из листа бумаги толщиной 100 мкм с нанесенным сверху массивом фигур ромбов из алюминиевой фольги (толщина 10 мкм.) Массив состоял из трех одинаковых вертикальных рядов ромбов. Каждый ряд состоял из трех фигур ромбов размерами (снизу вверх) 7x4 мм, 9x5 мм и 14x7 мм (Рис.3а.).

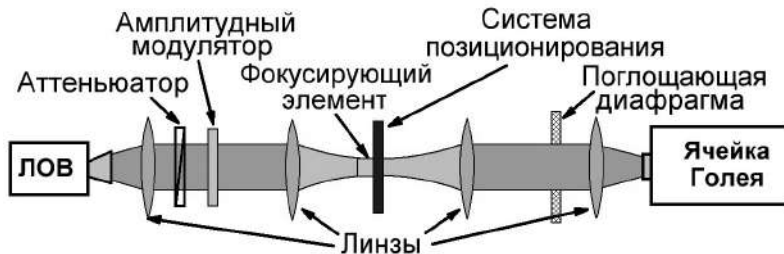


Рис. 2. Экспериментальная установка для неразрушающей субволновой диагностики неоднородных материалов.

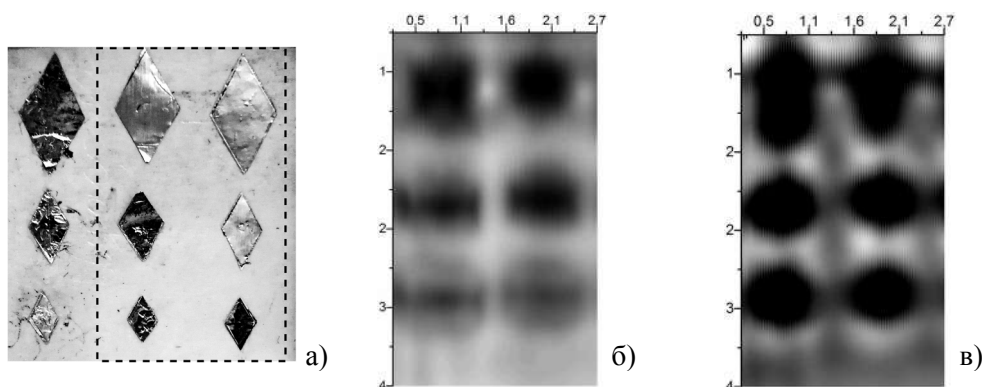


Рис.3. Внешний вид тестируемого образца (а); изображение просканированного образца без (б) и с фокусирующим элементом (в) на частоте 42 ГГц. Черный цвет соответствует минимуму сигнала детектора, белый - максимуму.

Как видно из рис. 3б и 3в, внесение в измерительный тракт перед исследуемым образцом субволновой диэлектрической частицы приводит к повышению резкости результирующего изображения при неизменных параметрах измерительного тракта и источника КВЧ излучения.

4. Заключение

В докладе экспериментально показана возможность повышения разрешающей способности современных систем радиоволнового имиджинга материалов. Результаты данной работы могут быть применены для совершенствования бесконтактных систем дефектоскопии, где используются источники непрерывного излучения.

Список литературы

1. Federici J. F., Schulkin B., Huang F., Gary D., Barat R., Oliveira F., Zimdars D. THz imaging and sensing for security applications - Explosives, weapons and drugs. *Semicond. Sci. Technol.* 2005. Т. 20. № 7. С. 266-280.
2. Zhakupov S.N., Badin A.V. Detection of hidden images based on contrast of intensity distribution of terahertz radiation. Publisher "Proceedings of APEIE - Actual Problems Of Electronic Instrument Engineering". 2018. Т. 1. № 6. С. 141-143.
3. Guillet J. P., Wang K., Roux M., F. Fauquet, F. Darracq, and P. Mounaix, "Frequency modulated continuous wave terahertz imaging for art restoration," *Int. Conf. Infrared, Millimeter, Terahertz Waves, IRMMW-THz*. 2016. Т. 7. № 2. С. 33405.
4. Nguyen Pham H. H., Hisatake S., Minin O. V., Nagatsuma T., Minin I. V. Enhancement of spatial resolution of terahertz imaging systems based on terajet generation by dielectric cube. *APL Photonics*. Т. 2. № 5. С. 056106, 2017
5. Beruete M., Minin I. V., Minin O. V. Terajets produced by dielectric cuboids. *Applied Physics Letter*. 2014. Т. 105. № 8. С. 084102-084102-4.
6. Chernomyrdin N. V., Schadko A. O., Lebedev S. P., Tolstoguzov V. L., Kurlov V. N., Reshetov I. V., Spektor I. E., Skorobogatiy M., Yurchenko S. O., Zaytsev K. I. Solid immersion terahertz imaging with sub-wavelength resolution. *Appl. Phys. Lett.* 2017. Т. 110. № 22. С. 1-5.

Динамические характеристики синхронизированных автодинов

Носков В. Я., Игнатков К. А., Шайдуров К. Д.

Уральский федеральный университет
ул. Мира, 19, Екатеринбург, 620002, Россия
noskov@oko.ek.ru

Аннотация: Представлены результаты исследований динамических характеристик СВЧ генераторов, находящихся под воздействием одновременно собственного отражённого излучения и внешнего синхронизирующего воздействия. Получены основные соотношения для анализа сигналов при быстром перемещении объекта локации, когда период сигнала соизмерим с постоянными времени автодинного отклика. Результаты численного моделирования подтверждены экспериментальными данными, полученными на примере генератора, выполненного на основе диода Ганна 8-мм диапазона.

1. Введение

Для успешного применения автодинов (АД) в различных приложениях востребованы знания о их динамических характеристиках, которые необходимо учитывать в условиях высоких скоростей движения объектов локации [1, 2]. Динамические свойства АД определяются видом и шириной их амплитудно-частотной характеристики (АЧХ). К настоящему времени АЧХ обстоятельно изучены у обычных АД [3—7]. Установлено, что их ширина АЧХ в значительной степени зависят от постоянной времени автодинного отклика τ_a по изменению амплитуды колебаний, которая вносит ограничение на максимальную регистрируемую АД скорость движения отражающего объекта. Однако в представляющих практический интерес синхронизированных АД (САД) результаты исследований динамических характеристик в известной нам литературе [8—11] отсутствуют. В связи с этим целью данной работы является исследование АЧХ коэффициентов передачи автодинного отклика по изменению амплитуды и фазы колебаний САД в зависимости от скорости движения объекта локации с учётом внутренних параметров СВЧ генератора и условий его синхронизации.

2. Основные соотношения для анализа динамических характеристик САД

Нами установлено, что в САД проявляют себя не только инерционность изменения амплитуды колебаний, но и инерционность изменения фазы, характеризуемая постоянной времени τ_ϕ . Для движущегося с постоянной скоростью объекта локации нами получены выражения для «динамических» АЧХ коэффициентов передачи автодинного отклика по изменению амплитуды $K_d(\Omega)$ и фазы $\Phi_d(\Omega)$ колебаний САД соответственно:

$$K_d(\Omega) = \sqrt{z_s^2(\Omega) + z_c^2(\Omega)}, \quad \Phi_d(\Omega) = \sqrt{w_s^2(\Omega) + w_c^2(\Omega)}. \quad (1)$$

Здесь

$$z_s(\Omega) = \frac{\text{tg} \varphi_0 (1 - \gamma \text{tg} \varphi_0 - k_\Omega \Omega^2) + (1 + k_\Omega)(1 - k_\Omega \Omega^2) \Omega}{H_a [(1 - \gamma \text{tg} \varphi_0 - k_\Omega \Omega^2)^2 + (1 + k_\Omega)^2 \Omega^2]}, \quad z_c(\Omega) = \frac{(1 - k_\Omega \Omega^2)(1 - \gamma \text{tg} \varphi_0 - k_\Omega \Omega^2) - \text{tg} \varphi_0 (1 + k_\Omega) \Omega}{H_a [(1 - \gamma \text{tg} \varphi_0 - k_\Omega \Omega^2)^2 + (1 + k_\Omega)^2 \Omega^2]},$$

$$w_s(\Omega) = \frac{(1 - \gamma \text{tg} \varphi_0 - k_\Omega \Omega^2) + (\gamma + \Omega)(1 + k_\Omega) \Omega}{H_\phi [(1 - \gamma \text{tg} \varphi_0 - k_\Omega \Omega^2)^2 + (1 + k_\Omega)^2 \Omega^2]}, \quad w_c(\Omega) = \frac{(\gamma + \Omega)(1 - \gamma \text{tg} \varphi_0 - k_\Omega \Omega^2) - (1 + k_\Omega) \Omega}{H_\phi [(1 - \gamma \text{tg} \varphi_0 - k_\Omega \Omega^2)^2 + (1 + k_\Omega)^2 \Omega^2]};$$

Ω – нормированная частота автодинного отклика; K_a – коэффициент автодинного усиления; H_a , H_ϕ – коэффициенты передачи изменений амплитуды и фазы соответственно; $k_\Omega = \tau_a / \tau_\phi$; τ_ϕ – постоянная времени изменений фазы; γ – коэффициент неизохронности; φ_0 – разность фаз между генерируемыми САД и синхронизирующими колебаниями.

В докладе будут представлены результаты вычислений согласно (1) графиков АЧХ коэффициентов передачи $\Phi_d(\Omega)$ и $K_d(\Omega)$ при различных значениях параметров СВЧ генератора и условий его синхронизации. Из этих графиков видно, что АЧХ коэффициента $\Phi_d(\Omega)$ являются

монотонными функциями частоты Ω при всех вариациях упомянутых параметров, а АЧХ коэффициента $K_d(\Omega)$ таковыми не являются. Неравномерность АЧХ $K_d(\Omega)$ в некоторых случаях может достигать 100%.

3. Результаты экспериментов

В качестве объекта исследований нами использовался гибридно-интегральный генераторный модуль 8-мм диапазона «Тигель-08М», изготовленный на основе планарного диода Ганна [3]. Выходная мощность модуля 15 мВт. Мощность синхронизирующего сигнала составляла 1 мВт. Экспериментальные исследования АЧХ выполнялись с использованием измерителя комплексных коэффициентов передачи «Обзор-103» на измерительном стенде, описание которого представлено в [3]. На рис. 1 приведены АЧХ, полученные для случаев отсутствия воздействия на САД синхронизирующего сигнала (см. кривую 1) и для различных условий его синхронизации АГ (см. кривые 1–4).

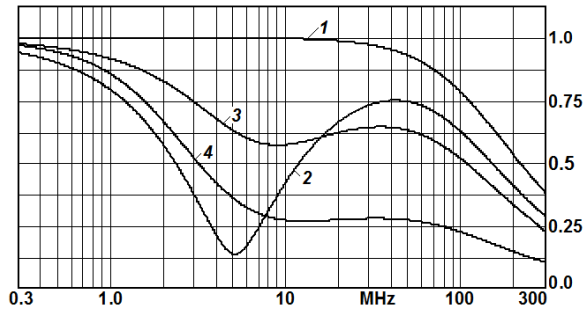


Рис. 1. АЧХ коэффициента передачи $K_d(\Omega)$ автодинного отклика по изменению амплитуды колебаний, полученные экспериментально для автодина на диоде Ганна при отсутствии синхронизации (кривая 1) и при её наличии для случаев, когда частота $\omega_{\text{вн}}$ сигнала синхронизации равна собственной частоте СВЧ генератора ω_0 (кривая 2), $\omega_{\text{вн}} = \omega_0 - 0,8\Delta\omega_c$ (кривая 3) и $\omega_{\text{вн}} = \omega_0 + 0,8\Delta\omega_c$ (кривая 4), где $\Delta\omega_c$ – полуширина полосы синхронизации.

4. Заключение

Из анализа АЧХ генераторного модуля без синхронизации (см. кривую 1), видно, что в случае обычного АД АЧХ является равномерной в широком диапазоне частот. Граничная частота этой АЧХ по уровню $1/2^{1/2}$ составила 120 МГц. При этом величина постоянной времени $\tau_a = 1,3 \cdot 10^{-9}$, что согласуется с результатами работ [3–7]. В случае САД АЧХ модуля, как видно из кривых 2 – 4, имеет значительную неравномерность в области единиц и десятков МГц. Граничная частота этих характеристик по уровню $1/2^{1/2}$ получается порядка 1,2...3 МГц. Отметим, что этого диапазона частот вполне достаточно для регистрации перемещения объектов локации до скоростей 4,8...12 км/с.

Таким образом, результаты экспериментальных исследований, полученные в настоящей работе, подтвердили адекватность разработанной математической модели САД в отношении анализа автодинных параметров и характеристик при больших скоростях движения объектов локации и могут использоваться для определения динамических характеристик САД.

Список литературы

1. Лушев В.П., Воторопин С.Д., Дерябин Ю.Н. и др. Автодинные СВЧ датчики перемещения для измерения скорости горения высокоэнергетических композиционных материалов // 15-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2010). Севастополь. 2005. С. 831-833.
2. Носков В.Я., Варавин А.В., Васильев А.С., Ермак Г.П., Закарлюк Н.М., Игнатков К.А., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 9. Радиолокационное применение автодинов // Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 3. С. 32-86.
3. Носков В.Я., Игнатков К.А. Влияние внутренних параметров автодинных СВЧ-генераторов на их динамические характеристики // Электронная техника. Серия 1. СВЧ-техника. 2012. № 3 (514). С. 23-40.
4. Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Smolskiy S. M. Determination of Autodyne Oscillator Parameters by the Beating Method // Telecommunication Sciences. 2012. Vol. 3. № 1. P. 35-45.
5. Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Smolskiy S.M. Modulation Characteristics of Microwave Autodyne Oscillators // Telecommunication Sciences. 2012. Vol. 3, № 2. P. 44-52.
6. Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. Dynamic Autodyne and Modulation Characteristics of Microwave Oscillators // Telecommunication and Radio Engineering. 2013. V. 72. № 10. P. 919-934.
7. Носков В.Я., Игнатков К.А., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 7. Динамика формирования автодинных и модуляционных характеристик // Успехи современной радиоэлектроники. 2013. № 6. С. 3-52.
8. Терещенко А.Ф. Воздействие отражённого сигнала на синхронизированный клистронный генератор // Электронная техника. Серия 1. Электроника СВЧ. 1966. № 2. С. 67-78.
9. Артеменков С.Л., Смольский С.М. Автодинные свойства синхронизированных транзисторных автогенераторов // Методы и устройства формирования и обработки радиосигналов. М.: Труды МЭИ, 1982. Вып. 579. С. 81-86.
10. Артеменков С.Л., Смольский С.М. Стабилизация частоты транзисторных автодинов дополнительным синхросигналом // Современные проблемы стабилизации частоты. М.: Труды МЭИ, 1983. Вып. 8. С. 30-35.
11. Komarov I.V., Smolskiy S.M. Fundamentals of Short-Range FM Radar. Artech House, Norwood, MA, USA 2003. 314 p.

Пакетный метод передачи данных в радиолокационных и радионавигационных системах радиозондирования атмосферы

¹ Плохих О.В., ¹ Кудинов С.И., ¹ Гусев А.В., ² Ширшов Н.В., ¹ Иванов В.Э.

¹ Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина

г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация

o.v.plohih@urfu.ru, a.v.gusev@urfu.ru, kudinoffs@mail.ru; ; v.e.ivanovekt@gmail.com

² ФГУП «ЦЭНКИ», г. Москва

Аннотация: Применение в аэрологических радиозондах систем радиозондирования атмосферы пакетного метода передачи координатно-телеметрической информации на наземную станцию позволяет существенно снизить влияние помех возникающих в радиоканале, повысить надежность приема передаваемой информации, снизить затраты на осуществление измерений метеорологических параметров атмосферы в масштабе аэрологической сети РФ.

1. Введение

В состав типового аэрологического радиозонда (АРЗ) входят: блок первичных (датчиков) и вторичных (измерительных) преобразователей метеорологических параметров атмосферы (МПА), электронный блок, микроконтроллер (МК), на основе которого построены устройство сопряжения, вычислитель и формирователь пакетной телеметрической информации (ПТИ), модулятор, СВЧ передатчик [1].

В процессе проведенных исследований сформировались следующие основные параметры ПТИ. Обновление ПТИ требуется осуществлять с темпом не реже один раз в две секунды. Период тактовых импульсов информационного потока $\tau_{\text{ти}} = 0,4 \text{ мс}$. выбирается в соответствии с полосой пропускания телеметрического канала базовой станции $\Delta f = 5,0 \text{ кГц}$. Объем информационного пакета составляет 240 байт. Длительность информационного пакета содержащего всю информацию о МПА составляет $T_{\text{п}} = 100 \text{ мс}$. Информация передается методами АИМ, ЧИМ, ФИМ поднесущей или несущей частоты СВЧ передатчика АРЗ. Способ кодирования информационных бит в пакете – самосинхронизирующийся код типа «Манчестер 2». Передача МПА в виде ПТИ производится в симплексном режиме по радиоканалу от АРЗ к базовой станции. При этом обеспечивается многократная передача пакетов в течение одного цикла с изменчивостью информации не реже 1 раза в 2 сек., что существенно повышает надежность приема телеметрической информации в условиях замираний сигнала радиозонда [2].

2. Вопросы теории оптимального приема бинарных сигналов ПТИ

В работе [2] обсуждены вопросы моделирования радиоканала СР. В результате преобразований случайного сигнала $y_{\text{вх}}(t)$ из смеси передаваемых бинарных сигналов $u_{\text{ивх}}(t)$ и случайной помехи $n_{\text{вх}}(t)$ формируется сигнал $y(t)$ являющийся суммой бинарных цифровых сигналов $u_i(t)$ и случайной помехи $n(t)$

$$y(t) = u_i(t) + n(t). \quad (1)$$

В соответствии с обозначениями принятыми на рис.1 основные параметры сигналов имеют следующий физический смысл: $u_1(t)$ - сигнал символа 1; $u_0(t)$ - сигнал символа 0; τ_{11} - длительность сигнала символа 1; τ_{10} - длительность сигнала символа 0; $\tau_{\text{ти}} = \tau_{11} + \tau_{10}$ - длительность период тактовых импульсов цифрового потока (практически $\tau_{11} = \tau_{10}$). Далее этот сигнал преобразуется в цифровую последовательность $y^k(t)$ однополярных бинарных видеоимпульсов ПТИ поступающих на вход коррелятора.

Теоретические особенности приема ПТИ в виде указанного цифрового потока сводятся к Байесовской задаче статистического распознавания символов двоичного кода с «активным нулем» при различных соотношениях $q = y(t) / n(t)$. При этом символы 1 передаются сигналом $u_1^k(t)$, символы 0 передаются сигналом $u_0^k(t)$, рис.1. Соотношение сигнал/шум для $u_1(t)$ и $u_0(t)$ на входе корреляционного устройства принимаются одинаковыми.

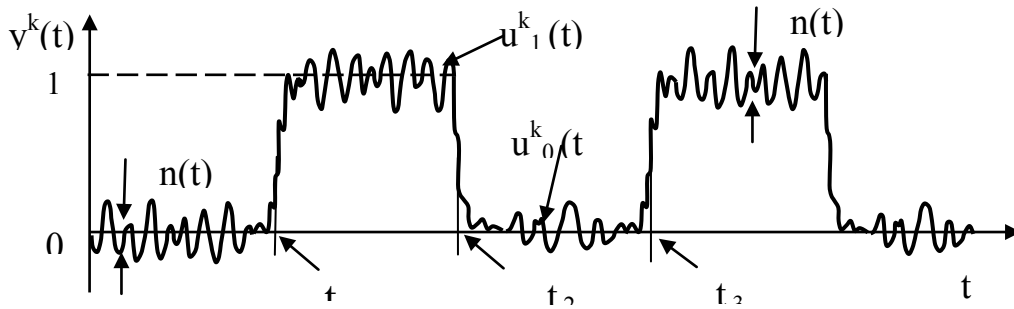


Рис.1. Основные параметры цифрового сигнала на входе устройства принятия решения

В этом случае критерий оптимальности может быть представлен в виде корреляционного интеграла:

$$\int_0^T y(t) u_1(t) dt \lesseqgtr \int_0^T y(t) u_0(t) dt, \quad (2)$$

Смысл соотношения (2) заключается в том, что решение принимается в пользу того символа, для которого корреляционный интеграл принимает большее значение. Вычисление корреляционных функций сигналов $u_1(t)$ и $u_0(t)$ осуществляется в микроконтроллере приемного устройства базовой станции (РЛС). В докладе приведены графики теоретических зависимостей вероятности ошибки $P_{\text{ош}}$ при приеме одиночного символа от отношения мощности сигнала к мощности помехи $q^2 = P_c / P_n$ для трех типов модуляции: АИМ, ЧИМ и ФИМ.

3. Практическое обеспечение приема ПТИ

Дальнейшее совершенствование радиоканала передачи ПТИ в современных СР связано с применением методов цифровой обработки сигнала на выходе линейной части приемного устройства базовой станции. Это позволяет осуществить оптимальную фильтрацию сигнала и корреляционную обработку ПТИ в микроконтроллере базовой станции.

Заключение

В целом, применение пакетной передачи телеметрической информации в СР позволяет: 1. уменьшить длительность цикла передачи информации до 1–2 сек.; снизить уровень паразитной амплитудной модуляции (ПАМ) сигнала АРЗ; расширить возможность применения различных типов датчиков МПА; упростить условия приема и обработки сигнала в приемном устройстве РЛС.

Применение технологии цифровой обработки сигналов АРЗ позволяет повысить надежность и качество ПТИ, существенно упростить аппаратную реализацию узлов базовой станции.

Список литературы

1. Иванов В.Э. Радиозондирование атмосферы. Технические и метрологические аспекты разработки и применения радиозондовых измерительных средств / В.Э. Иванов, М.Б. Фридзон, С.П. Ессяк; под ред. В.Э. Иванова. Екатеринбург: УрО РАН, 2004. 596 с. ISBN 5-7691-1513-0.
2. О.В. Плохих, В.Э. Иванов. Некоторые результаты разработки системы радиозондирования атмосферы на основе спутниковых навигационных платформ GPS-ГЛОНАСС. // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. Санкт-Петербург: 2009, вып. 6 (тематический выпуск «Широкополосные сигналы и системы»), с. 66-74. ISSN 1993-8985.
3. Ширишов Н.В., Плохих О.В., Гусев А.В., Кудинов С.И., Иванов В.Э., Рысев В.В. Пакетная передача данных телеметрии в радиолокационных системах радиозондирования атмосферы. / Труды III Всероссийской научной конференции «Проблемы военно-прикладной геофизики и контроля состояния природной среды» // Под общей редакцией М.М.Пенькова; - СПб.: ВКА им. А.Ф.Можайского, 2014г. - Т 2. - С.184-191.
4. 6. Пакетный метод передачи данных телеметрии в СР. Packet method of telemetry data transmission in the upper-air sounding system Authors of Document. Gusev, A.V., Ivanov, V.E., Kudinov, S.I., Shirshov, N.V., Rysev, V.V. // 23-я Междунар. Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» Севастополь, 8-13 сентября 2013 г.: матери конф. в 2 т. - Севастополь : Вебер, 2013. – С. 1028-1029. CriMiCo 2013 - 2013 23rd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings 6652643, pp. 1028-1029

Экологически чистые микроволновые технологии рекультивации открытых и закрытых почв

Смирнов С.В., Морозов Г.А., Морозов О.Г., Анфиногентов В.И., Насыбуллин А.Р.

*Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева КНИТУ–КАИ
г. Казань, ул. Карла Маркса, 31/7
(5-е учебное здание КНИТУ-КАИ)
9-s@mail.ru*

Аннотация: В настоящей статье обсуждаются эффекты воздействия экологически безопасных доз электромагнитных полей микроволнового диапазона при решении задач повышения результативности почв сельскохозяйственного и лесопаркового назначения. Показывается, что при кратковременной предварительной обработке электромагнитным полем диапазона крайневысокой частоты (КВЧ) семенного фонда значительно повысились морфологические параметры зернового клина. Приводятся результаты лабораторных и полевых исследований в лесоводстве

1. Введение

Известно, что проблема восстановления почв остается актуальной многофакторной проблемой в жизнедеятельности человека, в том числе и при эксплуатации земельного фонда. Среди таких факторов в настоящее время в науке и практике выделяют следующие: низкий коэффициент использования семян, сохранности всходов семян древесных культур, снижение агроценозов, высокий коэффициент использования химических для обеззараживания семян, почв и др.

Для повышения посевных свойств семян и их устойчивости к инфекционным заболеваниям, кроме агротехнических приемов, применяются химические методы их обработки (фунгициды – протравители) или обработку микроэлементами и различными стимуляторами роста и развития.

Наши исследования показали, что применение предлагаемых методик микроволновой предпосевной обработки семян сельскохозяйственных и лесных культур для почв, обедненных органикой особенно результативно, кроме улучшения посевных свойств семян появляется эффект стимуляции азотфиксирующих бактерий, которые обогащают почву азотом и, следовательно, улучшают ее структуру.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

В качестве основного метода используется метод предпосевной обработки семян различных биологических сред, а так же общеизвестные методики и ГОСТы. Все опыты проводились под руководством опытных докторов наук в соответствующей научной специализации.

3. Эффект воздействия высокочастотных электромагнитных полей на микробиологические семейства ризосферы растений

Воздействие электромагнитных полей и электромагнитных полей в сочетании с различными хим. препаратом имеют схожие свойства: увеличение числа агрономически полезных микроорганизмов. Это эффект обнаружен, когда мы использовали совместно тиамин и электромагнитные поля. Кроме того наши результаты исследования показывают, что бактерии, использующие минеральный азот ведут себя как антагонисты к гетеротрофам: этот факт подтверждается высоким коэффициентом органической минерализации. Таким образом, развитие микроорганизмов (олигонитрофилов и амонификаторов, бактерий, использующих минеральный азот) приводит к полезному обогащению азотом почвы, располагаемой для растений.

4. Заключение

В результате проведенных исследований разработаны рекомендации по обработке семян сосны и ели электромагнитным полем КВЧ диапазона, включающие режим обработки, порядок и сроки проведения.

Исследования последних 20 лет, проводимых в Научно-исследовательском центре прикладной электродинамики КГТУ им. А.Н. Туполева совместно с Филиалом ФГУ ВНИИЛМ Татарской лесной опыт-

ной станции при поддержке Министерства лесного хозяйства Республики Татарстан и Экологического фонда РТ позволили сформулировать и решить одну из основных задач лесовосстановления: выращивание устойчивости к болезням посадочного материала в лесопитомниках Республики Татарстан.

Воздействие высокочастотными электромагнитными полями приводит к полезному обогащению азотом почвы, располагаемой для растений.

Список литературы

1. Морозов, Г.А. Низкоинтенсивные микроволновые биотехнологии. Крайне-высокочастотные эффекты в производстве сельскохозяйственной продукции. Том 1. Морозов О.Г., Таланов И.П., Таланов П.И., Гарифуллина Л.Ф., Степура А.В. Под редакцией Г.А. Морозова. - Казань: Изд-во КНИТУ-КАИ, 2016. – 180с.
2. Сподобаев, Ю. М. Экология: учебное пособие для студентов вузов / Ю. М. Сподобаев, А. И. Тихонов, В. П. Кубанов. - Самара : Офорт, 2005. - 323 с. ISBN 5-473-00124-6
3. Воробьев, Н.Г. Устройство для обработки семян / Н.Г. Воробьев, Г.А. Морозов, Ю.Е. Седельников, Н.Е. Стахова // Пат. РФ 2187920 от 29.11.2000
4. Славин, В. Экологические чистые волновые технологии в сельском хозяйстве // Электронный научный семинар. 2005. URL: <http://www.elektron2000.com>. ISSN 2226-5813
5. Ratushnyak, A.A. «Effect of extremely high frequency electromagnetic fields on the microbiological community in rhizosphere of plants» / Ratushnyak A.A., Morozov G.A., Andreeva M.G., Morozova O.V., Trushin M.V. // International Agrophysics INSTITUTE OF AGROPHYSICS.POLISH ACADEMY OF SCIENCES. Vol.22.- No1.- 2008.- pp71-75. ISSN 0236-8722
6. Гарифуллина, Л.Ф. Роль предпосевной обработки семян и удобрений в повышении урожайности и качества зерна озимой пшеницы на серой лесной почве в условиях Предкамья Республики Татарстан / Л.Ф. Гарифуллина, И.П. Таланов // Вестник Казанского ГАУ.-2016.-№2(40).- С.20-24
7. Степура, А. В. Использование предпосевной обработки семян электромагнитным полем крайне высокочастотного диапазона в сельском хозяйстве: проблемы и перспективы / Степура А. В., Смирнов С. В. // XXII Туполевские чтения (школа молодых ученых): Международная молодёжная научная конференция, 19-21 октября 2015 года: Материалы конференции. Казань: Изд-во “Фолиант”, 2015. С. 177-183 ISBN 978-5-905576-51-5 (т. V)

Обоснование параметров функциональных блоков *FMCW*-радара *W*-диапазона с использованием высокоуровневой системной модели

Кравченко И. В., Вертегел В. В.

Инженеринговый центр изделий микро- и нанoeлектроники
Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация
IVKravchenko@sevsu.ru

Аннотация: В статье представлена высокоуровневая системная модель радара с линейной частотной модуляцией *W*-диапазона частот, которая позволяет определить и оптимизировать параметры функциональных блоков радара на этапе системного моделирования. Рассмотрена структура модели в среде *Simulink* и описаны ее особенности. Приведены результаты моделирования и обоснования параметров функциональных блоков на примере однокристалльного парковочного ЛЧМ-радара *W*-диапазона частот.

1. Введение

С активным развитием беспилотной автомобильной техники актуальной задачей является создание недорогих датчиков расстояния среднего и малого радиуса действия. В качестве таких измерителей расстояния успешно используются радары с линейной частотной модуляцией (англ. *FMCW* — *Frequency-Modulated Continuous-Wave*) [1]. При разработке таких радаров необходимо обеспечить минимальное число итераций разработки, поскольку каждая итерация связана с большими временными и финансовыми затратами, что неминуемо сказывается на конечной стоимости радара, даже при его производстве по модели *MPW* (англ. *Multi Project Wafer*). Это особенно актуально для однокристалльных радаров, поскольку после производства тестовой партии отсутствует возможность измерения и изменения параметров отдельных функциональных блоков.

Для уменьшения числа итераций разработки необходимо комплексное моделирование радиолокатора на системном уровне, которое позволит определить параметры каждого функционального блока с учетом требований, предъявляемых к характеристикам обнаружения. В настоящей работе представлена высокоуровневая модель радара в среде *Simulink*, которая позволяет провести его моделирование на этапе системного расчета с целью обоснования параметров функциональных блоков.

2. Модель *FMCW*-радара в среде *Simulink*

На рисунке 1 представлена блок-схема высокоуровневой модели *FMCW*-радара в среде *Simulink*.

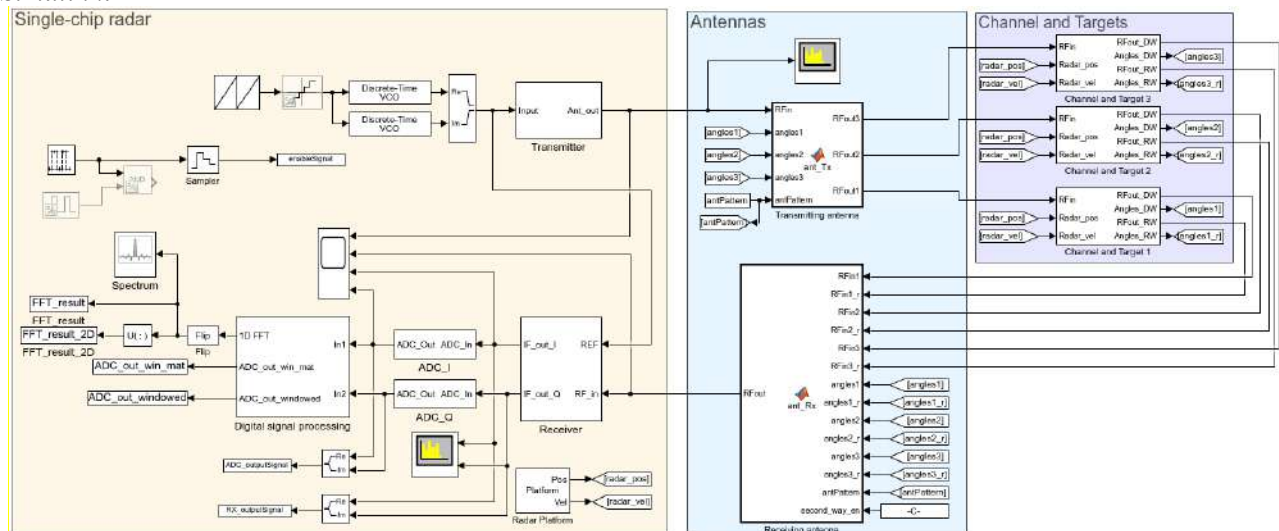


Рисунок 1 — Блок-схема модели *FMCW*-радара в среде *Simulink*

Среда моделирования *Simulink* предоставляет широкий инструментарий для создания полностью параметризованных системных моделей [2]. Разработанная системная модель радара состоит из трех основных частей:

- модель радара;
- модели приемной и передающей антенн;
- модель канала и целей.

Модель радара включает радиочастотный синтезатор, передатчик, квадратурный приемник, аналого-цифровые преобразователи I и Q каналов и блок цифровой обработки сигнала. Каждый из представленных функциональных блоков полностью параметризован и позволяет задать временные, частотные, шумовые и нелинейные характеристики [3].

Модели приемной и передающей антенн позволяют учесть влияние их диаграмм направленности на характеристики обнаружения радара. Трехмерная диаграмма направленности антенны рассчитывается во внешних программах электромагнитного моделирования (таких, как *Feko* или *HFSS*) с учетом влияния деталей автомобиля [4], передается в *Matlab* при помощи файлов *.csv или *.ffe, обрабатывается при помощи специального скрипта и используется при моделировании.

Модель канала и цели необходима для расчета отраженного сигнала с учетом расстояния до цели, ее скорости, и эффективного поперечника рассеяния. Кроме этого, модель канала и цели выполняет расчет азимута и угла места цели относительно радара. Рассчитанные углы используются для определения точного значения коэффициента усиления антенны в направлении на цель в моделях приемной и передающей антенн.

3. Результаты моделирования радара

На рисунке 2 представлены примеры результатов моделирования радара с использованием разработанной высокоуровневой системной модели. Представленные зависимости получены в результате нескольких итераций моделирования радара, запущенных в автоматическом режиме с изменением соответствующего параметра при каждой итерации моделирования.

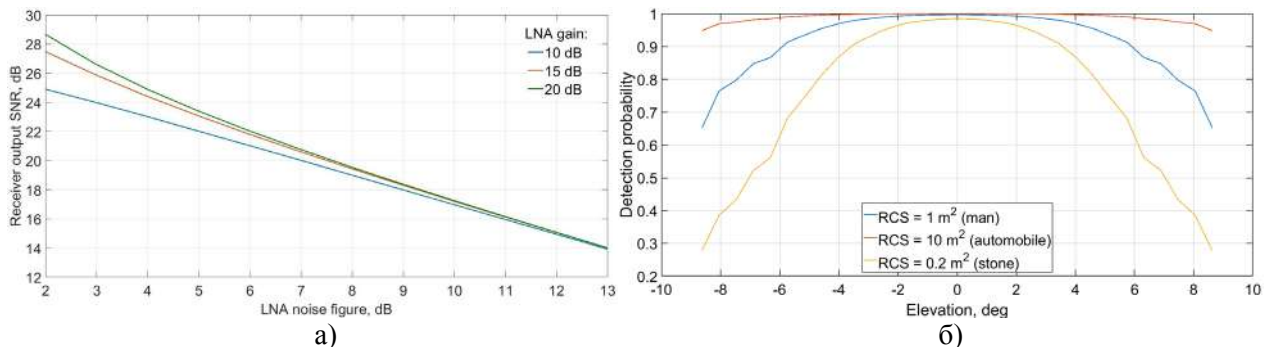


Рисунок 2 — Зависимость соотношения сигнал/шум на выходе приемника от коэффициента шума МШУ (а) и вероятности правильного обнаружения от угла места цели (б)

4. Заключение

В статье представлены результаты разработки высокоуровневой модели радара с линейной частотной модуляцией W -диапазона частот. Модель позволяет провести обоснование основных параметров всех функциональных блоков однокристалльного радара, а также определить величину влияния того или иного параметра на характеристики обнаружения радара.

Разработанная модель позволяет в краткие сроки с высокой точностью определить параметры отдельных функциональных блоков микросхемы радара, что приводит к ускорению и уменьшению числа итераций разработки таких радаров.

Список литературы

1. Skolnik M. Radar Handbook, Third Edition. McGraw-Hil. 2008. 1352 p.
2. Singh A. et al. Range Resolution of Fmcw Radar System Using Simulink // Int. J. Electr. 2014. Vol. 2, № 8. P. 29–31.
3. RF Blockset [Electronic resource]. URL: <https://www.mathworks.com/products/simrf.html> (accessed: 08.05.2019).
4. Kravchenko I., Snegur D.A. Simulation of a Bumper Influence on a Radar Antenna Using C# Application and FEKO Models // Recent Achievements and Prospects of Innovations and Technologies. Kerch, 2019. P. 97–101.

Особенности автодинных сигналов синхронизированных СВЧ генераторов

Носков В. Я., Игнатков К. А., Шайдуров К. Д.

Уральский федеральный университет
ул. Мира, 19, Екатеринбург, 620002, Россия
noskov@oko.ek.ru

Аннотация: Представлены результаты исследований особенностей формирования автодинного сигнала в СВЧ генераторах, находящихся под воздействием одновременно собственного отражённого излучения и внешнего синхронизирующего воздействия. Получены основные соотношения для анализа сигналов при условии квазистатических перемещений объекта локации. Результаты теоретических исследований подтверждены экспериментальными данными, полученными на примере генератора, выполненного на основе диода Ганна 8-мм диапазона.

1. Введение

Автодинные приёмопередатчики (или просто автодины – АД), широко используются в различных системах ближней радиолокации (СБРЛ), датчиках и измерителях параметров технологических процессов в промышленности и на транспорте, а также в различных научных приложениях, военном деле и медицине [1—4]. Обработка полученных в АД сигналов позволяет определить электрофизические и кинематические характеристики объектов локации. Широкому применению АД способствует конструктивная простота и низкая стоимость СВЧ модулей, а также их высокая чувствительность.

С целью поиска новых возможностей АД и улучшения их параметров в ряде работ представлены результаты исследований АД, синхронизированных от дополнительного (внешнего) СВЧ генератора [5—8]. Однако в известной авторам литературе не исследованы особенности формирования сигналов синхронизированных АД (САД), которые необходимо учитывать при их использовании [9]. В связи с этим цель данной работы — восполнить указанный пробел.

2. Математическая модель САД

Нами разработана математическая модель САД для малого уровня отраженного излучения, так что приведённый к зажимам САД коэффициент отражения $\Gamma \ll 1$. При этом мы полагали также, что уровень синхронизирующего воздействия мал $k_{\text{вн}} \ll 1$, но $k_{\text{вн}} \gg \Gamma$. Отраженное излучение вызывает в САД автодинный эффект, который состоит в изменениях амплитуды ΔA и фазы $\Delta \varphi$ колебаний. При этом система линеаризованных уравнений для малых относительных изменений амплитуды a и абсолютных изменений фазы $\Delta \varphi$ имеет вид:

$$da/dt + a/\tau_a + (\text{tg} \varphi_0 / \tau_\varphi) \Delta \varphi = \Gamma (K_a / \tau_a) \cos \omega_{\text{вн}} \tau, \quad (1)$$

$$d(\Delta \varphi)/dt + \gamma a / \tau_a + \Delta \varphi / \tau_\varphi = -\Gamma (K_a / \tau_a) \sin \omega_{\text{вн}} \tau, \quad (2)$$

где K_a – коэффициент автодинного усиления; τ_a , τ_φ – постоянные времени изменений амплитуды и фазы соответственно; γ – коэффициент неизохронности; $\omega_{\text{вн}}$ – частота сигнала синхронизации от внешнего генератора; τ – время запаздывания отражённого излучения; φ_0 – разность фаз между генерируемыми САД и синхронизирующими колебаниями.

3. Расчет параметров автодинного сигнала САД

Квазистатическое решение системы (1), (2) для амплитудной $a(\tau)$ и фазовой $\Delta \varphi(\tau)$ характеристик САД имеет вид:

$$a(\tau) = \Gamma K_a H_a \cos(\omega_{\text{вн}} \tau - \varphi_0), \quad (3)$$

$$\Delta \varphi(\tau) = -(\Gamma / k_{\text{вн}}) H_\varphi \sin(\omega_{\text{вн}} \tau + \theta), \quad (4)$$

где $\theta = \arctg \gamma$ – сдвиг фазы относительно характеристики изохронного генератора; H_a , H_φ – коэффициенты передачи изменений амплитуды и фазы соответственно:

$$H_a = \frac{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_0}}{(1 - \gamma \operatorname{tg} \varphi_0)}, \quad H_\varphi = \frac{\sqrt{1 + \gamma^2}}{(1 - \gamma \operatorname{tg} \varphi_0)}. \quad (5)$$

Как видно из (2), (3) амплитудная и фазовая характеристики САД в отличие от характеристик обычного АД являются гармоническими функциями времени запаздывания τ .

На рис. 1 представлены графики зависимостей $H_a(\varphi_0)$ и $H_\varphi(\varphi_0)$, рассчитанные согласно (5) при различных значениях γ . Из графиков видно, что в случае изохронного генератора ($\gamma = 0$) значение коэффициента передачи фазы $H_\varphi(\varphi_0) = 1$ и не зависит от величины фазы φ_0 . При этом зависимость $H_a(\varphi_0)$ в середине полосы синхронизации, где $\varphi_0 = 0$, находится в области наименьших значений и равна единице: $H_a = 1$. В случае неизохронного генератора ($\gamma \neq 0$) функция $H_\varphi(\varphi_0)$ является монотонно возрастающей при $\gamma > 0$ и монотонно убывающей при $\gamma < 0$. При этом минимум функции $H_a(\varphi_0)$ смещается в область отрицательных значений φ_0 при $\gamma > 0$ и в область положительных значений φ_0 при $\gamma < 0$.

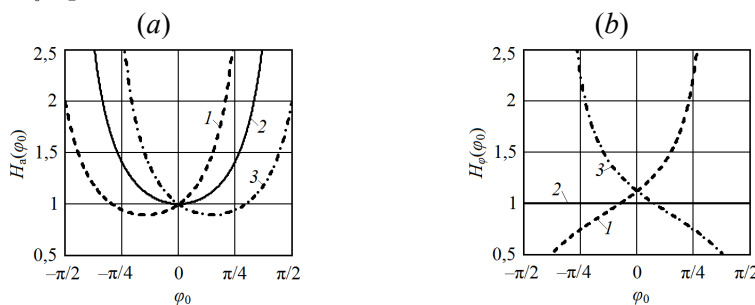


Рис. 1. Графики зависимостей $H_a(\varphi_0)$ (a) и $H_\varphi(\varphi_0)$ (b), рассчитанные при различных значениях коэффициента γ : $\gamma = 0,5$ (кривые 1), $\gamma = 0$ (кривые 2), $\gamma = -0,5$ (кривые 3).

В докладе будут представлены результаты экспериментальных исследований, полученные на примере гибридно-интегрального генераторного модуля 8-мм диапазона «Тигель-08М», изготовленного на основе планарного диода Ганна. Эти результаты подтвердили адекватность разработанной математической модели САД в отношении анализа автодинных параметров и характеристик.

4. Заключение

Таким образом, разработана математическая модель автодинного приёмопередатчика, стабилизированного по частоте сигналом от дополнительного генератора. Получены основные соотношения для расчёта его сигнальных характеристик. Установлено, что синхронизация автодина от внешнего генератора исключает характерные обычным (нестабилизованным) автодинам ангармонические искажения сигналов, что способствует расширению их динамического диапазона. Показано, что в синхронизированном автодине путём внесения начальной расстройки между частотами внешнего генератора и собственной частотой автодина в пределах полосы синхронизации имеется возможность значительного увеличения коэффициента передачи автодинного сигнала по сравнению с обычными автодинами.

Список литературы

1. Усанов Д.А., Скрипаль Ал.В., Скрипаль Ан.В., Постельга А.Э. Сверхвысокочастотный автодинный измеритель параметров вибраций // Приборы и техника эксперимента. 2004. № 5. С. 130-134.
2. Alidoost S.A., Sadeghzade R., Fatemi R. Autodyne System with a Single Antenna. 11th International Radar Symposium (IRS-2010). Vilnius, Lithuania. 2010. V. 2. P. 406-409.
3. Усанов Д.А., Постельга А.Э. Восстановление сложного движения участка тела человека по сигналу радиоволнового автодина // Медицинская техника. 2011. Т. 45. № 1. С. 8-10.
4. Носков В.Я., Варавин А.В., Васильев А.С., Ермак Г.П., Закарлюк Н.М., Игнатков К.А., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 9. Радиолокационное применение автодинов // Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 3. С. 32-86.
5. Терещенко А.Ф. Воздействие отражённого сигнала на синхронизированный клистронный генератор // Электронная техника. Серия 1. Электроника СВЧ. 1966. № 2. С. 67-78.
6. Артеменков С.Л., Смольский С.М. Автодинные свойства синхронизированных транзисторных автогенераторов // Методы и устройства формирования и обработки радиосигналов. М.: Труды МЭИ, 1982. Вып. 579. С. 81-86.
7. Артеменков С.Л., Смольский С.М. Стабилизация частоты транзисторных автодинов дополнительным синхросигналом // Современные проблемы стабилизации частоты. М.: Труды МЭИ, 1983. Вып. 8. С. 30-35.
8. Komarov I.V., Smolskiy S.M. Fundamentals of Short-Range FM Radar. Artech House, Norwood, MA, USA 2003. 314 p.
9. Носков В.Я., Игнатков К.А., Смольский С.М. Зависимость автодинных характеристик от внутренних параметров СВЧ генераторов // Радиотехника. 2012. № 6. С. 24-42.

Разработка практических методов повышения ЭМС в системах радиозондирования атмосферы

¹ Малыгин И.В., ¹ Иванов В.Э.

¹ Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
<pit_pit2@mail.ru>, v.e.ivanov@yandex.ru

Аннотация: При эксплуатации систем радиозондирования (СР) атмосферы возникает двухсторонняя проблема электромагнитной совместимости (ЭМС) с другими РЭС различного назначения, наземного, воздушного и космического базирования. Внеполосные излучения передатчиков аэрологических радиозондов (АРЗ) создают помехи глобальным спутниковым навигационным системам (ГНСС), сотовым системам. В работе анализируются методы снижения внеполосных излучений АРЗ, предлагается применение технологии широкополосных систем связи в аэрологических комплексах.

Введение

Системы радиозондирования (СР) атмосферы предназначены для получения наиболее точной аэрологической информации о термодинамических параметрах свободной атмосферы, таких как температура, влажность, давление, направление и скорость ветра на высотах от уровня земли до 35...40 км. В РФ созданы и эксплуатируются радиолокационная и радионавигационная СР [1]. За рубежом широко применяют СР радионавигационного типа, таких производителей как Vaisala, Graw, Modem, Meteolabor, Sippican и др. По данным ВМО в сутки запускается более 2000 штук АРЗ в различных регионах земного шара [2]. При эксплуатации СР возникает двухсторонняя проблема электромагнитной совместимости (ЭМС) с другими РЭС различного назначения, наземного, воздушного и космического базирования. При разработке АРЗ принимаются известные конструктивные и технологические меры для повышения характеристик ЭМС. Однако из-за минимизации стоимости и полетной массы АРЗ указанные способы не могут быть использованы в полной мере.

2. Постановка задачи

Другое направление повышения ЭМС может быть связано с развитием структурной схемы построения АРЗ, например, на основе применения методов широкополосного формирования излучаемых сигналов и их цифровой обработки в приемном устройстве наземного комплекса СР. Для этого рассмотрены основные формы расширения спектра излучения АРЗ [15]. Более подробно рассмотрены факторы определяющие внеполосные излучения РЭС. Уменьшение помех, вызванных нежелательными излучениями передатчиков АРЗ, может быть реализовано соответствующими техническими решениями [5]:

С целью дальнейшего снижения уровня внеполосных излучений АРЗ проведено сравнение свойств ШПС промодулированных импульсами прямоугольной формы и Гауссовской формы путем моделирования в среде Matlab, рис.1.

В качестве широкополосных сигналов (ШПС) целесообразно использовать фазоманипулированные сигналы [7]. Модулирующий сигнал, состоящий из N импульсов, может быть записан следующим образом [4]:

$$U(t) = \sum_{n=1}^N a_n \cdot u_0[t - (n-1)\tau_0], \quad (1)$$

где $u_0(t) = 1$ при $0 \leq t \leq \tau_0$ – прямоугольный импульс.

Каждый n -й импульс имеет амплитуду a_n и запаздывает от начала координат на время $(n-1)\tau_0$, равное суммарной длительности всех предыдущих импульсов.

Коррелятор базовой станции вычисляет корреляционный интеграл вида

$$z = \int_0^T x(t) \cdot y(t) dt \quad (2)$$

где $x(t)$ – сигнал на входе приемного устройства, равный сумме полезного сигнала $y(t)$ и белого гауссовского шума.

Модель спектра ФМ сигнала, образованного M -последовательностью длиной 63 элемента, изображена на рис. 1.

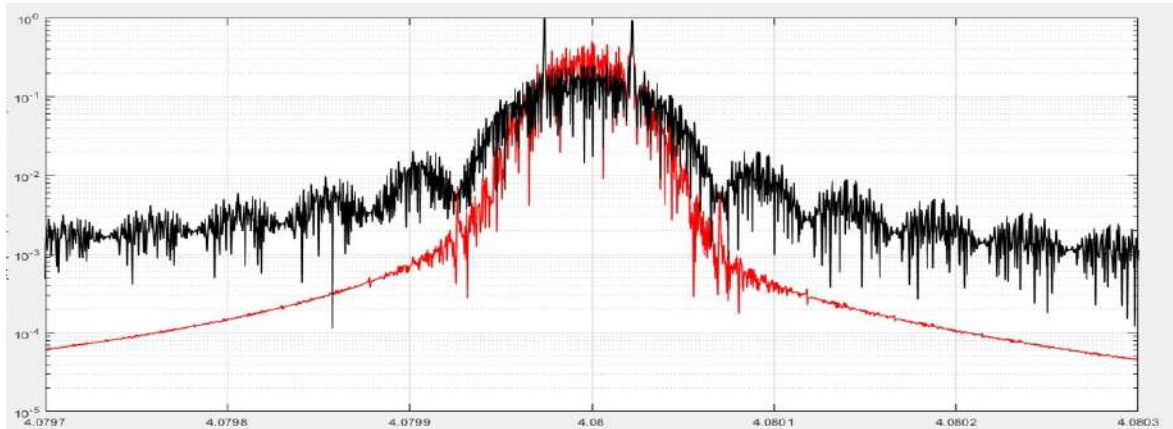


Рис.2. Сравнительное изображение спектров сигналов GFSK и FSK.

3. Разработка аппаратуры ШСС СР

В результате анализа для снижения побочных излучений были определены возможные для реализации в СР методы оптимизация формы модулирующих информационных импульсов с помощью гауссовской фильтрации, технологии шумоподобных сигналов связи, фильтрации выходного излучения передатчика АРЗ ПАВ-фильтром.

На основе теории корреляционного приема широкополосных фазоманипулированных сигналов предложена структурные схемы передающего устройства АРЗ и приемного устройства базовой станции, реализуемые применительно к СР.

4. Выводы

1. При эксплуатации аэрологических систем радиозондирования существует проблема электромагнитной совместимости излучения передатчиков радиозондов с РЭС различного назначения.
2. Для повышения электромагнитной совместимости были рассмотрены возможные для реализации метода: оптимизация формы модулирующих информационных импульсов с помощью Гауссовской фильтрации, применение технологии шумоподобных каналов связи, фильтрация выходного излучения передатчика АРЗ ПАВ-фильтром.
3. Использование предложенных методов позволяет снизить уровень внеполосных излучений передатчиков АРЗ до величины менее минус 120дБ, Вт/Гц.

5. Список литературы

1. Иванов В.Э., Гусев А.В., Игнатков К.А., Кудинов С.И., Малыгин И.В., Носков В.Я., Плохих О.В., Рысев В.В., Черных О.А. Современное состояние и перспективы развития систем радиозондирования атмосферы в России//Успехи современной радиоэлектроники. 2015. №9. С. 3-49.
2. Справочник. Использование радиочастотного спектра в метеорологии: прогнозирование и мониторинг погоды, климата и качества воды. ВМО. Бюро радиосвязи. Отпечатано в Швейцарии Женева, 2009 г. 106 с. ISBN 92-61-12844-0.
3. Нормы 19-13 Нормы на ширину полосы радиочастот и внеполосные излучения радиопередатчиков гражданского применения. Москва 2013. ГКРЧ РФ. ВЫПИСКА из решения Государственной комиссии по радиочастотам от 24 мая 2013 г. № 13-18-03.

Исследование устойчивости работы сверхрегенеративных приемопередатчиков радиозондов системы зондирования атмосферы

¹Кудинов С.И., ¹Гусев А.В., ¹Плохих О.В., ¹Иванов В.Э.

¹Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина

г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация

o.v.plohih@urfu.ru, a.v.gusev@urfu.ru, kudinoffs@mail.ru; v.e.ivanov@urfu.ru

Аннотация: Применение в аэрологических радиозондах радиолокационных систем радиозондирования атмосферы сверхрегенеративных приемопередатчиков (СПП) позволяет существенно снизить затраты на осуществление измерений метеорологических параметров атмосферы в масштабе аэрологической сети РФ. Для серийного производства радиозондов предложены методы и технологические нормы для обеспечения требуемых технических параметров СПП.

Введение

Применение сверхрегенеративных приемопередатчиков (СПП) в составе аэрологических радиозондов (АРЗ) систем радиозондирования (СР) атмосферы позволяет передавать телеметрическую информацию на наземную РЛС, обеспечивать измерение угловых координат и наклонной дальности активным импульсным методом на одной несущей частоте [1]. Высокая чувствительность к запросным радиоимпульсам (-90 дБ/Вт) и значительный уровень излучаемой мощности СПП ($0,2$ Вт) обеспечивает оперативный радиус действия СР не менее 250 км. СВЧ-автогенератор СПП работает в сложном импульсном режиме, требующем для его поддержки специальных схмотехнических и технологических решений рассматриваемых работе.

2. Исследование устойчивости режимов работы СПП

В докладе обсуждаются вопросы теории формирования первичной и вторичной реакции, учета флуктуаций времени задержки τ_z переднего фронта радиоимпульсов СПП, обеспечения устойчивости его работы путем оптимизации коэффициента передачи цепи автосмещения СВЧ-автогенератора в условиях воздействия дестабилизирующих факторов.

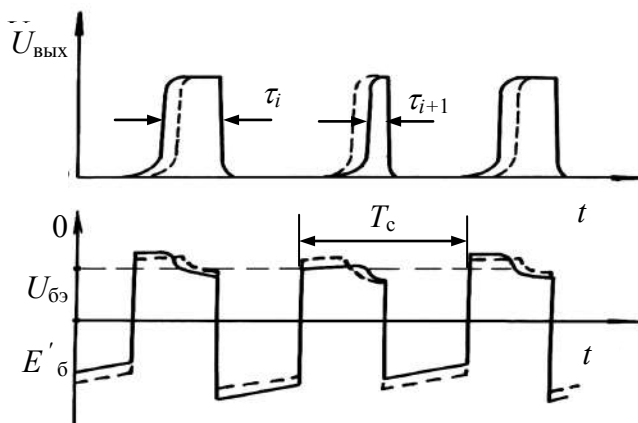


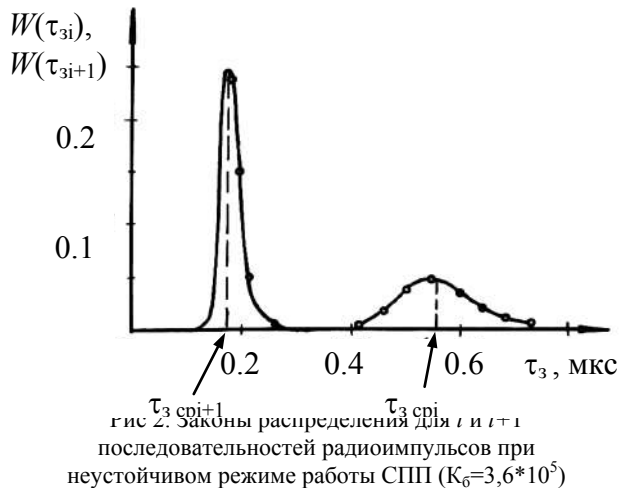
Рис. 1. Форма выходных радиоимпульсов $U_{\text{вых}}$ и управляющего напряжения $U_{\text{бз}}$ в неустойчивом режиме работы СПП

При увеличении уровня ответного сигнала для некоторого значения коэффициента передачи цепи автосмещения $K_{\text{б max}}$ в СПП устанавливается режим генерации с резко отличающимися значениями длительностей соседних радиоимпульсов. Нарушение работы проявляется в том, что одна последовательность имеет длительность радиоимпульсов больше длительности другой последовательности (рис.1). Это приводит к снижению чувствительности из-за того, в приемный интервал широкого или узкого радиоимпульсов СПП попадает запросный сигнал. Закон распределения времени

задержки $W(\tau_3)$ для заданного значения декремента затухания контура δ_1 , учитывая результаты [2, 3], может быть представлен в виде

$$W(\tau_3) = \frac{2K_1^2}{|\delta_1|} \exp\left\{-\left[2|\delta_1|\tau_3 + K_1^2 \exp(-2|\delta_1|\tau_3)\right]\right\}, \quad (1)$$

При увеличении коэффициента передачи цепи автосмещения K_6 закон распределения τ_3 для i и $i+1$ последовательностей радиоимпульсов трансформируется в отличающиеся законы распределения для i и $i+1$ последовательностей радиоимпульсов (рис.2).



При разработке и настройке СПП необходимо учитывать влияние дестабилизирующих факторов и выбирать величину K_6 исходя из необходимого запаса чувствительности и устойчивости работы СПП. Практически этого можно достичь за счет выбора оптимального значения постоянной времени цепи автосмещения, а именно, емкости конденсатора C_6 в цепи базы СВЧ транзистора. Оценить величину емкости можно с помощью выражения

$$C_6 \geq \frac{\Delta\tau_3'}{\Delta\tau_3''} \frac{I_{би} + I_{бп}}{\varphi_T} \tau_{з ср}, \quad (2)$$

задаваясь соответствующим допустимым отношением уровней

первичной и вторичной реакции. При этом выполняется условие $\tau_{з ср i+1} = \tau_{з ср i}$. Необходимо заметить, что настройка параметров СПП в режиме первичной реакции значительно проще, чем настройка СПП с вторичной реакцией, а стабильность его работы, соответственно, оказывается существенно выше. Предложенные методики настройки СПП были успешно применены в условиях серийного производства АРЗ.

3. Заключение

В работе исследовано влияние флуктуаций переднего фронта радиоимпульсов и коэффициента передачи инерционной цепи автосмещения СВЧ-автогенератора на чувствительность СПП. Определены факторы, определяющие устойчивость работы СПП в режиме «ответной паузы» на запросный сигнал РЛС в

Проведенный анализ показывает, что обеспечение устойчивой работы СПП в режиме «ответной паузы», в основном, требует определенного значения коэффициента передачи цепи автосмещения СВЧ-автогенератора, который устанавливается в процессе регулировки СПП в условиях производства.

Список литературы

1. Радиозондирование атмосферы. Технические и метрологические аспекты разработки и применения радиозондовых измерительных средств / В.Э. Иванов, М.Б. Фридзон, С.П. Ессяк; под ред. В.Э. Иванова. Екатеринбург: УрО РАН, 2004. 596 с. ISBN 5-7691-1513-0.
2. Григулевич В.И. К вопросу о флуктуационном характере установления колебаний в электронном автогенераторе // Изв. вузов. Радиотехника. 1959. №1. С. 65 - 70.
3. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь. 1982. 624с.

Использование электромагнитного излучения для питания автономных датчиков

Тимошенко А.Г., Савочкин А.К.

Московский институт электронной техники
пл. Шокина, 1, Москва, Зеленоград, 124498, Россия
tcs@miee.ru

Аннотация: Представлены результаты расчетно-экспериментального определения располагаемой мощности источников питания автономных датчиков при воздействии электромагнитного излучения с длинами волн в дециметровом и сантиметровом диапазонах. Получены экспериментальные значения параметров натуральных макетов антенн и приёмников электромагнитного излучения, предназначенных для питания автономных датчиков. Сформулированы требования к энергопотреблению и питанию автономных датчиков.

1. Введение

За последние годы достигнуты определенные успехи в исследовании автономных источников питания энергонезависимых устройств. Но в связи с ограничениями традиционных автономных источников питания, таких как фотоэлементы или ветрогенераторы, для питания автономных датчиков и подобных устройств такие источники питания не всегда пригодны. Следовательно, большой практический интерес имеют источники питания, использующие электромагнитное излучение сравнительно длинноволновых диапазонов.

В данной работе приведены результаты применения расчетно-экспериментальных методов определения (прогнозирования) радиационной стойкости КМОП БИС различного назначения (интерфейсных приемо-передатчиков, запоминающих устройств) при воздействии гамма-излучения ^{60}Co .

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Объектами исследований являлись антенны, эффективные в указанных диапазонах длин волн, и методы эффективного расчёта и моделирования таких антенн, а также схемы преобразования высокочастотных колебаний в постоянный ток. Схемотехнические решения проверены на макетах, изготовленных с использованием общедоступной номенклатуры диодов Шоттки с малым потребным смещением.

Рабочие диапазоны частот были определены при помощи анализатора спектра. Характеристики антенн и схемотехнических макетов определялись векторным анализатором и ВЧ-генератором. Эффективность преобразования электромагнитных колебаний в постоянный ток определялась ВЧ-генератором с уровнем выходного сигнала от -60 до -5 дБм. Антенны моделировались методом моментов в программе MMANA-GAL.¹

3. Расчетно-экспериментальный метод определения применимости радиочастотных источников питания

Расчетно-экспериментальный метод определения степени применимости радиочастотных источников питания, разработанный нами, включает следующие основные элементы: измерение уровня доступной мощности излучения электромагнитных колебаний; определение возможности работы схемы источника питания с конкретным видом антенны; измерение времени накопления необходимого заряда на буферном конденсаторе, статистическая обработка полученных результатов.

Измерения проводились в офисном помещении, в промышленной зоне и в жилой застройке. На основе измерений получены данные о располагаемой мощности электромагнитного поля, приведённые в таблице 1.

Таблица 1. Результаты измерений располагаемой мощности электромагнитного поля

¹ <http://gal-ana.de/basicmm/ru/> (accessed 30 March 2019).

Номер точки.	2.6Ghz	2.4Ghz	2.1Ghz	1.8Ghz	928.2Mhz
1	-50dBm	-32dBm	-48dBm	-42dBm	-40 dBm
2	-54dBm	-39dBm	-48dBm	-43dBm	-45 dBm
3	-52dBm	-42dBm	-46dBm	-42dBm	-43 dBm
4	-54dBm	-40dBm	-47dBm	-40dBm	-42 dBm
5	-60dBm	-58dBm	-57dBm	-55dBm	-48 dBm
6	-55dBm	-65dBm	-52dBm	-53dBm	-47 dBm
7	-52dBm	-65dBm	-47dBm	-57dBm	-45 dBm
8	-45dBm	-64dBm	-63dBm	-46dBm	-45 dBm
9	-63dBm	-49dBm	-63dBm	-57dBm	-63 dBm
10	-60dBm	-65dBm	-49dBm	-46dBm	-58 dBm
11	-59dBm	-63dBm	-62dBm	-57dBm	-48 dBm
12	-63dBm	-63dBm	-63dBm	-61dBm	-49 dBm
13	-65dBm	-64dBm	-62dBm	-53dBm	-49 dBm
14	-65dBm	-65dBm	-63dBm	-58dBm	-48 dBm

Принимаемая мощность сигнала в любой беспроводной системе СВЧ диапазона, описывается уравнением (1):

$$P_{Rx} = P_{Tx} \frac{G_{Tx} G_{Rx} \lambda^2}{(4\pi d)^2 L}, \quad (1)$$

где

P_{Rx} — принятая мощность,
 P_{Tx} — мощность передачи,
 G_{Tx} — коэффициент усиления передающей антенны,
 G_{Rx} — коэффициент усиления приемной антенны,
 λ — длина волны излучения,
 d — расстояние между передающей и приемной антенной,
 L — коэффициент потерь в тракте.

Из формулы (1) следует, что основной способ повысить эффективность радиочастотного источника питания при неизменных прочих заключается в достижении максимально возможного коэффициента усиления приёмной антенны источника питания.

В докладе показано также соотношение результатов моделирования и практических измерений. Приведены рекомендации по разработке устройств, предназначенных для питания от радиочастотных источников энергии.

4. Заключение

Предложен расчетно-экспериментальный метод прогнозирования определения степени применимости радиочастотных источников питания, включающий: измерение располагаемой мощности электромагнитного излучения; выбор оптимальной антенны и схемотехнического решения преобразователя на основе диодов с малым или нулевым потребным смещением. Определены уровни располагаемой мощности электромагнитного излучения, необходимые для работы радиочастотных источников питания в различных диапазонах частот с заданной эффективностью. Разработаны приёмные антенны, пригодные для работы с радиочастотными источниками энергии, с учётом различных ограничений на размещение таких источников. Для разработчиков автономных датчиков даны рекомендации по выбору режима работы исходя из уровня располагаемой мощности электромагнитного излучения в месте установки датчика.

Список литературы

1. Wu K., Choudhury D., Matsumoto H. Wireless power transmission, technology and applications // Proc. IEEE. 2013. Vol. 101. No. 6. P. 1271–1275.
2. Christopher R.V., Gregory D. D. Harvesting Wireless Power // IEEE pa- per. 2014. P.1-2.
3. Pankrac V., Kracek J. Simple algorithms for the calculation of the intensity of the magnetic field of current loops and thin-wall air coils of a general shape using magnetic dipoles // IEEE Trans. Magn. 2012. Vol. 48. P. 4767–4778.
4. Georgiadis A., Andia-Vera G., Collado A. Rectenna design and optimization using reciprocity theory and harmonic balance analysis for electromagnetic (EM) energy harvesting // IEEE Antennas Wireless Prop. Letters. 2010. Vol. 9. P. 444–446.
5. Balanis C. A. Antenna theory: analysis and design // John Wiley and Sons. 2012. 172 p.

Плазмоны и дифракция в волноведущих структурах с графеновыми листами

¹ Давидович М. В.

¹ Национальный исследовательский Саратовский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского
ул. Астраханская, 83, Саратов, 410012, Россия
davidovichmv@yandex.ru

Аннотация: Рассмотрены задачи дифракции плоской волны на слоистых структурах с графеновыми листами и диэлектрическими слоями, а также поверхностные плазмон-поляритоны в таких структурах. Динамическая проводимость графена рассмотрена в рамках подхода Кубо-Гинвуда как безучета, так и с учетом пространственной дисперсии. В случае тензорной проводимости графена найдены дисперсионные уравнения, коэффициенты отражения, прохождения и трансформации мод. В этом случае падение волны заданной поляризации приводит к рассеянным волнам обеих поляризаций.

1. Введение

Графеновые структуры весьма перспективны в ТГц диапазоне в линиях передачи в устройствах с использованием плазмонов. Возможны активные структуры с оптической накачкой и отрицательной реальной частью динамической проводимости графена, структуры обратными плазмон-поляритонами [1-7], позволяющие усиливать как плазмоны, так и амплитуды дифрагированных волн. В работе на основе метода сшивания, сформулированного также на основе метода трансформации импедансов и метода матриц передачи сформулированы дисперсионные уравнения для плазмонов и соотношения для дифракции. В общем случае тензорной проводимости использованы матрицы 4×4 .

Цель данной работы – исследование распространения плазмон-поляритонов и дифракции с учетом диссипации и активной накачки графена.

2. Методы получения дисперсионных уравнений и параметров дифракции

Используя тензорную нормированную поверхностную проводимость графена $\hat{\xi} = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} \hat{\sigma}$ и метод функций Грина (ФГ), имеем следующие дисперсионные уравнения для листа графена

$$j_{0x} \left[1 + \frac{\xi_{xx}(k^2 - k_x^2)}{2\epsilon k_0 k_z} - \frac{\xi_{xy} k_x k_y}{2\epsilon k_0 k_z} \right] + j_{0y} \left[\frac{\xi_{xy}(k^2 - k_y^2)}{2\epsilon k_0 k_z} - \frac{\xi_{xx} k_x k_y}{2\epsilon k_0 k_z} \right] = \sigma_{xx} E_{0x} + \sigma_{xy} E_{0y}, \quad (1)$$

$$j_{0x} \left[\frac{\sigma_{xy}(k^2 - k_x^2)}{2\epsilon k_0 k_z} - \frac{\sigma_{yy} k_x k_y}{2\epsilon k_0 k_z} \right] + j_{0y} \left[1 + \frac{\sigma_{yy}(k^2 - k_y^2)}{2\epsilon k_0 k_z} - \frac{\sigma_{xy} k_x k_y}{2\epsilon k_0 k_z} \right] = \sigma_{yy} E_{0y} + \sigma_{yx} E_{0x}. \quad (2)$$

Рассеянное поле при падении плоской волны $\exp(i(\omega t - \mathbf{k}\mathbf{r}))$ определяется через вектор-потенциал $\mathbf{A}(\mathbf{r}) = g(\mathbf{r}, k_x, k_y, k_z) \mathbf{j}$, где $g(\mathbf{r}, k_x, k_y)$ – пространственный Фурье-образ ФГ, $k_z = \sqrt{k_0^2 - k_x^2 - k_y^2}$, откуда находим амплитуды рассеяния. В случае многослойной структуры используем блочно-диагональные 4×4 матрицы передачи слоев и матрицу передачи графенового листа

$$\begin{pmatrix} E_x^- \\ Z_0 H_y^- \\ -E_y^- \\ Z_0 H_x^- \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ -\xi_{xx} & 1 & \xi_{xy} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ \xi_{xx} & 0 & -\xi_{xy} & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} E_x^+ \\ Z_0 H_y^+ \\ -E_y^+ \\ Z_0 H_x^+ \end{pmatrix}. \quad (3)$$

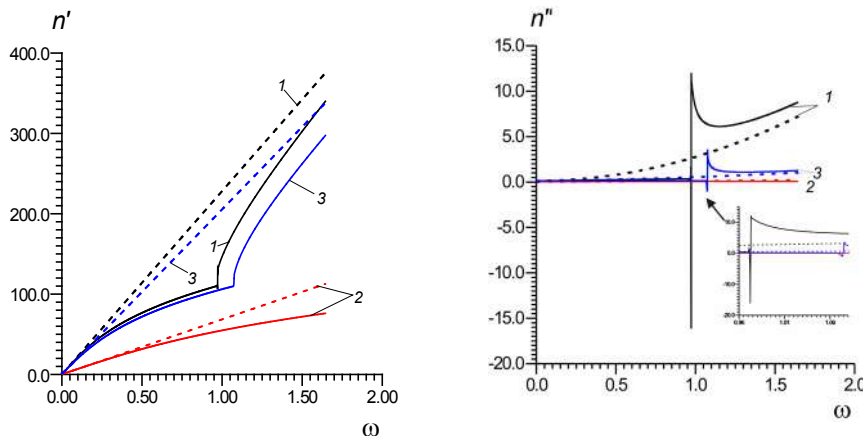


Рис. 1. Коэффициенты замедления n' (а) и потерь n'' (б) Е-ПП в графеновой пленке при $T=300$ К в зависимости от круговой частоты (эВ): $\mu_c = 0.3$ эВ, $\tilde{\epsilon} = 1$ (кривые 1); $\mu_c = 1$ эВ, $\tilde{\epsilon} = 1$ (2); $\mu_c = 1$ эВ, $\tilde{\epsilon} = 3 - 0.003i$ (3). Штриховые кривые – без учета пространственной дисперсии, сплошные кривые – с учетом

3. Результаты

Дисперсионные уравнения получаются приравниванием нулю определителя в системе уравнений (1) и (2). Они упрощаются, если отсутствует одна из поперечных компонент волнового вектора и тензор проводимости приведен к диагональному виду. Результаты расчета дисперсии в графене представлены на рис. 1. Пространственная дисперсия учтена по модели Бхатнагара-Гросса-Крука [1]

$$\sigma_{xx}(\omega) = \sigma_{\text{intra}}(\omega) \left[1 + \frac{v_F^2}{4(\omega - i\omega_c)^2} \left(3 - \frac{2i}{\omega / \omega_c} \right) k_x^2 \right] + \sigma_{\text{inter}}(\omega). \quad (4)$$

На основе тензорной функции Грина получены интегродифференциальные уравнения для дифракции на конечных структурах типа графеновых лент и областей на подложке, углеродных нанотрубок и фуллеренов. Решение указанных уравнений позволяет определить поверхностную плотность тока и параметры рассеяния. Результаты расчета дисперсии поверхностных плазмонов на графеновом листе представлены на рис. 1.

4. Заключение

На основе классического рассмотрения приведены электродинамические интегральные и интегродифференциальные уравнения при описании структур диэлектрической проницаемостью и двумерной проводимостью, а также аналитическим полученными характеристическими и дисперсионными уравнениями и параметрами дифракции в простейших случаях. В случае произвольных областей возможны только численные решения ИУ и ИДУ, представляющие задачи большой размерности. Рассмотрены локализованные плазмоны в фуллеренах и поверхностные плазмон-поляритоны в структурах с графеном.

Список литературы

1. Давидович М.В. Дисперсия поверхностных плазмонов в структурах с проводящей пленкой // Оптика и спектроскопия. 2019. Т. 126. Вып. 3. С. 360–369.
2. Давидович М.В. Об условии перехода быстрой поверхностной волны в медленную // Радиотехника и электроника 2018. Т. 63, № 6. С. 499–506.
3. Davidovich M.V. Diffraction of a plane wave on two-dimensional conductive structures and a surface wave // Proc. SPIE. 2018. Vol. 10717. P. 1071715(1–6).
4. Давидович М.В., Мещанов В.П. Дисперсия поверхностных плазмонов на метаповерхностях: метод тензорных функций Грина // Антенны. 2017. № 8(240). С. 3–16.
5. Давидович М.В. Плазмоны в многослойных плоскостных структурах // Квантовая электроника. 2017. Т. 47, № 6. С. 567–579.
6. Давидович М.В. Анализ плазмонов и гомогенизация в плоскостных фотонных кристаллах и гиперболических метаматериалах // ЖЭТФ. 2016. Т. 160. Вып. 6. С. 1069–1083.
7. Давидович М.В. Комментарий к статье “Плазмоны в волноводных структурах из двух слоев графена” // Письма в ЖЭТФ. 2019. Т. 109. № 10 (в печати).

Дифракция электромагнитных волн на резонансных графеновых метаповерхностях

¹ Лерер А.М., ² Макеева Г.С., ² Голованов О.А.

¹ Южный федеральный университет, физфак, ул. Зорге, 5, Ростов-на-Дону, 344090, Россия
lerer@sfedu.ru

² Пензенский государственный университет,
ул. Красная, 40, Пенза, 440026, Россия
radiotech@pnzgu.ru

Аннотация: Тремя электродинамическими методами получены результаты расчета частотных зависимостей коэффициентов отражения и прохождения через графеновые метаповерхности при изменении угла ориентации векторов падающей ТЕМ-волны к нанолентам графена для различных значений химического потенциала в терагерцовом (ТГц) диапазоне частот. Представлены характеристики электронно управляемых интегральных плазмонных ТГц устройств: поляризаторов и поглотителей на основе 2D решеток из графеновых полосок на подложках, содержащих графеновые и диэлектрические слои, в зависимости от внешнего электрического поля при изменении геометрических размеров элементов и периодичности структуры.

1. Введение

В последнее десятилетие прогресс в изготовлении графена и графеновых наноструктур [1] открывает огромные возможности для создания метаматериалов и высокоскоростных электрически управляемых сверхмикроминиатюрных плазмонных устройств и антенн ТГц и ИК диапазонов.

Целью работы является исследование принципов построения и расчет характеристик управляемых электрическим полем поляризаторов и поглотителей ТГц диапазона на основе графеновых метаповерхностей из прямоугольных и квадратных нанолент графена, используя математическое моделирование электродинамического уровня строгости.

2. Математические модели и методы

Математические модели дифракции электромагнитных волн и их взаимодействия с графеновыми метаповерхностями базируются на решении краевых задач дифракции для уравнений Максвелла, дополненной электродинамическими граничными условиями. Монослой графена характеризуется поверхностной проводимостью, определяемой формулой Кубо [2]. В электродинамической модели ТГц поляризаторов краевую 3D задачу дифракции решаем на основе декомпозиционного подхода методом автономных блоков с каналами Флоке (ФАБ) [3]. При расчете ТГц поглотителей используются два более специализированных метода. Первый - метод приближенных граничных условий (ПГУ): графеновые слои заменяются бесконечно тонкими, импеданс которых определяется формулой Кубо, и далее задача сводится к решению парных сумматорных уравнений относительно плотности тока на полосках [4]. Второй метод основан на численно-аналитическом методе решения объемного интегродифференциального уравнения (ОИДУ) для диэлектрических тел [5].

3. Результаты моделирования ТГц поглотителей и поляризаторов

При помощи вычислительного алгоритма, разработанного методом ФАБ [3], проведен электродинамический расчет характеристик поляризатора на основе графеновой метаповерхности из прямоугольных нанолент графена. Расчетная схема поляризатора показана на рис. 1 а. Расчетные поляризационные характеристики - зависимости модуля коэффициента прохождения $|S_{21}|$ ТЕМ-волны от угла φ ориентации вектора $\vec{E}$ падающей ТЕМ-волны к нанолентам графена на частоте плазмонного резонанса фундаментальной моды $f=28,7$ ТГц в нанолентах графена конечной длины для значения химического потенциала $\mu_c = 0.57$ эВ показаны на рис. 1б. При изменении угла ориентации от $\varphi=0^\circ$ (вектор $\vec{E}$ падающей ТЕМ-волны параллелен нанолентам графена) до $\varphi=90^\circ$ (вектор $\vec{E}$ перпендикулярен нанолентам графена) коэффициент прохождения $|S_{21}|$ существенно уменьшается. При $\varphi=0^\circ$ значение $|S_{21}|$ близко к единице (наблюдается практически полное прохождение волны через поляризатор); при $\varphi=90^\circ$ значение $|S_{21}|$ минимальное (- 22 дБ).

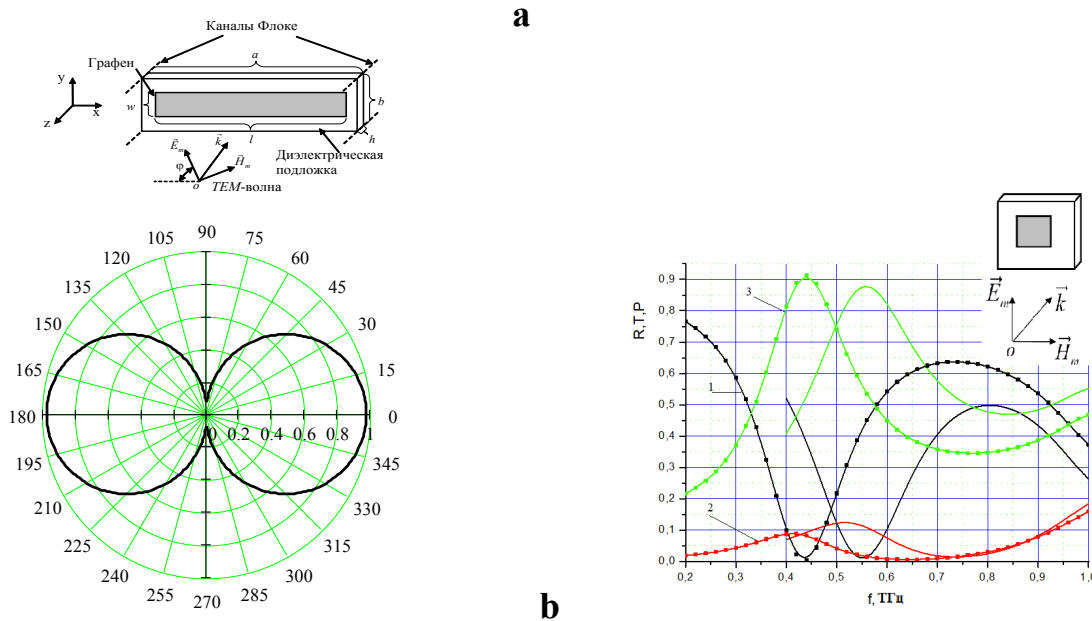


Рис. 1. (а) Расчетная схема дифракции электромагнитной волны на графеновой метаповерхности из прямоугольных нанолент графена: ячейка - ФАБ и ориентация падающей TEM -волны с волновым вектором $\vec{k}$; φ - угол ориентации вектора $\vec{E}$ к нанолентам графена; (б) зависимости модуля коэффициента прохождения $|S_{21}|$ через поляризатор от угла φ ориентации падающей TEM -волны: $f=28,7$ ТГц, $a=2$ мкм, $b=0.2$ мкм, $w=0.1$ мкм, $l/a=0.9$, $h=.5$ мкм, $\epsilon=2.2$; (с) характеристики ТГц поглотителя на основе метаповерхности из квадратных нанолент графена при нормальном падении: кривые 1 - R , 2 - T , 3 - P ; $a=b=70$ мкм, $h_d=25$ мкм, $n_d=1.77$. Линии с символами - размеры полосок $w=l=60$ мкм, без символов $w=l=50$ мкм

На рис. 1с показаны результаты расчета частотных характеристик - коэффициентов отражения $R=|S_{21}|^2$, прохождения $T=|S_{21}|^2$ и потерь $P=1-R-T$ ТГц поглотителей на основе графеновых метаповерхностей из квадратных нанолент графена на подложках, содержащих графеновые и диэлектрические слои. Моделирование ТГц поглотителей проведено методом ПГУ [4] и методом ОИУ[5]. В докладе приводятся также результаты расчета частотных зависимостей параметров ТГц поглотителей в достаточно широком диапазоне углов падения θ , при увеличении количества графеновых и диэлектрических слоев, в зависимости от толщины диэлектрических слоев h_d и их показателя преломления n_d

4. Заключение

Из результатов математического моделирования следует, что при изменении ориентации вектора электрического поля падающей TEM - волны от параллельной до перпендикулярной нанолентам графена коэффициент прохождения $|S_{21}|$ существенно уменьшается, и в полосе непропускания на резонансной ТГц частоте графеновая метаповерхность из прямоугольных нанолент графена является поляризатором. Метаповерхность из квадратных графеновых полосок на многослойной подложке, содержащей графеновые и диэлектрические слои, является эффективным поглотителем в ТГц диапазоне частот, который поглощает почти 100% падающей на нее энергии при плазмонном резонансе. Показано, что изменение значения химического потенциала действием внешнего электрического поля является способом эффективного управления S-параметрами матрицы рассеяния таких поляризаторов и поглотителей в широком интервале ТГц частот.

Работа выполнена в рамках реализации базовой части госзадания, проект 3.5398.2017/8.9.

Список литературы

1. Л.А.Чернозатонский. П.Б.Сорокин, А.А.Артюх. Новые наноструктуры на основе графена: физико-химические свойства и приложения. Успехи химии. 2014. Т. 83, № 3. С. 251-279.
2. G.W. Hanson. Dyadic Green's functions and guided surface waves for a surface conductivity model of graphene. J. Appl. Phys., v. 103, p. 064302, 2008.
3. Голованов, О.А. Автономные блоки с виртуальными каналами Флоке и их применение для решения прикладных задач электродинамики. Радиотехника и электроника. 2006. – Т.51. N12. – С.1423-1430.
4. Лерер А.М., Иванова И.Н. Применение приближенных граничных условий для расчета планарных двумерно-периодических наноплазмонных структур / Радиотехника и электроника. 2016. Т. 61. № 5. С. 435–441..
5. Лерер А.М Теоретическое исследование двухмерно периодических наноплазмонных структур. // Радиотехника и электроника. 2012. Т. 57. №11. С.1160-1169.

Кросс-поляризация электромагнитных волн при отражении анизотропными градиентными планарными структурами

Моисеева Н. М.

Волгоградский государственный университет
пр. Университетский, 100, Волгоград, 400062, Россия
moiseeva@volsu.ru

Аннотация: Представлены результаты расчета модулей коэффициентов матриц отражения электромагнитной волны (ЭМВ) на границе неоднородной анизотропной среды с кручением при помощи матричной формы метода Вентцеля-Крамерса-Бриллюэна (ВКБ). Показано влияние ориентации оптической оси и угла кручения на поляризацию волн, распространяющихся в среде и на недиагональные коэффициенты матрицы отражения.

1. Введение

Использование материалов с необычными свойствами позволяет новые оптические явления для новых высокоэффективных оптоэлектронных устройств: солнечных элементов, устройств нанонаправления, зондирования, визуализации, сверхвысокого разрешения [1]. Новые альтернативные методы плазмоники позволяют с применением легирующих добавок открывают возможности управления оптической топологией метаматериалов [2-3]. Потребности в современных вычислениях увеличивают спрос на высокоскоростные оптические устройства, являющиеся фотонными аналогами электронных устройств [4]. Возможности применения многослойных гетероструктур не исчерпаны; перспективы их применения перечислены в работе [5]. Для расчета полей в планарных структурах традиционно примывается модель слоистой среды, то есть представление неоднородного слоя в виде набора слоев с однородными параметрами. В этом случае у векторов полей электромагнитной волны появляются искусственные разрывы на границах раздела слоев; в задаче учитываются отражения на несуществующих границах; это приводит к вычислительной интерференции. Метод Вентцеля-Крамерса-Бриллюэна (ВКБ) позволяет найти решение для среды с градиентными параметрами [6].

2. Оптические свойства анизотропной среды

Методами классической электродинамики исследуется задача об отражении света на границе неоднородного анизотропного слоя холестерического жидкого кристалла (ХЖК) с дисперсией при наклонном падении. Тензор диэлектрической проницаемости ХЖК имеет вид:

$$\hat{\varepsilon}(\omega, z) = \begin{pmatrix} \varepsilon_o(\omega)\cos^2(\chi(z)) + \varepsilon_e\sin^2(\chi(z)) & \frac{\varepsilon_e(\omega) - \varepsilon_o(\omega)}{2}\sin(2\chi(z)) & 0 \\ \frac{\varepsilon_e(\omega) - \varepsilon_o(\omega)}{2}\sin(2\chi(z)) & \varepsilon_o(\omega)\sin^2(\chi(z)) + \varepsilon_e(\omega)\cos^2(\chi(z)) & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_o(\omega) \end{pmatrix}. \quad (1)$$

Зависимость ε_o и ε_e от частоты ω записывается в виде:

$$\varepsilon_{o,e}(\omega) = \varepsilon_{\perp,\parallel} + \frac{\omega_p^2 F_{\perp,\parallel}}{\omega_0^2 - \omega^2 - i\omega\gamma}, \quad (2)$$

где $\gamma_{\perp}=8.02 \cdot 10^{-3} \cdot \omega_0$, $\gamma_{\parallel}=4.35 \cdot 10^{-3} \cdot \omega_0$, $F_{\perp}=0.1$, $F_{\parallel}=0.05$ [7], $\varepsilon_{\perp}=5.14$, $\varepsilon_{\parallel}=4.58$, $\gamma_{12}=0,5(\gamma_{\perp}+\gamma_{\parallel})$. Толщина слоя $d=15\lambda_0$. Оптическая ось параллельна границе раздела сред, её направление изменяется при удалении от границы: $\chi(z)=\chi_0+K \cdot z$. Подложка – стекло К8.

3. Расчет матрицы отражения

В работе для неоднородного анизотропного слоя ХЖК выполняется расчёт матрицы отражения

$$\hat{R} = \begin{pmatrix} R_{ss} & R_{sp} \\ R_{ps} & R_{pp} \end{pmatrix}.$$

с помощью матрицы Коши 4x4, полученной в рамках квазиклассического приближения в работе [8]. На рисунке представлены угловые спектры модулей коэффициентов матрицы отражения при изменении частоты вблизи ω_0 : $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$, когда угол $\chi_0 = 45^\circ$, на границе $z=d$: $\chi(d) = 135^\circ$.

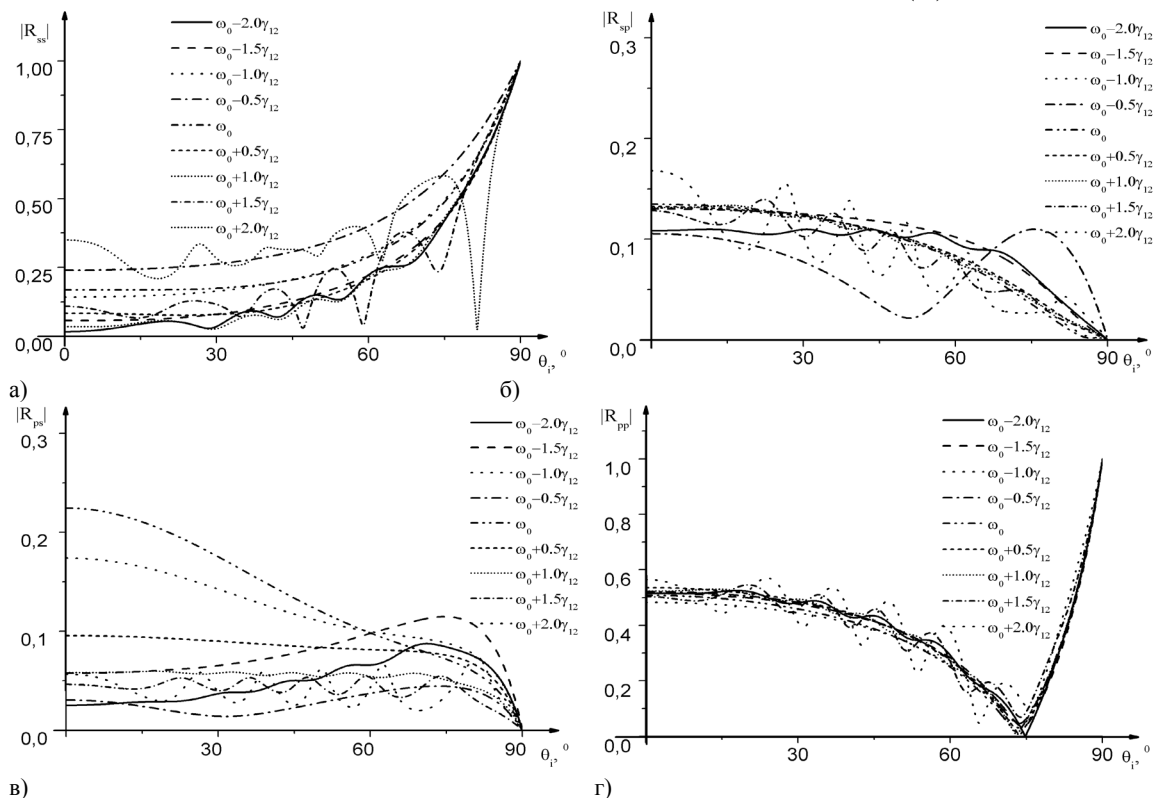


Рис. 1. Зависимость модулей коэффициентов матрицы отражения от частоты и угла падения

Расчет показал зависимость коэффициентов R_{sp} и R_{ps} от угла кручения χ . При $\Delta\chi$, кратном π , коэффициенты R_{sp} и R_{ps} обращаются в ноль.

Список литературы

1. Takayama O., Lavrinenko A. V. Optics with hyperbolic materials [Invited] // J. Opt. Soc. Am. B. 2019. T. 36. C. F38-F48.
2. Dutta A., Wan D. Y., Yan B. X., Shalaev V. M., Venkatesan T., Boltasseva A. Strontium Niobate for Near Infrared Plasmonics // Conference on Lasers and Electro-Optics, OSA Technical Digest (OSA). 2019, paper JW2A.63.
3. Simmons E., Li K., Briggs A. F., Bank S. R., Wasserman D., Narimanov E., Podolskiy V. A. Classical to Quantum Transitions in Multilayer Plasmonic Metamaterials // Conference on Lasers and Electro-Optics, OSA Technical Digest (OSA). 2019, paper FTh4M.5.
4. Srinivasan K., Stadler B. J. H. Magneto-optical materials and designs for integrated TE- and TM-mode planar waveguide isolators: a review [Invited] // Opt. Mater. Express. 2018. T. 8, C. 3307-3318.
5. Soref R. Tutorial: Integrated-photonic switching structures // APL Photonics. 2018. T. 3. – C. 021101.
6. Landau L. D., Lifshits E. M. Electrodynamics of Continuous Media, Oxford.: Pergamon Press, 1984. 460 p.
7. Wu, S.-T. Infrared markers for determining the order parameters of uniaxial liquid crystals // Appl. Opt. 1987. T. 26. C. 3434-3440.
8. Moiseeva N. M., Moiseev A. V. The matrix solution of the 4x4 problem by the Wentzel-Kramers-Brillouin method for a planar inhomogeneous anisotropic layer // Computer Optics. 2018. T. 42, C. 354-361.

Определение интенсивности осадков по последовательностям видеок кадров

¹ Гармаш В.Н., ² Жданов А.С., ³ Коробочкин Д.М., ² Петров Ю.В., ² Ярыгин Д.М.

¹АО «Заслон»

ул. Коли Томчака, 9, Санкт-Петербург, 196084, РФ

gar-vitalij@yandex.ru

²Балтийский государственный технический университет «ВОЕНМЕХ» им. Д.Ф. Устинова

ул. 1-я Красноармейская, д.1., Санкт-Петербург, 190005, РФ

petrov-i4@yandex.ru

³ООО «Ситиман»

ул. Большая Монетная, д. 16, корп. 1, литер В, Санкт-Петербург, 197101, РФ

dmitriy.korobochkin@gmail.com

Аннотация: Предложен способ автоматического обнаружения осадков и оценки их интенсивности по последовательности видеок кадров. Повышение точности оценивания и уменьшения вычислительной сложности способа предлагается осуществить за счет оптимизации операций свертки при фильтрации, а также учета взаимной корреляции последовательности обрабатываемых видеок кадров. Приведены результаты исследований изображений различных размеров. Вычислительная сложность разработанных алгоритмов обеспечивает их реализацию в реальном времени.

1. Введение

В [1] описан способ автоматического обнаружения осадков и оценки их интенсивности по одному кадру видеоизображения. В отличие от традиционных способов определения интенсивности осадков прямым измерением, от систем, основанных на зондировании исследуемой области атмосферы поочередно посылаемыми оптическими лазерными, радиолокационными или акустическими импульсами, предложенный способ не требует специализированного и дорогостоящего оборудования, для его применения достаточно камеры видимого диапазона. Его преимуществами являются масштабируемость, возможность реализации в реальном времени, в т.ч. на подвижных носителях.

Однако этот способ обладает и недостатками, связанными в первую очередь с его вычислительной сложностью за счет применения большого количества операций двумерной свертки с различными фильтрами (матрицами весов). Кроме того, недостатком способа является зависимость точности формируемой оценки интенсивности осадков от размера изображения, полученного с камеры видимого диапазона.

Использование последовательности видеок кадров позволяет уменьшить влияние этих недостатков, повысить точность обнаружения осадков и оценку их интенсивности оценивания и уменьшить при этом вычислительную сложность алгоритмов.

2. Повышение точности оценивания интенсивности осадков

Основной причиной снижения точности оценки интенсивности осадков является зависимость результата работы алгоритма от размера изображения. На первых трех этапах обработки информации [1] производится двумерная свертка изображений с матрицами весов размером 3x3 и предполагается, что продольный размер дождевых линий равен одному пикселю изображения. В случае высокого разрешения изображения толщина дождевых линий будет составлять не один, а несколько пикселей. В связи с этим, во-первых, возможен неправильный выбор преимущественного направления линий дождя, а во-вторых, это приведет к ошибке в численном значении результата (оценке интенсивности осадков).

Рассматриваемая проблема распространена при детектировании объектов, ее решение рассматривается при детектировании объектов на изображении в работах [2-4]. Предлагается два пути: уменьшение размера изображения до такого значения, чтобы толщина дождевых линий была равна одному пикселю, второй путь - увеличение размера весовых матриц.

Проанализировав оба пути решения проблемы снижения точности оценки интенсивности осадков, было принято решение пойти по первому из них, т.к. при увеличении размера матриц требуется умножение яркости каждого из пикселей изображения на коэффициенты фильтра M^2 раз, где M – размер матрицы. Однако данное изменение алгоритма все равно негативно сказывается на вычислительной сложности алгоритма, т.к. для каждого видеокadra требуется выполнить полный алгоритм, описанный в [1].

3. Уменьшение вычислительной сложности алгоритма

Для уменьшения вычислительной сложности алгоритма было предложено несколько мер.

Во-первых, для уменьшения влияния изменения размера изображения на вычислительную сложность алгоритма, коэффициент уменьшения размера запоминается при расчете и обработке первого кадра последовательности видеоизображений. А для каждого следующего кадра последовательности расчет не производится, а используется коэффициент уменьшения размера первого кадра, и остальные видеокadры уменьшаются в это количество раз.

Во-вторых, используя тот факт, что видеокadры последовательности коррелированы между собой, и можно считать, что все они имеют одинаковое преимущественное направление линий осадков. Это позволяет уменьшить количество выполняемых этапов алгоритма.

В результате исследований, описанных в [1], установлено, что среднеквадратическое отклонение ошибок оценивания интенсивности осадков может быть уменьшено до 2% от среднего значения. Кроме того, исследования показали, что случайные значения оценок интенсивности осадков распределены по нормальному закону. Тогда в качестве критерия смены набора последовательностей кадров и, следовательно, необходимости расчета коэффициента уменьшения и преимущественного направления линий осадков, можно использовать изменение интенсивности осадков на более чем 3σ , т.е. примерно на 5% от значения, полученного на первом кадре текущей последовательности видеоизображений.

В-третьих, удалось уменьшить вычислительную сложность алгоритма за счет уменьшения количества операций умножения с коэффициентами фильтров на втором и третьем этапе алгоритма. На данных этапах используются фильтры с коэффициентами, абсолютные значения которых равны 1 и 2. Умножение на данные коэффициенты можно легко заменить на использование значений яркости пикселей (для коэффициента 1) и сдвиг значений яркости пикселей на один бит (для коэффициента 2). Данные операции обладают значительно меньшей вычислительной сложностью.

4. Результаты исследований

В результате проведения исследований последовательностей видеоизображений различных размеров, на которых присутствуют осадки в виде дождя различной интенсивности, установлено, что уменьшение размера изображения в заранее рассчитанное количество, раз увеличивает время работы алгоритма на 7-10%. При этом пропуск первого этапа алгоритма, заключающегося в расчете преимущественного направления линий осадков, позволяет сократить время работы алгоритма на 40-50% от первоначального, т.к. на данном этапе производится свертка с большим количеством весовых матриц.

Уменьшение количества операций умножения на втором и третьем этапе алгоритма сокращает время работы алгоритма на 35-40% от первоначального времени выполнения.

Таким образом, суммарная вычислительная сложность алгоритма уменьшается, что обеспечивает его реализацию в реальном времени.

Список литературы

1. Гармаш В.Н., Коробочкин Д.М., Матвеев С.А., Петров Ю.В., Рудыка С.А., Страхов С.Ю. Обнаружение и определения интенсивности осадков по видеоизображениям // 28-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2018). Севастополь, 9—15 сентября 2018 г.: материалы конференции. — Москва; Минск; Севастополь, 2018. — 1951 с. с.448-451.
2. Цифровая обработка изображений. Р. Гонсалес, Р. Вудс — М.: Техносфера, 2006. — стр. 1072.
3. Красильников Н.Н. Цифровая обработка 2D- и 3D-изображений: учеб. пособие / Н.Н. Красильников. — СПб.: БХВ-Петербург, 2011. — 608 с.
4. Бутенко В. В. Особенности применения фильтров обработки изображений перед поиском объектов на изображениях // Технические науки: теория и практика: материалы III Междунар. науч. конф. (г. Чита, апрель 2016 г.). — Чита: Издательство Молодой ученый, 2016. — С. 1-3.

ПЕРСПЕКТИВЫ СОЗДАНИЯ СВЧ РАДИОТЕРМОГРАФА НА ОСНОВЕ МОНОЛИТНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

Гудков А. Г.

МГТУ им. Н. Э. Баумана, Россия

E-mail: profgudkov@gmail.com

Аннотация — Рассмотрен новый подход к созданию СВЧ-радиотермографа. Выявлены научно-технические барьеры, препятствующие созданию относительно недорогих приборов для ранней диагностики опухолей, а также безболезненного и безопасного проведения мониторинга в процессе лечения. Предложен оптимальный принцип построения микроволнового радиотермографа.

1. Введение

Несмотря на высокий диагностический потенциал микроволновой радиометрии, в практической медицине метод не получил широкого применения. Это связано с несовершенством диагностической аппаратуры и недостаточной наглядности представленных результатов, которые тормозили внедрение метода в клиническую практику. Полученные ранее результаты должны быть развиты и использованы при разработке новых способов диагностики и разработки соответствующих медицинских методик.

Эта задача на современном уровне техники вполне выполнима. При её решении возникает возможность получения информации о характере распределения температуры по глубине за счет построения послойных изображений или трехмерных полей температур. Цель статьи провести исследование по объединению в одном радиометрическом комплексе принципов многоканальности, многочастотности и микроминиатюризации, что приведет к расширению его функциональных возможностей и существенному уменьшению размеров.

2. Основная часть

Рядом ученых выдвинута гипотеза о том, что длительный воспалительный процесс в конечном счете может привести к злокачественному новообразованию. Температура является первым маркером патологических изменений в организме человека. Например, температура злокачественной опухоли в силу повышенного метаболизма на 2—3 градуса выше температуры интактных тканей. Причем, тепловые изменения появляются не только тогда, когда опухоль достигнет определенного объема, а еще на стадии выраженной пролиферации при наличии атипичных изменений в клетках, когда имеется высокая вероятность малигнизации.

Развитие метода радиометрии затрудняется наличием ряда научно-технологических барьеров, которые необходимо преодолеть: серийно выпускаемые приборы являются одноканальными и одночастотными устройствами; необходимо создать многоканальные системы, которые бы позволили в реальном масштабе времени оценивать изменение температуры на глубине; необходимо создать медицинские антенны различных видов, которые позволят осуществлять обследование определенных зон организма согласно медицинской задаче; объединение в одном радиометрическом комплексе принципов многоканальности, многочастотности и микроминиатюрности; построение 3D изображений радиоярких температур на основе электромагнитного излучения, регистрируемого построенным на новых принципах цифровым модулем (чипом) обработки радиометрических сигналов; разработка специальных конструкций антенн и их оптимального расположения в антенной решетке, оптимальный выбор количества каналов и рабочих частот разрабатываемого устройства, а также введение дополнительной фильтрации принимаемых сигналов; микроминиатюризация устройства, а также использование радиотермографа не только для измерений собственного излучения тела человека в микроволновом диапазоне через кожные покровы, но и через естественные полости, что потребует разработки специального формообразования медицинских антенн и устройства в целом.

3. Заключение

Таким образом, можно сформировать научную проблему, а именно: создание научных основ и методологии, обеспечивающих разработку малогабаритного многоканального многочастотного СВЧ радиотермографа на принципиально новых принципах построения структуры и использовании техники монолитных интегральных схем, предназначенного для выявления и локализации патологий органов и тканей на основе нахождения 3D распределения и динамики радиояркой температуры в глубине тела человека.

Сформулированную выше научную проблему можно представить в виде двух: первой, научной проблемой является поиск метода, позволяющего диагностировать заболевания, в том числе онкологические, на ранних стадиях; второй научной проблемой в данном проекте является разработка неинвазивного способа мониторинга и оценки процесса развития опухолей.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №19-19-00349).

Список литературы

- [1] Гуляев, Ю.В. Приборы для диагностики патологических изменений в организме человека методами микроволновой радиометрии/ Ю.В. Гуляев, В.Ю. Леушин, А.Г. Гудков, С.И. Щукин, С.Г. Веснин, В.С. Кубланов, И.О. Порохов, М.К. Седанкин, И.А. Сидоров. Нанотехнологии: разработка, применение - XXI век, 2017. №2. Т.9. С. 27—45.

Моделирование миниатюрных антенн-аппликаторов СВЧ-радиотермографа для диагностики функционального состояния головного мозга

¹ Леушин В.Ю., ¹ Чижигов С.В., ² Веснин С.Г., ³ Седанкин М.К., ⁴ Порохов И.О.,
⁵ Горбачев Д.А., ¹ Горлачева Е.Н.

¹ МГТУ им. Н.Э. Баумана

ra3bu@yandex.ru

² ООО «Фирма «РЭС»

vesnin47@gmail.com

³ ФГБУ «ГНИИЦ РТ» МО РФ

msedankin@yandex.ru

⁴ АО «ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга

porokhov60@mail.ru

⁵ АО «Концерн «Вега»

1. Введение

Известно, что имеется связь между нарушением функционирования органов и тканей организма и изменениями локальной температуры этих органов. Большой интерес ученых в областях медицины, биологии и биофизики к микроволновой радиометрии обусловлен тем, что она является неинвазивным методом измерения температур внутренних областей тела человека на основе исследования собственного электромагнитного излучения тканей тела в радиочастотном диапазоне [1]. Прием теплового излучения осуществляется за счет применения антенн соответствующего частотного диапазона и высокочувствительных приемников – радиометров. Для определения температуры подкожных органов и тканей человека необходимо принимать энергию теплового излучения в СВЧ диапазоне [2]. Из-за малых значений входных электрических сигналов, снимаемых с биологического объекта, весьма важным является борьба с различными электромагнитными помехами, так как уровень помех может быть настолько большим, что на фоне их затруднительно оценить информационный сигнал. Поэтому одним из основных предъявляемых к антеннам требований, помимо широкополостности в СВЧ диапазоне и миниатюризации, является их помехозащищенность.

В [3-6] приведены результаты моделирования ряда печатных антенн-аппликаторов, подтвердившие их использование в многоканальных радиотермографах. Цель данной работы – рассмотрение возможности создания новых типов помехозащищенных антенн-аппликаторов для проведения измерения температур головного мозга методом микроволновой радиометрии.

2. Объекты исследований

Для выбора оптимальной конструкции антенн, отвечающих необходимым требованиям для их применения в радиотермографе, было проведено моделирование ближнего поля вибраторной и спиральной антенн-аппликаторов.

Антенны помещены в изолирующий корпус с толщиной стенок 2 мм. Подложки печатных плат антенн изготовлены из фторопласта-4 и имеют диаметр 26 мм. Крышки на апертуры антенн также изготовлены из фторопласта-4 и имеют толщину 2 мм.

Для проведения анализа вибраторной антенны был выбран симметричный диполь с треугольными плечами. Размер проекции токонесущих элементов антенного модуля на поверхность биологической нагрузки составляет 20x10 мм. 3D модель антенны с треугольными плечами представлена на рис. 1.

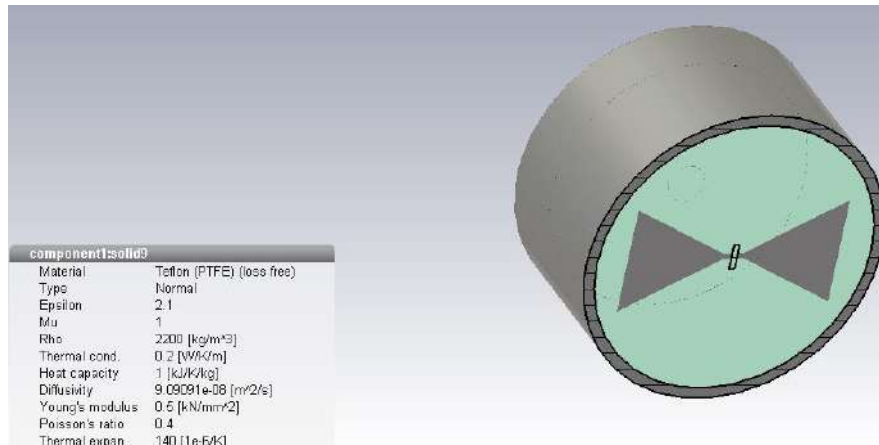


Рис. 1 – 3D модель симметричного диполя с треугольными плечами, размещенного в цилиндрическом корпусе

В качестве модели спиральной антенны была выбрана двухзаходная арифметическая спираль: ширина проводников ветвей спирали 1,4 мм, зазор между соседними витками 1 мм. 3D модель антенны с двухзаходной арифметической спиральной структурой представлена на рис. 2.

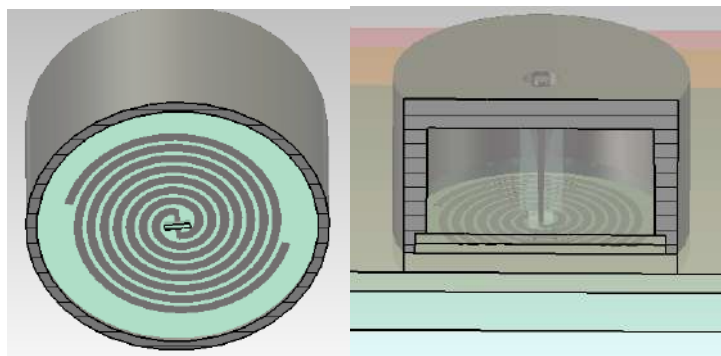


Рис. 2 – 3D модель спиральной антенны, размещенной в цилиндрическом корпусе

3. Результаты

Диапазон частот исследования составил 3,2 – 4,4 ГГц. Была смоделирована ситуация, когда антенна-аппликатор непосредственно соприкасается с биологической нагрузкой. Имитатор биологической нагрузки представлял собой параллелепипед размером 160x160x60 мм, с соответствующими электрическими свойствами мышечной и костной тканей (табл. 1)..

Таблица 1. Усредненные электрофизические параметры биологических тканей головы человека

Вид биологической ткани	Диэлектрическая проницаемость,	Электропроводность, См/м	Толщина слоя биологической ткани, мм
Кожа	36,92	2,01	2
Жировой слой и кости черепа	5,17	0,156	4
Ткани мозга	46,76	2,93	89

Учитывая принцип взаимности свойств антенн на передачу и прием, в качестве интегрального параметра эффективности антенн использовалась объемная плотность поглощаемой электромагнитной мощности:

$$P = \frac{\sigma}{2} E^2, \text{ Вт/м}^3,$$

где σ [Ом·м] – электрическая проводимость биологических тканей; E [В/м] – напряженность электрического поля.

Параметр P обычно используют при анализе передающих антенн, размещенных вблизи биологических объектов. Однако, учитывая принцип взаимности свойств антенн на передачу и приём, допустимо использование этого параметра и при анализе антенн, предназначенных для радиотермографии, так как данный параметр обладает высокой степенью наглядности [5].

На рис. 3,4 приведены частотные зависимости КСВН антенн в используемом СВЧ диапазоне.

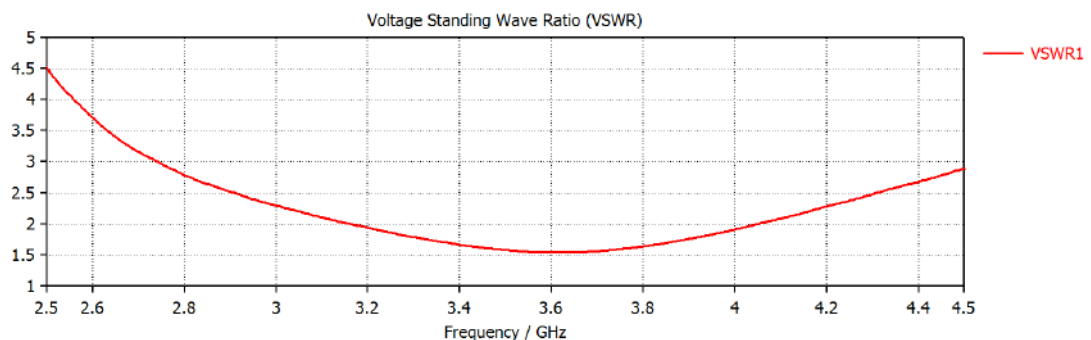


Рис. 3 – Частотная зависимость КСВН симметричного диполя с треугольными плечами

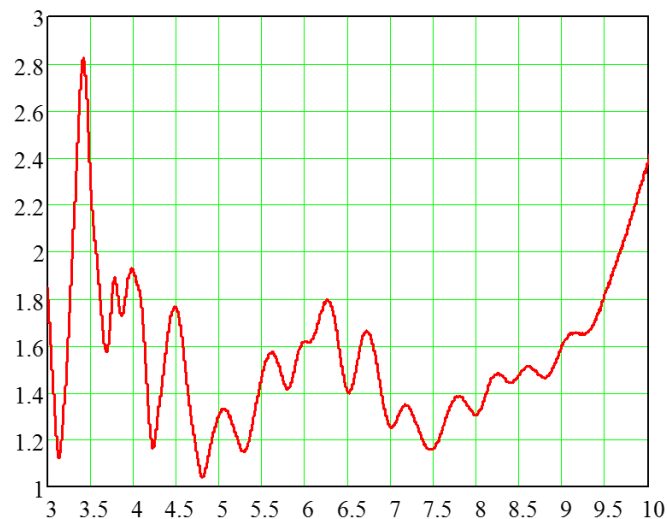


Рис. 4 – Частотная зависимость КСВН спиральной антенны

На рис.5 в качестве примера представлено распределения объемной плотности поглощаемой мощности внутри биологической нагрузки на глубине 30 мм симметричного диполя с треугольными плечами на средней частоте выбранного диапазона.

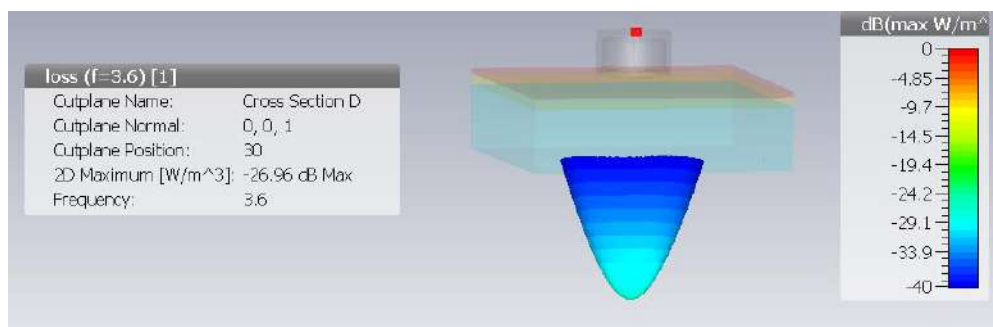


Рис. 6 – Распределение объемной плотности поглощаемой мощности симметричного диполя с треугольными плечами на частоте 3,6 ГГц

4. Заключение

Анализ результатов проведенных расчетов частотных зависимостей КСВН антенн-аппликаторов и моделирования пространственного распределения объемной плотности поглощенной ими мощности в ближней зоне показал, что рассмотренные помехозащищенные широкополосные антенны-аппликаторы имеют хорошие частотные и электрические показатели и являются перспективными для применения их в составе СВЧ-радиотермографа для измерения радиояркостной температуры в глубине тела человека.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда в рамках выполнения соглашения № 19-19-00349 от 24.04.2019 «Создание методики и многоканального многочастотного СВЧ радиотермографа на основе монолитных интегральных схем для нахождения 3D распределения и динамики радиояркостной температуры в глубине тела человека».

Список литературы

1. Гуляев Ю.В., Гандурин В.А., Гудков А.Г., Леушин В.Ю., Плющев В.А., Цыганов Д.И. Пассивные и активные радиолокационные методы исследований и диагностики живых тканей человека. - Биомедицинские технологии и радиоэлектроника, № 11, 2006, с. 14-20.

2. Гуляев Ю.В., Леушин В.Ю., Гудков А.Г., Щукин С.И., Веснин С.Г., Кубланов В.С., Порохов И.О., Седанкин М.К., Сидоров И.А. Приборы для диагностики патологических изменений в организме человека методами микроволновой радиометрии. - Нанотехнологии: разработка, применение: XXI век, № 2, т. 9, 2017 г., с. 27-45.
3. Bobrikhin, A.F., Gudkov, A.G., Leushin, V.Yu., Porokhov, I.O., Sidorov, I.A. Modeling of the dipole, helical and cavity-slot antennas applicators for multichannel medical radiothermographs/ CriMiCo 2014 - 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Stvastopol, 7-13 Sept. 2014, pp.2014-1246.
4. Бобрихин А.Ф., Гудков А.Г., Леушин В.Ю., Лось В.Ф., Попов В.В., Порохов И.О., Сидоров И.А. Моделирование антенн-аппликаторов унифицированных антенных решеток модульного типа для многоканальных систем радиотермокартирования.- Антенны, № 2, 2014, с. 17-26.
5. Веснин С.Г., Седанкин М.К., Пашкова Н.А. математическое моделирование собственного излучения головного мозга человека в микроволновом диапазоне. - Биомедицинская радиоэлектроника, № 2, 2015, с. 17-30.
- 6.. Sedankin M. K., Leushin V. Yu., Gudkov A. G., Vesnin S. G., Sidorov I. A., Agasieva S. V. , Ovchinnikov L. M., Vetrova N. A.. Antenna Applicators for Medical Microwave Radiometers.- Biomedical Engineering, Vol. 52, No. 4, November, 2018, pp. 235-238.

Прогнозирование длительности разрушения мочевых конкрементов при воздействии импульсов гольмиевого лазера

¹Чернега В.С., ¹Тлуховская-Степаненко Н.П., ²Еременко А.Н.

¹ Севастопольский государственный университет
ул. Студенческая, 33, Севастополь, 299053, Россия
v_chernega@rambler.ru

² ГБУЗ Севастополя «Городская больница №9», урологическое отделение
ул. Мира, 5, Севастополь, 299018
medicalyug@gmail.com

Аннотация: Представлены результаты расчетно-экспериментального определения (прогнозирования) длительности разрушения мочевых камней при воздействии на конкремент импульсов гольмиевого лазера, излучающего импульсы с длиной волны 2,1 мкм и энергией от 0,8 до 1,6 Дж. Получены аналитические выражения, позволяющие на основе знания объема и рентгенологической плотности мочевого камня, а также места его локализации, оценить длительность его полного разрушения с учетом затрат времени на вспомогательные манипуляции и на основании полученных данных прогнозировать длительность проведения операции литотрипсии.

1. Введение

Для дробления мочевых конкрементов (камней) в современной урологии используется литотриптер (устройство для контактного дробления) на основе гольмиевого лазера, который является «золотым стандартом» контактной литотрипсии. Операции лазерной литотрипсии относятся к высокотехнологическим хирургическим операциям, характеризующимися высокой стоимостью, которая компенсируется органами обязательного медицинского страхования. Поэтому лечебное учреждение заинтересовано в увеличении количества таких операций, которое может быть реализовано путем рационального планирования операций, способствующего максимальной загрузке операционного помещения и высокотехнологического оборудования [1,2]. Для реализации такого планирования необходимо иметь возможность оценить предполагаемую длительность операции литотрипсии на основании результатов предоперационных обследований больного. На настоящее время в отечественных и зарубежных литературных источниках отсутствуют сведения о способах оценки длительности операции литотрипсии вообще и с помощью гольмиевого лазера в частности. В [3] предпринята попытка оценить время, затрачиваемое только на собственно разрушение камня, без учета дополнительных манипуляций, проводимых во время операции литотрипсии.

Целью работы является получение расчетных соотношений, позволяющих оценить время процедуры контактной литотрипсии, осуществляемой гольмиевым лазером, в целом, с учетом затрат времени на выполнение необходимых вспомогательных технологических манипуляций.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Объектами исследований являлись мочевые камни объемом от 0,019 см³ до 4,98 см³. Максимальная рентгенологическая плотность исследуемых камней колебалась от 500 до 2250 единиц Хаунсфилда, а средняя от 322 до 1125 единиц Хаунсфилда. Место расположение мочевых конкрементов: различные части левого и правого мочеточников, лоханки и чашечки обеих почек. Доступ к конкременту осуществлялся через естественное отверстие через уретру к камню, расположенному в мочеточнике с помощью ригидного (жесткого), а камню, расположенному чашечно-лоханочной системе почки с помощью ригидного или гибкого уретероскопов. В качестве литотриптера применялся гольмиевый лазер (Ho:YAG) отечественного производства типа Triple, который генерировал импульсы длительностью 500 мкс с энергией от 0,8 до 1,8 Дж и частотой от 8 до 12 Гц. Для передачи импульсов от излучателя до камня использовались оптические волокна диаметром от 270 до 600 мкм. Процесс дробления фиксировался эндовидеокамерой, выводился на хирургический монитор и одно-

временно велась запись всей операции на электронный носитель. Для обработки экспериментальных данных использовался программный пакет «Статистика» системы Матлаб.

3. Оценка длительности операции лазерной контактной литотрипсии

Общее время дробления мочевого камня $T_{до}$ можно представить в следующем виде:

$$T_{до} = T_p + T_{дз} = T_p(1 + K_{дз}),$$

где T_p – собственно время разрушения камня под воздействием импульсов лазерного литотриптера; $K_{дз}$ – коэффициент дополнительных затрат, учитывающий дополнительные затраты времени на выполнение необходимых технологических манипуляций.

К дополнительным манипуляциям относятся: замена в процессе операции уретероскопа или смены его калибра; промывание области дробления; перемещение волокна, по которому поступают импульсы лазера, по причине смещения камня под воздействием лазерных импульсов либо из-за дыхательной экскурсии; просмотр мочеточника на предмет различных аномалий, повторные проходы через уретру, мочевой пузырь и устье МП и др.

Ожидаемое время «чистого» дробления камня, при заданных энергии и частоте импульсов гольмиевого литотриптера, можно вычислить на основе формулы, приведенной в [1]:

$$T_p = m / (\gamma \times F_i \times E_i),$$

где m – масса камня в миллиграммах; E_i – значение энергии импульса в джоулях (Дж), F_i – частота следования импульсов лазера с E_i энергией в герцах (Гц); γ – удельная величина потери массы камня на единицу энергии. Эта величина определена экспериментально и равна $0,402 \pm 0,183 \text{ мг/Дж}$.

В процессе проведения в реальных условиях (in vivo) измерений интервалов времени, затрачиваемых на полное разрушение камня и на необходимые дополнительные манипуляции установлено, что значение коэффициента дополнительных затрат является случайной величиной, плотность вероятности которой подчиняется бета-распределению. Параметры бета-распределения различные при дроблении камней, расположенных в мочеточнике или чашечно-лоханочной системе (ЧЛС) почки. Экспериментально показано, что среднее значение коэффициентов дополнительных затрат для дробления камней, локализованных в ЧЛС, с помощью ригидного уретероскопа, составило 6,34 при стандартном отклонении 2,38, а при дроблении камней с помощью гибкого уретероскопа среднее значение коэффициента дополнительных затрат составило 3,43 при стандартном отклонении равном 1,95.

Для прогнозирования длительности выполнения всей операции разработана альтернативная сетевая модель лазерной контактной литотрипсии [4], которая позволяет на основе полученных экспериментально параметров распределения отдельных этапов оценить ожидаемое время проведения операции.

4. Заключение

Предложен расчетно-экспериментальный метод прогнозирования длительности интервала времени собственно дробления мочевого камня под воздействием импульсов гольмиевого лазера, а также временного интервала выполнения необходимых вспомогательных манипуляций. Показано, что для оценки длительности дробления целесообразно использовать предложенный авторами параметр удельной скорости потери массы камня, представляющий собой отношение общей массы камня к суммарной энергии лазерного излучения, затраченной на его полное разрушение.

Полученные аналитические выражения позволяют на основании результатов предоперационного обследования пациентов и данных о коэффициентах дополнительных затрат оценить время собственно дробления камня, так и операции литотрипсии в целом.

Список литературы

1. Edelman Eric R., van Kuijk Sander M. J., Hamaekers Ankie E. W. et al. Improving the Prediction of Total surgical Procedure Time Using linear regression Modeling// Frontiers in Medicine, 2017; 4: 85. doi: 10.3389/fmed.2017.00085.
2. Амоян Э.Ф., Калинина В. А. Оптимизация использования медицинского оборудования в лечебно-профилактических учреждениях // Международный журнал прикладных и фундаментальных исследований. – 2016. – № 11(4). – С. 590-591.
3. Чернега В.С., Глуховская-Степаненко Н.П., Еременко А.Н., Еременко С.Н. Оценка скорости фрагментации мочевого камня при контактной литотрипсии гольмиевым лазером. Урология, 2018, №5. – с.37-40.
4. Чернега В.С., Глуховская-Степаненко Н.П., Еременко С.Н., Еременко А.Н. Сетевая модель для оценки длительности медицинского технологического процесса лазерной контактной литотрипсии // Врач и информационные технологии, 2018, №4.- с.75-82.

О возможности применения метода терагерцовой газовой спектроскопии высокого разрешения для медицинской диагностики на основе анализа выдыхаемого воздуха и паров биологических жидкостей

¹ Вакс В.Л., ¹ Домрачева Е.Г., ¹ Черняева М.Б., ¹ Приползин С.И., ¹ Анфертьев В.А.

¹ ИФМ РАН филиал ФИЦ ИПФ РАН,
ГСП-105, Нижний Новгород, 603950 Россия
masha@ipmras.ru

Аннотация: Представлены результаты анализа компонентного состава газовых и паров жидкостных (моча, кровь) образцов выделений человеческого организма с использованием метода терагерцовой газовой спектроскопии высокого разрешения. Выявлен ряд веществ, которые могут являться маркерами некоторых социально-значимых заболеваний (диабет). Представленный подход является перспективным для создания метода неинвазивной медицинской диагностики социально-значимых заболеваний.

1. Введение

Одним из подходов с принципиально новыми возможностями в диагностике и лечении социально-значимых заболеваний (диабет, онкологические заболевания) является метаболомика – область науки, изучающая конечные и промежуточные продукты обмена веществ в биологической системе (клетка, орган или организм в целом). Метаболомика может выявить метаболиты, которые играют большую роль в диагностике и прогнозе заболевания. Объектами, содержащими конечные и промежуточные продукты обмена веществ в человеческом организме и используемыми для выявления метаболитов, появляющихся при заболеваниях и патологиях, являются кровь, моча, слюна, выдыхаемый воздух и компоненты содержимого желудочно-кишечного тракта.

В процессе выполнения начатого в 2004 г. проекта Human Metabolome Project (HMP) (Канада) были идентифицированы и определены количественно сотни метаболитов в различных биологических жидкостях организма, а также дополнена и проверена информация о ранее выявленных метаболитах. Была создана электронная база данных общего пользования Human Metabolome Database (HMDB) [1]. В настоящий момент в ней содержатся сведения о более чем 7900 метаболитах организма человека, выявленных в крови, моче, поте и пр. Созданы базы данных метаболитов в соответствии с их обнаружением в выделениях человеческого организма, например, база данных сыворотки крови (Serum Metabolome Database (SMDb)) [2], где собраны данные для 4229 метаболитов сыворотки/плазмы крови, с соответствующей им концентрацией и возможной связью с заболеваниями.

Разработка методов анализа компонентного состава выдыхаемого воздуха в целях медицинской диагностики проводится уже более 30 лет. На данный момент известно более 800 летучих соединений [3], которые могут присутствовать в человеческом выдохе, являющихся продуктами физиологических и биохимических процессов, происходящих в организме. Известны метаболиты, свидетельствующие о наличии отдельных патологических состояний. Перспективным направлением является комплексное исследование содержания метаболитов патологических состояний в выдохе пациента и его биологических жидкостях (моча, слюна и др.). [4]

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Объектами исследований являлись выдыхаемый человеком воздух и биологические жидкости (моча, кровь). Образцы были взяты как у условно здоровых добровольцев, так и у людей, имеющих диагностированное заболевание (диабет).

Для проведения анализа многокомпонентных газовых смесей биологического происхождения использовался метод нестационарной спектроскопии субТГц и ТГц частотного диапазона [5] на эффекте свободно затухающей поляризации. Суть эффекта заключается в том, что если в образце газа создается поляризация в резонансных условиях, то после вывода генератора из резонанса волна по-

ляризации будет излучать ту же самую моду поля, которая ее возбудила. Экспериментально это реализуется с помощью периодического переключения фазы или частоты зондирующего излучения, резонансно взаимодействующего со средой, что приводит к процессам нестационарного излучения и поглощения, и, как следствие, к периодическому появлению и распаду наведенной макроскопической поляризации. Спектрометры обладают наилучшим приближением к теоретическому пределу чувствительности при разрешающей способности, ограниченной лишь доплер-эффектом и могут регистрировать быстротекущие процессы. Чувствительность сохраняется при существенном понижении давления газа (до сотых и тысячных долей тора) и составляет в сканирующем режиме порядка 0.2 ppb. Приборы могут быть реализованы в двух видах: спектрометр с фазовой манипуляцией возмущающего излучения и спектрометр с быстрым свипированием частоты. Режим фазовой манипуляции позволяет проводить измерения на определенной частоте, и необходим для наблюдения за увеличением или уменьшением концентрации выбранного вещества. Режим быстрого свипирования позволяет осуществлять в режиме реального времени измерение нескольких линий поглощения одновременно и определять наличие сразу нескольких веществ.

3. Результаты анализа компонентного состава газовых и паров жидкостных образцов выделений человеческого организма

Совместно с Национальным медицинским исследовательским центром имени В. А. Алмазова проводились измерения уровня ацетона (на частотах 150534,629 МГц и 151646,597 МГц) в образцах выдыхаемого воздуха и образцах мочи, взятых у одних и тех же пациентов с диабетом второго типа. В ходе одновременного анализа образцов выдыхаемого воздуха и мочи у больных диабетом выявлено существенное превышение уровня ацетона в моче над уровнем ацетона в выдыхаемом воздухе (в отдельных случаях на порядок).

Были проведены анализы паров капиллярной крови условно здоровых добровольцев. Измерения спектра образца проводятся сразу же после его забора. Капиллярная кровь напускается в пробирку, далее проводится вакуумная откачка, вакуумная сушка (для исключения влияния паров воды) и нагрев образца, чтобы получить разложение сухого остатка. Измерения проводятся с использованием спектрометра субТГц диапазона, работающего в режиме быстрого свипирования по частоте. Сразу прописывается весь диапазон, поэтому имеется возможность обнаруживать вещества по появлению в спектре их линий поглощения. Для одного из образцов в спектре паров крови при термолизе (в течение нескольких часов), были зарегистрированы: H_2S , $\text{C}_3\text{H}_7\text{CN}$, $\text{C}_2\text{H}_5\text{CN}$, $\text{C}_4\text{H}_9\text{CN}$, CH_3OCHO , OCS , HNCO , NH_3 , $\text{C}_2\text{H}_3\text{CN}$, $\text{C}_2\text{H}_5\text{OOCN}$. Причины появления веществ в смеси при термическом разложении крови требуют отдельного изучения. Например, наличие изоциановой кислоты и аммиака, возможно, обусловлено термическим разложением мочевины при нагреве выше ее температуры кипения (с разложением), составляющей 174 °С. В дальнейшем планируется продолжение исследований крови условно здоровых добровольцев, а также больных (диабетом, онкологическими заболеваниями).

4. Заключение

Представлены результаты применения метода нестационарной спектроскопии для анализа состава выдыхаемого воздуха, паров мочи, крови. Нестационарная спектроскопия субТГц и ТГц диапазонов, обладающая чувствительностью на уровне 0,2 ppb, селективностью, возможностью оценки концентраций исследуемых веществ и простотой использования, может дать уникальный метод исследования таких многокомпонентных газовых смесей, как выдыхаемый воздух или пары биологических жидкостей, для медицинской диагностики.

Работа выполнена в рамках выполнения госзадания по теме 0035-2014-0206 и при финансовой поддержке РФФИ (грант № 18-42-520050 p_a, грант №17-00-00184 КОМФИ, грант № 18-52-16017 НЦНИЛ_a).

Список литературы

1. Wishart DS, Feunang YD, Marcu A, Guo AC, Liang K, et al., *HMDB 4.0 — The Human Metabolome Database for 2018*. *Nucleic Acids Res.* 2018. Jan 4;46(D1):D608-17. 29140435
2. Psychogios N, et al. The human serum metabolome. *PLoS One.* 2011 Feb 16;6(2):e16957
3. Степанов Е В Диодная лазерная спектроскопия и анализ молекул-метаболитов (М.: Физматлит, 2009
4. A. Amann et al., The human volatilome: volatile organic compounds (VOCs) in exhaled breath, skin emanations, urine, feces and saliva // *J. Breath Res.* 2014. V.8. P.034001.
5. Vladimir Vaks, High-Precise Spectrometry of the Terahertz Frequency Range: The Methods, Approaches and Applications// *Journal of Infrared, Millimeter and Terahertz Waves.* 2012. Vol.33, N 1, P. 43-53

Полуавтоматическая система диагностики бронхиальной астмы на основе микроволновых технологий

Семерник И. В., Топалов Ф. С.

Южный федеральный университет
пер. Некрасовский, 44, Таганрог, 347922, Россия
ivsemernik@sfedu.ru

Аннотация: Представлена структура и экспериментальная реализация неинвазивной полуавтоматической системы обнаружения неоднородностей в грудной клетке человека с целью диагностики бронхиальной астмы и других бронхолегочных заболеваний. Благодаря отсутствию вредного воздействия на пациента в процессе обследования и необходимости выполнения дыхательных маневров, предлагаемая система может быть использована для обследования и продолжительного мониторинга состояния пациентов всех возрастных групп, в том числе детей раннего возраста. В работе представлены результаты радиочастотного сканирования СВЧ-сигналами различной частоты грудной клетки с неоднородностями различного рода и размера, имитирующих наличие инородного тела в грудной клетке пациента, а также накопление излишнего количества мокроты..

1. Введение

Бронхиальная астма - это хроническое заболевание лёгких, поражающее людей всех возрастных групп. Согласно статистике, сегодня в мире выявлено более 300 млн случаев заболевания бронхиальной астмой различной степени тяжести. Распространенность заболевания бронхиальной астмой в различных странах достигает почти 20 % от всего населения. Кроме того, по оценкам экспертов количество больных бронхиальной астмой в дальнейшем будет только расти. Особую озабоченность вызывает высокая степень распространения бронхолегочных заболеваний, в частности бронхиальной астмы, среди детей раннего возраста. Поэтому разработка новых методов и устройств диагностики и лечения бронхиальной астмы, особенно у детей раннего возраста, является очень актуальной задачей.

В настоящей работе представлена структура полуавтоматической системы неинвазивной безвредной диагностики бронхиальной астмы, основанной на радиочастотном сканировании грудной клетки пациента СВЧ зондирующим гармоническим сигналом заданной частоты и последующем анализе распределения коэффициента прохождения СВЧ-сигнала [1]. Представленная система является безвредной, неинвазивной и не требует выполнения пациентом дыхательных маневров, поэтому может применяться для обследования пациентов всех возрастных групп, в том числе детей раннего возраста.

2. Методы исследования и полученные результаты

Ранее авторами была предложена к обсуждению научным сообществом структура и практическая реализация макета автоматической системы обнаружения патологических изменений в грудной клетке человека с целью диагностики бронхиальной астмы [2, 3], в основе которой лежит методика радиочастотного сканирования грудной клетки СВЧ-сигналами с частотой в пределах диапазона от 1100 до 1500 МГц [1].

В предложенной системе радиочастотное сканирование осуществлялось с помощью системы точного позиционирования излучающего модуля с помощью специальных направляющих и набора шаговых двигателей с микроконтроллерным управлением.

Однако данный вариант реализации системы диагностики обладает массогабаритными показателями, позволяющими применять его исключительно в стационарных медицинских центрах. С целью упрощения и улучшения массогабаритных показателей была предпринята попытка исключить сложную систему точного позиционирования и заменить ее компактным портативным модулем. В качестве альтернативы системе позиционирования был выбран лазерный датчик смещения ADNS-9500. Компактная печатная плата с указанным датчиком была интегрирована в излучающую антенну-аппликатор с целью получения информации о положении излучающего модуля в каждый момент времени. В отличие от автоматической системы диагностики в данном случае радиочастотное скани-

рование осуществляется путем перемещения излучающего модуля вручную по поверхности грудной клетки.

Полученные результаты радиочастотного сканирования фантома грудной клетки человека с включенными неоднородностями различного рода с помощью СВЧ-сигналов различной частоты позволяют сделать вывод о возможности применения предлагаемой системы определения положения излучающей антенны-аппликатора с помощью лазерного датчика смещения.

4. Заключение

Предложена структура полуавтоматической неинвазивной системы обнаружения неоднородностей в грудной клетке человека с целью диагностики бронхиальной астмы и других бронхолегочных заболеваний, а также рассматривается практическая реализация описанной системы диагностики.

Благодаря более простой и компактной системе позиционирования излучающего модуля, основанной на компактном лазерном датчике смещения, полуавтоматическая система неинвазивной диагностики обладает лучшими массогабаритными показателями по сравнению с автоматизированной системой, и, соответственно, существенно меньшей стоимостью. Это позволяет обеспечить широкое распространение подобной системы диагностики бронхолегочных заболеваний в небольших отдаленных фельдшерских пунктах, либо оснастить подобной системой машины скорой помощи.

Достоинствами применяемого метода радиочастотного сканирования является простота реализации и выполнения обследования, полное отсутствие вредного воздействия на пациента, отсутствие необходимости выполнения дыхательных или иных маневров, возможность реализации как сложных систем диагностики и мониторинга состояния пациента, так и простых устройств для домашнего использования.

Указанные преимущества позволяют рассматривать настоящую методику в качестве основы современной безвредной системы неинвазивной диагностики бронхиальной астмы и других бронхолегочных заболеваний, и мониторинга состояния пациента любой возрастной категории, в том числе детей раннего возраста.

Список литературы

1. Семерник И.В., Семерник О.Е., Демьяненко А.В., Лебеденко А.А. Методика неинвазивной диагностики бронхиальной астмы у пациентов всех возрастных групп на основе микроволновых технологий // Медицинская техника. – 2017, № 2. – С. 35-38.
2. И. В. Семерник, А. В. Демьяненко, Ф. С. Топалов, Я. В. Невструев, О. Е. Семерник, А. А. Лебеденко. Автоматизированная система ранней диагностики патологических изменений в бронхолегочной системе на основе радиочастотного сканирования. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2019. № 3. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/mar19/6/text.pdf>
3. I. V. Semernik, A. V. Dem'yanenko, F. S. Topalov, O. E. Semernik, A. A. Lebedenko. Complex System for Monitoring the Patient's Condition and Diagnosis of Bronchial Asthma. Journal of Biomedical Physics and Engineering. DOI: <https://doi.org/10.31661/jbpe.v0i0.1022>

Модуль приема и обработки СВЧ-сигнала для системы диагностики бронхиальной астмы

Семерник И. В., Демьяненко А. В., Топалов Ф. С.

Южный федеральный университет
пер. Некрасовский, 44, Таганрог, 347922, Россия
ivsemernik@sfedu.ru

Аннотация: Представлены результаты проектирования и разработки модуля приема и обработки СВЧ-сигнала, предназначенного для приема сигнала, прошедшего через грудную клетку пациента, и его первичной обработки в составе системы диагностики бронхиальной астмы и других бронхолегочных заболеваний.

1. Введение

Согласно статистическим исследованиям до настоящего времени во всем мире диагноз – бронхиальная астма поставлен более, чем 300 млн человек. В связи с вышесказанным разработка новых методов и устройств, предназначенных для диагностики и лечения бронхиальной астмы, в том числе и у детей раннего возраста, является очень актуальной задачей.

В настоящее время известно большое количество научных исследований, областью интересов которых является применение современных технологий для диагностики, лечения и контроля широкого спектра различных заболеваний [1], в том числе и бронхиальной астмы [2], что свидетельствует об актуальности и перспективности данного направления исследований. Применение современных технологий способно не только облегчить и ускорить постановку правильного диагноза, но также и расширить сферу доступности качественных медицинских услуг в малонаселенные и отдаленные территории.

В настоящей работе представлены результаты разработки модуля приема и обработки СВЧ-сигнала, предназначенного для использования в составе системы неинвазивной диагностики бронхиальной астмы и других бронхолегочных заболеваний. Представлена структурная схема модуля, его практическая реализация, а также результаты экспериментальных исследований с применением разработанного модуля приема и обработки СВЧ-сигнала.

2. Методы исследования и полученные результаты

Основой автоматизированной системы диагностики [3, 4] бронхиальной астмы и других бронхолегочных заболеваний является комбинация излучающего модуля, формирующего СВЧ-сигнал и излучающего его с помощью антенны-аппликатора, и модуля приема и обработки сигнала, детектирующего СВЧ-сигнал заданной частоты и осуществляющего его аналого-цифровое преобразование, первичную обработку и отправку на устройство обработки (ПК, сервер медицинского центра и пр.).

Модуль приема и обработки сигнала состоит из аналогового СВЧ-тракта, осуществляющего фильтрацию, усиление и детектирование СВЧ-сигнала, электрически коммутируемой матрицы антенн-аппликаторов, переключение элементов которой осуществляется в зависимости от положения излучающего модуля, и цифровой схемы, осуществляющей переключение элементов матрицы антенн-аппликаторов, аналого-цифровое преобразование принятого сигнала и его первичную обработку и передачу в устройство обработки и визуализации результатов по проводному интерфейсу (либо по беспроводному интерфейсу, в зависимости от удаленности системы диагностики и устройства обработки и визуализации результатов обследования).

Приемная антенная система реализована в виде матрицы антенн-аппликаторов с целью устранения необходимости перемещения приемной антенны по спине пациента. В данном случае перемещение антенны заменяется своевременным переключением антенны-аппликатора, которая в каждый момент времени осуществляет прием СВЧ-сигнала.

Управление электропитанием элементов модуля, а также переключением элементов матрицы антенн-аппликаторов, осуществляется собственным микроконтроллером ATmega8. Выбор одного из

элементов матрицы осуществляется после получения номера элемента от управляющего ПК, который определяет указанный номер по положению излучающего модуля, определенному с помощью системы позиционирования.

Микроконтроллер модуля приема и обработки сигнала осуществляет аналого-цифровое преобразование постоянного напряжения с выхода одного из трех детекторов и отправляет результат в ПК через интерфейс USB. Для повышения точности преобразования в схему модуля включен высокостабильный маломощный источник опорного напряжения, выполненный на специализированной микросхеме ADR3420.

Экспериментальное исследование прохождения СВЧ-сигналов через фантом грудной клетки человека проводилось на основе разработанного ранее авторами фантома грудной клетки с возможностью включения в него различного рода неоднородностей, как резкого характера – имитирующих наличие инородного тела, например, металлического предмета, так и имитирующих наличие излишнего количества мокроты в легких пациента.

Управление функциональными частями системы диагностики, а также обработка и визуализации результатов радиочастотного сканирования осуществлялись с помощью программного обеспечения, реализованного в MATLAB.

Неоднородность, имитирующая наличие мокроты в легких человека отчетливо отображается на результатах радиочастотного сканирования грудной клетки СВЧ-сигналом с частотой 1250 МГц и 1350 МГц. На более низких частотах (1150 МГц и менее) вследствие протяженности неоднородности вдоль оси Z (перпендикулярной поверхности грудной клетки) наблюдается искажение формы неоднородности. При сканировании фантома грудной клетки СВЧ-сигналом с более высокой частотой (1450 МГц и более) на результатах сканирования обнаруживаются только границы неоднородности. Точное определение формы и размеров неоднородности при этом затруднено. В связи с этим использование более высоких частот зондирующего СВЧ-сигнала нецелесообразно.

4. Заключение

Представлена практическая реализация макета модуля приема и обработки СВЧ-сигнала автоматической системы неинвазивной безвредной диагностики бронхиальной астмы и других бронхолегочных заболеваний, основанной на радиочастотном сканировании грудной клетки пациента с помощью гармонического СВЧ-сигнала заданной частоты.

Полученные результаты экспериментального исследования свидетельствуют о возможности применения разработанного модуля приема и обработки СВЧ-сигнала для обнаружения неоднородностей в грудной клетке человека с целью диагностики бронхиальной астмы. Результаты радиочастотного сканирования позволяют оценить форму и размеры неоднородности, а также определить его локализацию.

Список литературы

1. Казанцев А.П., Сенин А.А., Пономарева Ю.Н., Мочалова М.Н., Прошин Е.М. Подход к созданию массовой телемедицинской технологии домашнего мониторинга плода. Биомедицинская радиоэлектроника, 2015, № 5, С. 37-45.
2. Vitacca M, Montini A, Comini L. How will telemedicine change clinical practice in chronic obstructive pulmonary disease? *Therapeutic Advances in Respiratory Disease*, 2018, Vol. 12, pp. 1-19. DOI: 10.1177/1753465818754778
3. И. В. Семерник, А. В. Демьяненко, Ф. С. Топалов, Я. В. Невструев, О. Е. Семерник, А. А. Лебеденко. Автоматизированная система ранней диагностики патологических изменений в бронхолегочной системе на основе радиочастотного сканирования. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2019. № 3. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/mar19/6/text.pdf>
4. I. V. Semernik, A. V. Dem'yanenko, F. S. Topalov, O. E. Semernik, A. A. Lebedenko. Complex System for Monitoring the Patient's Condition and Diagnosis of Bronchial Asthma. *Journal of Biomedical Physics and Engineering*. DOI: <https://doi.org/10.31661/jbpe.v0i0.1022>

Трехмерная упрощенная электродинамическая модель грудной клетки человека

¹Демьяненко А. В., ¹Невструев Я. В., ²Семерник О. Е.

¹Южный федеральный университет
пер. Некрасовский, 44, Таганрог, 347922, Россия
ivsemernik@sfedu.ru

²Ростовский государственный медицинский университет
пер. Нахичеванский, 29, Ростов-на-Дону, 344022, Россия
semernick@mail.ru

Аннотация: Представлены результаты разработки доступной трехмерной электродинамической модели грудной клетки человека в здоровом состоянии и при наличии различных патологий, вызванных бронхолегочными заболеваниями. Выполнено моделирование и экспериментальное исследование распространения электромагнитных волн в грудной клетке человека с целью разработки высокотехнологичных безвредных неинвазивных методов, устройств и автоматизированных системы диагностики заболеваний бронхолегочной системы, основывающихся на современных микроволновых технологиях.

1. Введение

Одну из лидирующих позиций в списке наиболее распространенных заболеваний занимают респираторные заболевания, наиболее серьезные из которых – бронхиальная астма и пневмония. Несмотря на современные научные достижения до настоящего времени не разработаны методы и устройства, позволяющие осуществлять безвредную неинвазивную диагностику изменений в бронхолегочной системе, вызванных заболеванием.

С каждым годом в медицине радио- (РЧ) и сверхвысокочастотное (СВЧ) излучение используется более активно [1]. Основными областями применения СВЧ-излучения являются измерение содержания жидкости в тканях человека, обнаружение рака молочной железы, исследование движения артериальной стенки, наблюдение сердечной и нервной активности, а также неинвазивная терапия, осуществляющаяся путем нагрева тканей при воздействии СВЧ-излучения [2-4]. Однако, коммерчески доступного устройства, которое бы позволило осуществлять неинвазивную диагностику заболеваний бронхолегочной системы, на основе СВЧ-методов, в настоящее время нет.

Для разработки современных высокотехнологичных методов диагностики заболеваний бронхолегочной системы, а также автоматизированных систем диагностики заболеваний и мониторинга состояния пациентов, необходимы электродинамические модели, на основе которых будет проводиться разработка самих методов, а также апробация и проверка эффективности устройств диагностики, реализующих указанные методы. Кроме того, необходимо проведение фундаментальных исследований распространения радиоволн и СВЧ-сигналов различных типов в грудной клетке человека в здоровом состоянии и при наличии той или иной патологии.

В настоящей работе представлены результаты научного исследования, направленного на разработку доступных электродинамических моделей грудной клетки человека в здоровом состоянии и при наличии различных патологий, вызванных бронхолегочными заболеваниями, а также моделирование и экспериментальное исследование распространения электромагнитных волн и СВЧ-сигналов различного типа, в том числе синусоидальных, импульсных и хаотических, в грудной клетке человека с целью разработки высокотехнологичных безвредных неинвазивных методов, устройств и автоматизированных системы диагностики заболеваний бронхолегочной системы, основывающихся на современных микроволновых технологиях.

2. Методы исследования и полученные результаты

Для разработки трехмерных электродинамических моделей использованы методы синтеза электродинамических моделей по эмпирическим данным, полученным в ходе статистического анализа результатов рентгенографического исследования, МРТ- и КТ-исследования грудной клетки человека

в здоровом состоянии и при наличии патологических изменений, вызванных бронхолегочными заболеваниями.

Комплексное обследование пациентов с бронхолегочной патологией (острый простой бронхит, обструктивный бронхит, бронхиолит, различные формы внебольничных пневмоний и бронхиальной астмы) с применением стандартных методик (изучение клинико-anamnestических данных, исследование лабораторных параметров, рентгенологическое обследование, пикфлоуметрия, спирография, бодиплетизмография) позволяет получить данные для разработки трехмерных электродинамических моделей грудной клетки человека в здоровом состоянии и при наличии патологий различной степени тяжести.

На основании данных обследования и анализа определены габаритные параметры тканей и органов, составляющих грудную клетку. Таким образом, габаритные параметры трехмерных электродинамических моделей максимально приближены к реальным параметрам грудной клетки человека.

Электрофизические параметры тканей и органов в электродинамической модели грудной клетки человека соответствуют реальным значениям указанных параметров тканей тела человека, что обеспечивает близость результатов моделирования к реальным условиям, наблюдаемым в процессе экспериментального исследования.

Для реализации поставленной задачи используются методы электродинамического моделирования электромагнитных полей с применением современных систем автоматизированного проектирования (САПР), в том числе CST STUDIO.

Моделирование распространения электромагнитных волн выполнено в диапазоне частот от 500 МГц до 10000 МГц. Таким образом, в процессе моделирования и экспериментального исследования перекрыт весь диапазон частот зондирующих сигналов [5], в пределах которого возможно обеспечить точную локализацию изменений в паренхиме легких человека, вызванных тем или иным заболеванием, и безвредную диагностику заболеваний бронхолегочной системы.

Для подтверждения полученных результатов моделирования выполнено их сопоставление с данными, полученными в ходе экспериментальных исследований.

Анализ распространения электромагнитных волн СВЧ-диапазона в модели и экспериментальном фантоме грудной клетки человека позволит определить их эффективность для неинвазивной диагностики бронхолегочных заболеваний и разработать соответствующие методы и устройства диагностики.

3. Заключение

Представлена трехмерная электродинамическая модель грудной клетки человека с детализацией, достаточной для выполнения апробации проектируемых составных частей устройств диагностики и мониторинга, основанных на применении электромагнитного излучения. Степень детализации ограничена пригодностью для дальнейшего изготовления фантома грудной клетки человека в здоровом состоянии и при наличии патологий с применением технологий 3D-печати.

Полученные результаты электромагнитного моделирования, свидетельствуют о возможности применения предлагаемой модели грудной клетки человека для апробации методов и устройств диагностики и мониторинга состояния пациента, страдающего бронхолегочными заболеваниями, в основе которых лежит использование электромагнитного излучения.

Список литературы

1. S. Ahdi Rezaeieh, A. Zamani, K. S. Bialkowski, A. Mahmoud, A. M. Abbosh. Feasibility of Using Wideband Microwave System for Non-Invasive Detection and Monitoring of Pulmonary Oedema // Scientific Reports, 2015, Vol. 5, pp. 1-11.
2. Соколова В.С., Климов А.Б., Гасс М.В., Свирин А.А. Прибор для исследования кровенаполнения и вентиляции лёгких // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника, 2003 г., – №5, С. 3-7.
3. И. В. Семерник, А. В. Демьяненко, Ф. С. Топалов, Я. В. Невструев, О. Е. Семерник, А. А. Лебеденко. Автоматизированная система ранней диагностики патологических изменений в бронхолегочной системе на основе радиочастотного сканирования. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2019. № 3. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/mar19/6/text.pdf>
4. I. V. Semernik, A. V. Dem'yanenko, F. S. Topalov, O. E. Semernik, A. A. Lebedenko. Complex System for Monitoring the Patient's Condition and Diagnosis of Bronchial Asthma. Journal of Biomedical Physics and Engineering. DOI: <https://doi.org/10.31661/jbpe.v0i0.1022>
5. Семерник И.В., Семерник О.Е., Демьяненко А.В., Лебеденко А.А. Методика неинвазивной диагностики бронхиальной астмы у пациентов всех возрастных групп на основе микроволновых технологий // Медицинская техника. – 2017, № 2. – С. 35-38.

Оценка жизнеспособности бактериальных клеток при их взаимодействии с бактериофагами с помощью акустического датчика

¹ Бородина И.А., ¹ Зайцев Б.Д., ² Гулий О.И.

¹Институт Радиотехники и Электроники им. В.А. Котельникова РАН, Саратовский филиал
ул. Зеленая, 38, Саратов, 410019, Российская Федерация
borodinaia@yandex.ru

²Институт Биохимии и Физиологии Растений и Микроорганизмов РАН
ул. Проспект энтузиастов, 13, Саратов, 410049, Российская Федерация

Аннотация: Представлен метод экспресс-анализа и оценки жизнеспособности бактериальных клеток непосредственно в жидкой проводящей суспензии при использовании акустического датчика на основе щелевой моды. Датчик регистрировал заражение микробных клеток специфическими бактериофагами в суспензиях с начальной проводимостью 5 - 30 мкСм/см. Время анализа составляло 5-10 минут, предел определения микробных клеток был равен 10^3 кл/мл.

1. Введение

Исследование микробного загрязнения окружающей среды является актуальной проблемой современности. Для анализа микробных клеток и оценки их жизнеспособности предпочтительны методы, позволяющие получить быстрый и достоверный результат [1-3]. Ранее было показано, что в результате инфекции микробных клеток специфичным бактериофагом происходит изменение электрофизических параметров микробной суспензии (проводимость, вязкость), которое фиксируется акустическими датчиками [4,5]. Поскольку бактериофаги инфицируют только метаболически активные микробные клетки, величина изменений параметров датчика при регистрации инфекции микробных клеток бактериофагом, может служить информационным параметром жизнеспособности бактерий. В настоящей работе исследована возможность экспресс-анализа и оценки жизнеспособности бактериальных клеток, инфицированных бактериофагом в растворах с различной проводимостью с помощью акустического датчика на основе щелевой моды в одноканальной линии задержки с поперечно-горизонтальной волной нулевого порядка [6].

2. Устройство датчика и методика эксперимента

Основным элементом датчика для анализа бактериальных клеток и оценки их жизнеспособности являлась линия задержки, изготовленная из пластины Y-X ниобата лития. На поверхности пластины были нанесены два встречно-штыревых преобразователя (ВШП) для возбуждения и приема акустической волны с поперечной горизонтальной поляризацией нулевого порядка. Жидкостной контейнер помещался над волноводом линии задержки между ВШП с заданным зазором. Дно контейнера было изготовлено из пластины Z-X+30° ниобата лития. При помощи разработанного датчика экспериментально исследовалось специфическое и неспецифическое взаимодействие «бактериальные клетки — бактериофаги» непосредственно в жидкой фазе. Для этого датчик подключался к измерителю S-параметров E5071C («Agilent», США) в режиме измерения полных потерь выходного сигнала устройства.

Первоначально измерялись характеристики датчика с ячейкой без жидкости. Было установлено наличие ярко выраженных резонансных пиков на частотной зависимости полных потерь, связанных с возбуждением щелевой моды [6]. Затем жидкостная ячейка заполнялась буферным раствором с определенной проводимостью от 5 до 30 мкСм/см, и измерялись частотные зависимости полных потерь датчика для ячейки с буферным раствором. После этого ячейку очищали, просушивали и добавляли в нее буферный раствор с клетками с определенной концентрацией и снова фиксировали показания датчика. Затем в ячейку вносили бактериофаги, и проводилось измерение полных потерь выходного сигнала датчика для суспензии клеток с бактериофагами. По измеренным зависимостям определялись частота и глубина резонансных пиков. Для оценки жизнеспособности суспензию клеток нагре-

вали до 60, 80 и 100 °С. Затем клеточную суспензию охлаждали до комнатной температуры, помещали в жидкостную ячейку и фиксировали показания датчика. После этого добавляли специфичный бактериофаг и вновь регистрировали показания датчика. Использовались бактериальные клетки с концентрацией 10^4 и 10^3 кл/мл. Проводимость буферного раствора менялась от 5 до 30 мкСм/см.

3. Полученные результаты

Было показано, что добавление к буферному раствору бактериальных клеток с различной концентрацией практически никак не влияло на частотные характеристики устройства. При последующем добавлении в ячейку бактериофагов, специфичных к исследуемому типу клеток, наблюдалось значительное изменение глубины и частоты резонансных пиков по сравнению с ячейкой, нагруженной буферным раствором с клетками (рис. 1а). Время регистрации специфического взаимодействия не превышало 10 мин.

В результате проведенных исследований были получены зависимости изменения глубины и частоты резонансных пиков на частотной зависимости полных потерь выходного сигнала датчика от проводимости буферного раствора для бактериальных клеток с различной концентрацией при специфическом взаимодействии «бактериальные клетки - бактериофаги».

Эксперименты по оценке жизнеспособности бактериальных клеток показали, что при 21 °С и после нагревания суспензии клеток до 60 °С наблюдались значительные изменения в глубине и частоте резонансных пиков при специфическом взаимодействии бактериофагов с микробными клетками. После нагревания клеток до 80 °С добавление бактериофагов к клеточной суспензии незначительно меняло глубину пиков, а частота не изменялась. После нагревания суспензии клеток до 100 °С добавление фагов не влияло на глубину и частоту резонансных пиков (рис. 1б).

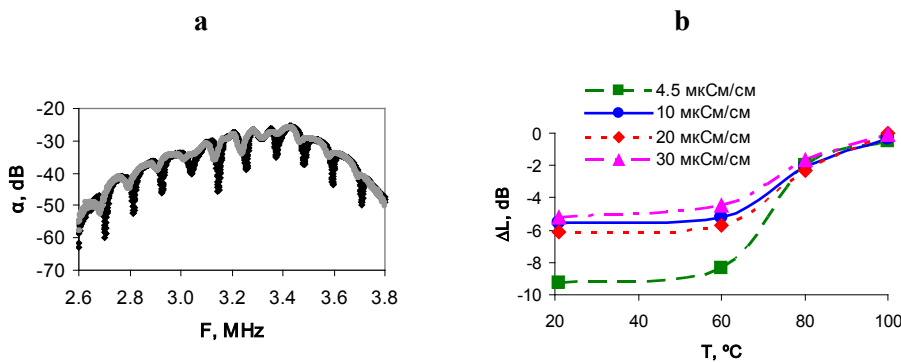


Рис. 1. (а) - Частотные зависимости полных потерь (α) датчика с ячейкой, нагруженной буферным раствором с бактериальными клетками без добавления антител (черная кривая) и после добавления специфического бактериофага (серая кривая); (б) - Зависимости изменения глубины резонансного пика (ΔL) на частоте 2.9 МГц от температуры нагрева суспензии клеток

4. Заключение

Таким образом проведенные эксперименты с акустическим датчиком на основе щелевой моды показали возможность идентификации и оценки жизнеспособности бактериальных клеток при регистрации специфического взаимодействия «бактериальные клетки-бактериофаги».

Работа выполнена при частичной финансовой поддержке гранта РФФИ №19-07-00304.

Список литературы

1. S. Chen, Y.F. Cheng, Biosensors for bacterial detection // Int J Biosen Bioelectron. 2017. 2(6). P. 197-199.
2. A. Ebrahimi, M.A. Alam Evaporation-induced stimulation of bacterial osmoregulation for electrical assessment of cell viability // Proc. Natl. Acad. Sci. USA. 2016. 113 (26). P. 7059-7064.
3. I. Gutiérrez-Del-Río, L. Marín, J. Fernández, M. Álvarez San Millán, F.J. Ferrero, M. Valledor, J.C. Campo, N. Cobián, I. Méndez, F. Lombó, Development of a biosensor protein bullet as a fluorescent method for fast detection of *Escherichia coli* in drinking water. PLoS One. 13(1) (2018) e0184277. doi: 10.1371/journal.pone.0184277
4. Гулий О.И., Зайцев Б.Д., Бородин И.А., Теплых А.А., Игнатов О.В. Акустический метод анализа бактериальных клеток // Биофизика. 2016. Т. 61. № 4. С. 744-757.
5. Borodina I., Zaitsev B., Teplykh A., Guliy O., Shikhabudinov A. The acoustic sensor for bacterial cell detection in conductive suspensions // Proceedings of 2016 IEEE Ultrasonics Symposium. 2016. Sept. 18-21. Tours. France. DOI: 10.1109/ULTSYM.2016.7728750.
6. I.A. Borodina, B.D. Zaitsev, I.E. Kuznetsova, A.A. Teplykh, Acoustic Waves in a Structure Containing Two Piezoelectric Plates Separated by an Air (Vacuum) Gap // IEEE Trans. on Ultrason., Ferroelectr. and Freq. Contr., 2013, V. 60 (12), P. 2677-2681.

Взаимодействия электромагнитного поля ближней зоны с биологическими средами

Запасной А.С., Беличенко В.П., Якубов В.П., Мироньчев А.С., Завьялова К.В.

Национальный исследовательский Томский государственный университет
проспект Ленина, 50, Томск, 634050, Россия
zas_rff@live.com

Биологические ткани и среды представляют собой очень сложные объекты для исследования, трудности их диагностики обусловлены как сильным поглощением излучения в биологической ткани, так и её сложным строением. Из работ [1-4] известно, что в перекрывающихся ближних полях, порождаемых распределенными в пространстве системами излучателей, имеют место интересные интерференционные эффекты, обуславливающие появление специфических эванесцентных потоков энергии. В этой связи значительный интерес представляет исследование особенностей фазовой структуры поля в зоне перекрытия этих полей, а также и вне нее.

В работе рассматриваются особенности фазового состояния поля в области перекрытия эванесцентных полей двух активных зондов электрического типа. Как оказывается при использовании подобной конфигурации, выделяются два неизлучающих интерференционных потока энергии, характеризующиеся разной зависимостью от разности начальных фаз токов в зондах. Показано, что именно эти потоки ответственны за особенности фазового состояния суммарного поля. Динамика изменения фазы поля изучена на примере упрощенной модели активных ближнеполюсных зондов: разнесенные в пространстве и коллинеарные два электрических вибратора (рис. 1).

Задача данного исследования показать наличие фазового перехода электромагнитного поля в ближней зоне и изучить пространственное положение, на которой он происходит. Именно с использованием особенностей этого перехода мы связываем возможность получения дополнительной информации о диагностируемой биологической ткани или среде.

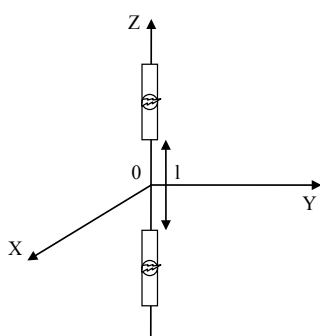


Рис. 1 Геометрия задачи

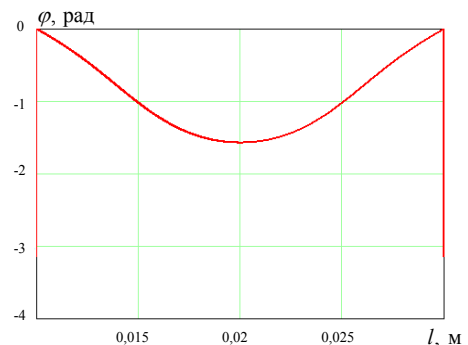
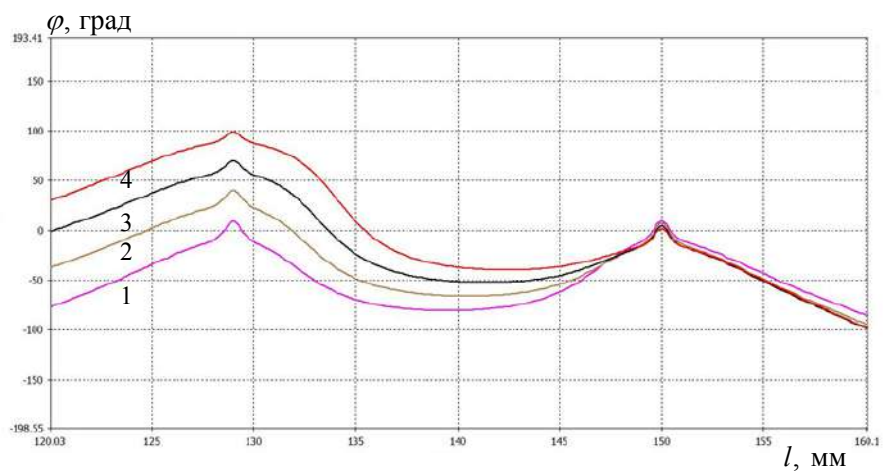


Рис. 2 Поведение фазы компоненты E_z суммарного поля двух вибраторов в ближней зоне

Параметры расчета: длина волны $\lambda = 0,03$, длина вибраторов $l = \lambda / 20$, расстояние d между вибраторами выбрано исходя из соотношения $d = 4l^2 / \lambda$. Также предполагалось, что токи в вибраторах меняются по синусоидальному закону, а расчетные формулы для полей в ближней зоне были взяты из [5]. Интерес к такому исследованию связан с тем обстоятельством, что два близко расположенных активных зонда могут создавать в промежутке между ними суммарные поля фазами которых можно управлять путем изменения электрической длины промежутка между зондами. Это может иметь существенное значение в проблеме ближнеполюсного зондирования биологических тканей и сред, поскольку современная ближнеполюсная диагностика уже обеспечена инструментарием, позволяющим измерять не только традиционные параметры (коэффициент отражения от исследуемого образца, сдвиг резонансной частоты, добротность), но и фазу ближнего поля. Рис. 2 иллюстрирует поведение фазы компоненты E_z электрического поля в промежутке между торцами двух коллинеарных

электрических вибраторов. Этот случай интересен в том отношении, что именно продольная компонента электрического поля является доминирующей в ближней зоне излучающей системы. Поэтому в ряде реальных конструкций для ближнепольной диагностики предпринимались меры, направленные на её максимизацию. Можно отметить вполне прогнозируемую симметричность кривой, отображающей поведение фазы. Интересной же особенностью является практически постоянное (нулевое) значение фазы в пределах небольшого интервала, включающего в себя центральную часть промежутка между вибраторами. Для проверки достоверности полученных результатов было проведено дополнительное численное моделирование с использованием пакета программ CST Microwave Studio (рис. 3). На рис. 3б представлены зависимости фазы поля в промежутке между диполями от разности начальных фаз токов вибраторов: 1 – фазы вибраторов совпадают; 2 – разность фаз составила 30° ; 3 – 60° и 4 – 90° . Видно, что при одинаковых фазах токов в диполях поведение фазы поля качественно совпадает с результатами математического расчета. Область, где фаза имеет постоянное значение, может изменять свое положение смещаясь от верхнего излучателя к нижнему и наоборот в зависимости от разности начальных фаз токов в излучателях. Таким образом, демонстрируется возможность эффективного управления фазовой структурой электрического и магнитного полей в пределах зоны перекрытия эванесцентных полей двух активных зондов.



а) вибраторы

б) поведение фазы поля в промежутке между диполями

Рис. 3 Моделирование в CST Microwave Studio

С использованием строгого математического расчета и численного моделирования продемонстрирована возможность эффективного управления фазовой структурой электрического и магнитного полей, а также разностью фаз этих полей, в пределах зоны перекрытия эванесцентных полей двух активных зондов. Отмечено, что выявленные особенности фазовой структуры полей могут найти применение в задачах ближнепольной диагностики биологических сред и объектов.

Список литературы

1. Maeda S., Diamant P. Power flow between adjacent electric dipoles // IEEE Antennas and Propag. Magazine. 2003. V. 44. No. 6. P. 68-76.
2. Беличенко В.П., Запасной А.С., Шестаков П.В. Управление величиной и пространственным распределением интерференционных потоков энергии в ближних полях систем идентичных излучателей // Оптика и спектроскопия. 2015. Т. 118. № 4. С. 633-636.
3. Беличенко В.П., Запасной А.С., Шестаков П.В. Роль эванесцентных полей в процессе формирования излучения комбинированных излучающих систем // Оптика и спектроскопия. 2015. Т. 118. № 4. С. 630-632.
4. Belichenko V.P., Zapasnoy A.S., Mironchev A.S., Shestakov P.V. The technology of near-field interference microwave sensing // Material Science Forum. 2016. V. 870. P. 730-734.
5. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Энергия, 1975. 266 с.

Особенности воздействия СВЧ полей на злаки

Полетаев Д. А., Шадрин А. А., Старосек А. В., Шабанова Ю. А.

Крымский федеральный университет имени В.И. Вернадского

г. Симферополь, 295007, Российская Федерация

poletaevda@cfuv.ru

Аннотация: В работе описаны результаты исследования воздействия СВЧ излучения на злаки, при котором изменяются их энергии прорастания и всхожести. Представлены описания методики проводимых экспериментов. Предложены критерии определения оптимальной длины волны СВЧ излучения, воздействующей на злаковые культуры. Представлена гипотеза о причинах изменения энергии прорастания и всхожести.

1. Введение

Злаковые культуры являются важными культурами для агропромышленных комплексов современных стран. Они применяются при изготовлении продуктов питания и кормов. Повышение урожайности злаковых культур без применения дополнительных химических удобрений и сохранении существующего режима орошения является актуальнейшей задачей. Однако прямые методы измерения урожайности требуют весьма длительного времени подготовки (подготовка образцов, посев, вызревание, сбор урожая). Гораздо экспресснее являются эксперименты по измерению всхожести и энергии роста злаковых культур, непосредственно связанные с их урожайностью.

В работах [1, 2] обсуждаются механизмы воздействия СВЧ электромагнитных полей на биологические объекты. Среди них выделяют: тепловой, резонансный и полевой механизмы. Степень действия теплового механизма [1] определяется, в основном, величиной мощности электромагнитной волны. Он состоит в нагревании биологического объекта, подвергаемого облучению электромагнитными волнами. Резонансный механизм [1] обнаруживается на определенных длинах волн электромагнитной волны, независимо от ее мощности. Это позволяет существенно экономить энергию, минимизируя время воздействия и его интенсивность. При полевым механизме воздействия ведущую роль играет модуль напряженности электрического поля [1]. С ростом интенсивности электромагнитной волны, доминирование полевого механизма увеличивается.

Целесообразно определить длину волны и интервал времени воздействия такой волны на злаковые культуры, с целью повышения урожайности.

Целью работы является предложение критерия определения оптимальной длины волны СВЧ излучения, воздействующей на злаковые культуры, и интервала времени такого воздействия.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Объектами исследований являлись злаки:

- 1) *ячмень*;
- 2) *пшеница*.

Облучение проводилось с использованием генераторов ГКЧ53 и Г4-141. Мощность СВЧ излучения не превышала 10 мВт. Измеряемыми параметрами злаковых культур являлись: всхожесть и энергия прорастания. Энергия прорастания находилась как процент проросших семян на 3 сутки после посева. Всхожесть рассчитывалась как процент семян, имеющих корешок не менее длины семени и росток не менее половины длины семени.

3. Результаты и обсуждение

Эксперименты по воздействию СВЧ электромагнитных полей на злаковые культуры проводились в двух диапазонах частот: 2,0 ГГц – 4,0 ГГц и 37,5 ГГц – 50 ГГц. В диапазоне частот 2,0 ГГц – 4,0 ГГц порция из 100 зерен помещалась в измеритель КСВН, равномерно заполняя волновод. Минимум КСВН на фиксированной частоте – 3,509 ГГц – соответствовал наибольшему поглощению электромагнитной энергии в зернах. Затем на этой частоте проводилось облучение зерен ячменя с разной длительностью. На рис. 1а представлены данные об энергии прорастания и всхожести ячменя при облучении на частоте 3,509 ГГц с разной длительностью: 0 с, 300 с и 900 с. В данном диапазоне, ско-

рее всего, превалирует резонансный механизм воздействия, поскольку наблюдается рост энергии прорастания и всхожести при небольших значениях мощности электромагнитной волны (не более 10 мВт). По всей видимости, локальное нагревание зерен электромагнитной волной приводит к активизации обменных процессов и ускорению темпов роста зерен. Большой промежуток времени воздействия СВЧ поля приводит к повышению энергии прорастания и всхожести. Однако требуется проанализировать также скорость роста облученных зерен. Проведение таких экспериментов планируется дополнительно.

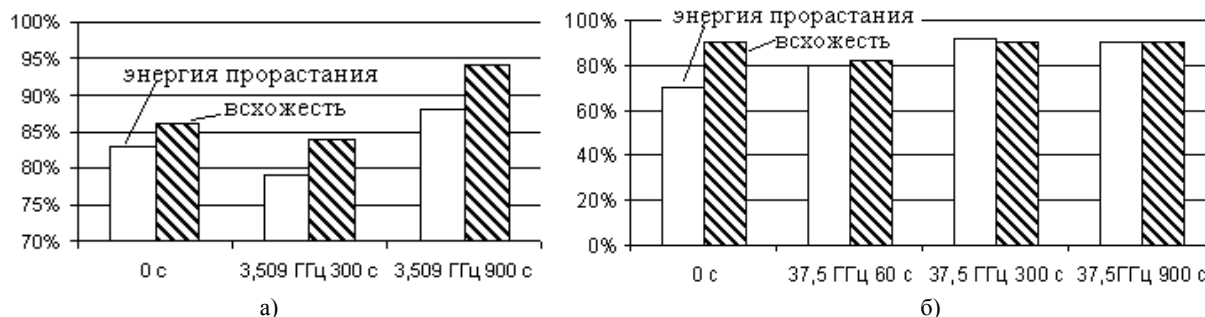


Рис 1. Данные об энергии прорастания и всхожести при облучении электромагнитной волной с частотой: а) 3,509 ГГц; б) 37,5 ГГц.

В диапазоне частот 37,5 ГГц – 50 ГГц частота облучения выбиралась исходя из сопоставления линейной длины зародыша зерна (определялась в ходе микроскопических исследований конкретного сорта злаковой культуры) и длины волны СВЧ электромагнитной волны так, чтобы четверть длины волны равнялась линейной длине зародыша зерна. Усредненное значение линейной длины зародыша зерна оказалось соответствующим частоте 37,5 ГГц. На рис. 1б представлены данные об энергии прорастания и всхожести ячменя при облучении на частоте 37,5 ГГц с разной длительностью: 0 с, 60 с, 300 с и 900 с. В диапазоне частот 37,5 ГГц – 50 ГГц превалирует резонансный механизм воздействия электромагнитных полей на биологические объекты. Действительно, соответствие линейных размеров зародышей зерен четверти длины волны падающего излучения позволяет рассматривать данные объекты как согласованные приемники СВЧ энергии. По всей видимости, локальное нагревание зародышей зерен электромагнитной волной приводит к активизации обменных процессов и ускорению темпов роста. Большой промежуток времени воздействия СВЧ поля приводит к повышению энергии прорастания и всхожести. Однако требуется проанализировать также скорость роста облученных зерен. Проведение таких экспериментов планируется дополнительно.

4. Заключение

В данной работе представлены результаты исследования воздействия СВЧ излучения на злаковые культуры, при котором изменяются энергия прорастания и всхожесть зерен. Представлены описания методики проведения экспериментов. В работе предложены критерии определения оптимальной длины волны СВЧ излучения, воздействующей на злаковые культуры.

Список литературы

1. Старостенко В. В. Воздействие мощных импульсных полей на биологические объекты и среды // Радиофизика и электроника. 2002. Т.7. № 1. С. 158-161.
2. Девятков Н.Д., Голант М.Б., Бецкий О.В. Миллиметровые волны в процессах жизнедеятельности. М.: Радио и связь, 1991. 168 с.

Применение ТГц-спектроскопии для анализа качества порошкообразных пищевых продуктов

Симонова К. В., Бадьин А. В., Дорожкин К. В., Бодажков Д. С.

*Национальный исследовательский Томский государственный университет
пр. Ленина, 36, Томск, 634050, Россия
thzlab@mail.tsu.ru*

Аннотация: Представлены результаты исследования электрофизических свойств порошкообразных пищевых продуктов в субмиллиметровом диапазоне длин волн. Методом ЛОВ-спектроскопии в диапазоне 115-258 ГГц получены спектры комплексной диэлектрической проницаемости. Отмечен рост диэлектрической проницаемости порошков со средними частицами

1. Введение

В настоящее время достигнуты значительные успехи в создании систем бесконтактной диагностики скрытых объектов, в том числе взрывчатых и наркотических веществ. Интенсивно возрастающий объем интернет-торговли заставляет почтовые службы внедрять бесконтактные системы экспресс анализа почтовых отправлений. Помимо широко распространённых систем с применением рентгеновского излучения, представляет интерес применение радиоволновых сканеров терагерцового диапазона. Их использование особенно актуально при досмотре посылок с биологическими объектами или пищевыми продуктами. За последнее десятилетие наблюдается значительный прогресс в попытках создания систем терагерцового имиджинга для контроля наличия дефектов в пищевых продуктах [1-8]. Однако для достоверной идентификации опасных веществ, прежде всего следует знать свойства распространенных пищевых продуктов, чаще всего хранящихся и транспортирующихся в сухом порошкообразном виде.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Для исследования были подготовлены десять образцов порошкообразных пищевых продуктов (Таблица 1).

Таблица 1. Порошкообразные продукты

№	Название	№	Название
1	Гидрокарбонат натрия (пищевая сода)	6	Мука пшеничная
2	Сахар тростниковый	7	Сахар тростниковый (пудра)
3	Сахар свекольный	8	Сахар свекольный (пудра)
4	Молоко сухое	9	Крахмал картофельный
5	Соль поваренная	10	Соль поваренная (пудра)

Измерения спектров прохождения и фазового сдвига производились на терагерцовом интерферометре Маха-Цандера. В качестве источника монохроматического излучения применялась лампа обратной волны (ЛОВ), работающая в диапазоне 115-258 ГГц. Детектирование прошедшего амплитудно-модулированного сигнала осуществлялось акустооптическим преобразователем (ячейкой Голея). Исследуемое порошкообразное вещество располагалось в специально разработанной ячейке, формирующий однородный плоскопараллельный слой толщиной 3,34 мм. При этом окна ячейки имели толщину 50 мкм.

3. Экспериментальные результаты

На рис.1. представлены измеренные частотные зависимости коэффициента прохождения для порошкообразных продуктов. Стоит отметить, что йодированная соль, тростниковый сахар, свекольный сахар (пудра), пшеничная мука и картофельный крахмал обладают наибольшим коэффициентом затухания в полосе частот 115-258 ГГц.

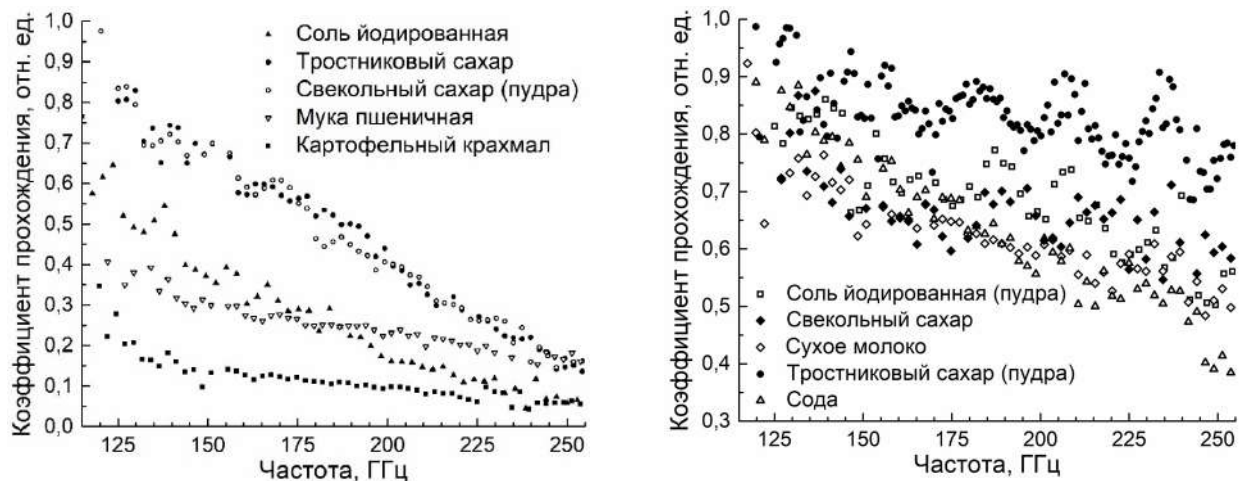


Рис. 1. Частотные зависимости коэффициента прохождения порошкообразных продуктов

Из полученных спектров прохождения и фазового сдвига была рассчитана комплексная диэлектрическая проницаемость исследуемых порошкообразных продуктов.

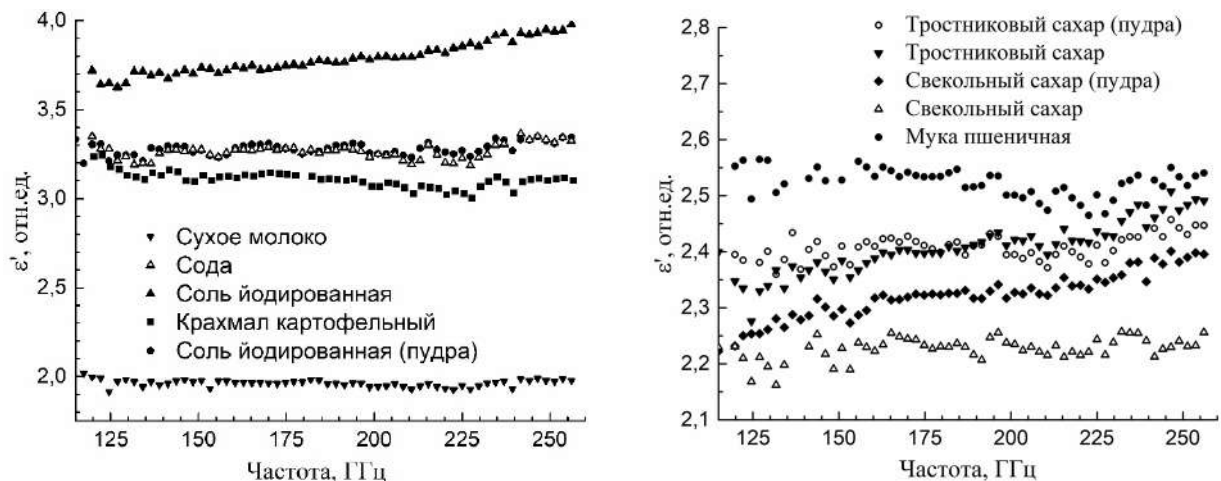


Рис. 2. Спектры комплексной диэлектрической проницаемости порошкообразных продуктов: (а) действительная часть; (б) мнимая часть.

Мнимая часть диэлектрической проницаемости исследованных продуктов составила менее 0,05.

4. Заключение

В докладе представлена техника определения спектров диэлектрической проницаемости порошкообразных продуктов терагерцовым квазиоптическим методом. Для тростникового сахара отмечен рост действительной части диэлектрической проницаемости на 9% в диапазоне частот 115–258 ГГц.

Список литературы

1. Borimova A.A., Gerasimova O. V., Tsyarkin A.N. Technique for determining whether there are food colorings in powdered children's food, using terahertz spectroscopy // J. Opt. Technol. 2015. T. 82. № 11. С. 755-759.
2. Lee D.K. et al. Highly sensitive and selective sugar detection by terahertz nano-antennas // Sci. Rep. Nature Publishing Group. 2015. T. 5. С. 1–7.
3. Ok G. et al. High-performance sub-terahertz transmission imaging system for food inspection // Biomedical optics express. 2015. T. 6. № 5. С. 1929-1941.
4. Ung B.S.-Y. et al. Towards quality control of food using terahertz // Proc. SPIE. 2007. T. 6799. С. 67991E–67991E–4.
5. Jördens C., Rutz F., Koch M. Quality Assurance of Chocolate Products with Terahertz Imaging // Measurement. 2006. C. 1–8.
6. Redo-Sanchez A. et al. Assessment of terahertz spectroscopy to detect antibiotic residues in food and feed matrices // Analyst. 2011. T. 136, № 8. С. 1733–1738.
7. Khan U., Afsar M.N., Nguyen N. Millimeter and Submillimeter Wave Dielectric Measurements of Household Powders Using Fourier Transform Spectroscopy // Instrum. Meas. Technol. Conf. 2006. IMTC 2006. Proc. IEEE. 2006. № 4. С. 2209–2213.
8. Qin J., Ying Y., Xie L. The detection of agricultural products and food using terahertz spectroscopy: A review // Appl. Spectrosc. Rev. 2013. T. 48. № 6. С. 439–457.

Исследование возможности повышения чувствительности СВЧ радиометра

Лучинин А. С., Малыгин И.В.

Институт радиоэлектроники и информационных технологий
Уральский федеральный университет им. Б.Н.Ельцина
ул. Мира, 19, Екатеринбург, 620002, Россия
pit_pit2@mail.ru

Аннотация: Представлены результаты исследования чувствительности различных типов квадратичных детекторов для микроволнового радиометра, как вместе с малошумящим усилителем, так и без него. Разработан и исследован малошумящий усилитель с коэффициентом усиления 60 дБ и полосой пропускания 1 ГГц на центральной частоте 4 ГГц.

1. Введение

Измерение энергии микроволнового излучения с помощью радиометров известно более 80 лет. [1-3]. Микроволновые радиометры нашли широкое применение в медицинских, астрофизических и некоторых других научных областях. Важнейшими характеристиками, обеспечивающих точность измерений, являются коэффициент усиления малошумящего усилителя и чувствительность детектора. В процессе работы был спроектирован малошумящий усилитель с коэффициентом усиления 60 дБ, а также исследованы три типа детекторов – на диодах Шоттки HSMS-2862, логарифмический детектор на микросхеме AD8318, детектор на микросхеме IAM-91563.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Малошумящий усилитель создан по трехкаскадной схеме на микросхемах MGA-86576. Между каскадами размещены полосовые фильтры, рассчитанные на полосу пропускания 1 ГГц при центральной частоте 3.8 ГГц. Характеристики двух образцов фильтров показаны на рис.1.

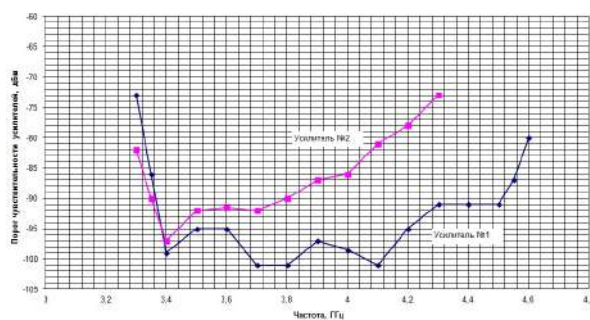


Рис. 1. Шумы двух усилителей СВЧ с детекторами на выходах (детектор на HSMS-2862).

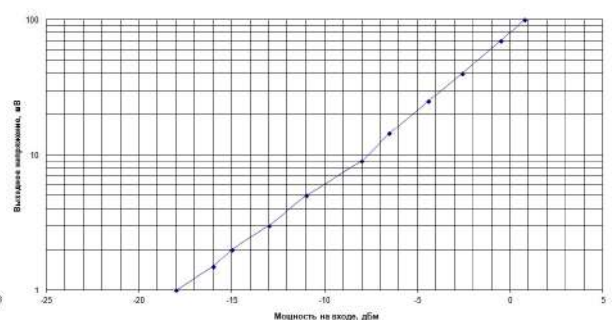


Рис. 2. Детекторная характеристика детектора на основе микросхемы IAM 91563.

Порог (на рис.1.) определяется по минимальной мощности входного сигнала с импульсной модуляцией (частота 3 кГц, скважность 2). Характеристики детекторов (рис. 2-4.) были измерены на центральной частоте 4 ГГц при импульсной модуляции входного сигнала с частотой 3 кГц, скважностью 2.

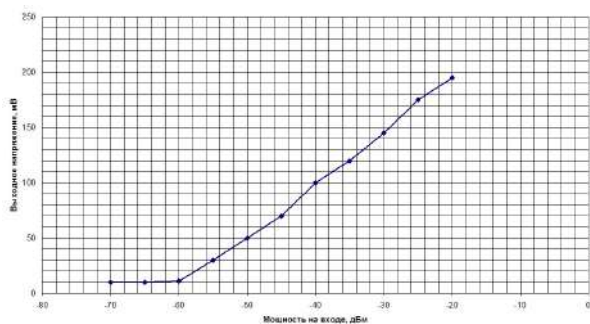


Рис.3. Детекторная характеристика детектора на основе логарифмического усилителя AD8318.

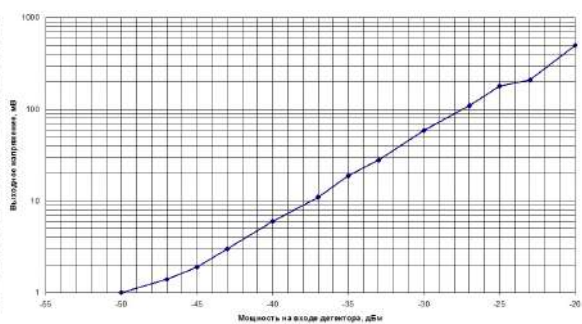


Рис. 4. Детекторная характеристика детектора на основе диодов Шоттки HSMS-2862.

3. Заключение

В процессе работы были созданы и исследованы маломощный усилитель и три типа квадратичных детекторов. Детектор на основе микросхемы IAM-91563 обладает худшей характеристикой из исследованных образцов – на рабочей частоте его чувствительность не превышает -18 дБмВт. Логарифмический детектор на основе микросхемы AD8318 обладает лучшей характеристикой. В процессе измерений была подтверждена чувствительность, указанная в документации, – не хуже – 60 дБмВт. Подтвердились в процессе эксперимента характеристики детектора на диодах Шоттки HSMS-2862 – не хуже – 55 дБмВт. Диодный детектор был включен по схеме с удвоением и смещением.

Список литературы

1. Кубланов В.С., Потапова О.В., Седелников Ю.Е., Сысков А.М. Совершенствование характеристик СВЧ-радиотермографов в медицинских задачах // Журнал радиоэлектроники. – 2012. – Т. 4. С. 3-5.
2. Цыбулев П.Г., Дугин М.В., Берлин А.Б., Нижельский Н.А., Кратов Д.В., Удовицкий Р.Ю. Шум вида 1/F в радиометре полной мощности // Астрофизический бюллетень. – 2014. – Т.69(2). – С. 256-262.
3. Павликов В.В. Статистический синтез оптимальной структуры сверхширокополосного радиометра модуляционно-компенсационного типа // Физические основы приборостроения. – 2011. – Т.1. – С. 132-142.
4. Blinov, A.K., Korolev, A.M., Myshenko, V.V., Peskovatskii, S.A., Podyachii, V.I., Shulga, V.M. Very highly sensitive radiometer for 7 mm waveband // International Conference on Millimeter Wave and Far-Infrared Technology; Beijing, China; 1989; Code 12646.
5. Суслов А.Н. Исследование эффективности использования в модуляционных радиометрах прямого преобразования частоты // Естественные и технические науки. – 2007. – Т. 5(31). – С. 201-202.
6. Ечин П.А., Федосеева Е.В., Молотков А.А. Программно-аппаратная реализация синхронного детектирования в модуляционных радиометрах СВЧ // Проектирование и технология электронных средств. – 2011. – № 4. – С. 30 – 33.
7. Филатов А. В. Микроволновые радиометры высокой точности // Электронные средства и системы управления. Труды конференции. 2003. – С. 107- 108.

Электродинамическая модель взаимодействия электромагнитных полей ближней зоны с биологической тканью

¹ Горст А. В., ¹ Мироньчев А. С., ¹ Завьялова К. В.

¹ Национальный исследовательский Томский государственный университет
пр. Ленина, 36, Томск 634050, Россия
zkv@mail.tsu.ru

Аннотация: Представлены результаты численного моделирования взаимодействия электромагнитных полей ближней зоны конического рупора с разными средами биологических тканей. Показано, влияние биологической ткани (кровь, жир, кожа, мышцы, кость) на распространение ближних полей. Показано затухание потока мощности (вектор Пойнтинга) в исследуемых образцах.

1. Введение

В настоящее время многочисленные исследования направлены на то, чтобы разработать неинвазивные технологии анализа концентрации глюкозы в крови [1-3]. Однако, несмотря на интенсивное развитие рынка неинвазивных глюкометров, их технология до сих пор полностью не разработана. Сложность поставленной задачи объясняется огромным числом факторов, влияющих на показание неинвазивного глюкометра, которые необходимо оптимизировать, чтобы получить эффективное устройство. Эти факторы варьируются от влияния кожных покровов до процентного содержания глюкозы. Большой потенциал в этой теме может иметь использование ближнепольного эффекта.

В данной работе приведены результаты моделирования ближнепольного взаимодействия электромагнитного излучения рупора конической формы в широкой полосе частот (ближнепольная радиоволновая диагностика или микроскопия) с диагностируемой биологической средой, не подверженной сахаросодержанию.

2. Электродинамическая модель

В качестве источника ближнего поля выбран зонд, выполненный в виде конического рупора с размещенным внутри него коническим проводником, расширяющимся по направлению к апертуре рупора. Использование данного коаксиального зонда обосновано его широкополосностью по отношению к открытому концу волновода, который является простейшей узкополосной антенной. Геометрия коаксиального зонда позволяет добиться протяженной ближней зоны, а также высокой амплитуды электрической составляющей поля. Расчёт зонда осуществлялся с использованием специального сертифицированного пакета программ CST Studio Suite 2017. В качестве биологической ткани рассматривались кровь, жир, мышцы и кость. Каждый из видов биологической ткани в модели представляется в виде слоя толщиной 200 мм, такой выбор сделан для исследования максимального проникновения полей ближней зоны и характеризуется диэлектрической проницаемостью (рис.1). Эти свойства были взяты из уже созданной базы данных [4] где диэлектрические свойства тканей были экспериментально охарактеризованы в диапазоне частот от 10 Гц до 20 ГГц. Моделирования всех материалов биологической ткани были проведены в диапазоне частот 10 МГц – 10 GHz.

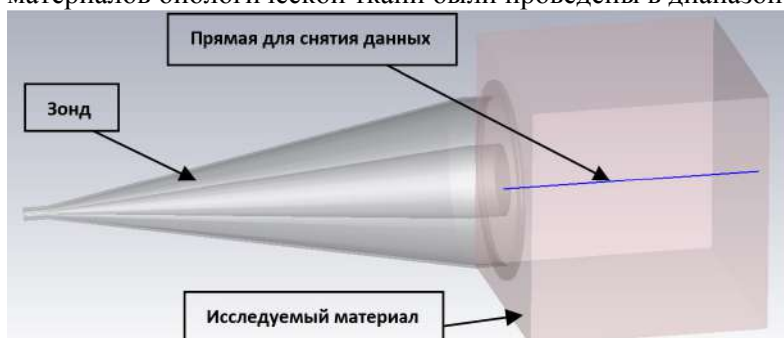


Рис. 1. Схема проведения моделирования

3. Анализ полученных результатов

По результатам моделирования были получены данные, представленные на рисунке 2. Затухание электромагнитных волн для крови, мышц и кожи имеют схожий экспоненциальный характер. Такое явление связано с диэлектрическими свойствами данных материалов и присутствием водного раствора. Мышцы состоят на 86,3 % из. Кровь состоит из плазмы и форменных элементов, где в свою очередь, около 85 % плазмы составляет вода. В коже присутствуют сальные железы, состоящие на 2/3 из воды [5].

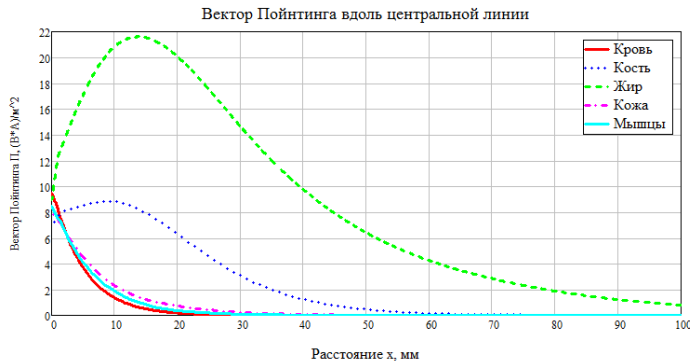


Рис. 2. Зависимость потока мощности (вектор Пойнтинга) от расстояния на частоте 4 ГГц

Поток мощности крови, мышц и кожи затухает на расстоянии 30 мм, кости на 60 мм, а жира уходит за 100 мм. Такой результат является положительным при рассмотрении анатомии строения предплечья человеческого организма мы можем наблюдать изменения толщины кожи от 0,1 до 1,5 мм, мышц до 20-25 мм, а кровеносные сосуды достигают диаметра не более 15 мм.

4. Заключение

Предложена электродинамическая модель взаимодействия электромагнитных полей ближней зоны с биологической тканью. В качестве источника ближнего поля был выбран рупор конической формы с протяженной ближней зоной. Моделирование проводилось в диапазоне частот от 10 МГц до 10 ГГц. Данный диапазон выбран для рассмотрения поля в широком диапазоне частот. В качестве биологических тканей рассматривались кровь, кожа, мышцы и кости с известными показателями диэлектрической проницаемости, неподверженных влиянию избытка сахаросодержания. Показана зависимость вектора потока мощности от расстояния, которая наглядно показывает глубину проникновения ближних полей. Моделирование показало взаимодействие электромагнитных полей с биологическими тканями, а также глубину проникновения полей ближней зоны. Наилучший результат: высокая амплитуда и протяженная ближняя зона, был обнаружен на частоте 4 ГГц. Данные исследования важны для более детального и глубокого исследования принципов взаимодействия полей ближней зоны с биологическими средами и дальнейшего изучения для создания на этой основе новой технологии измерения концентрации глюкозы в крови.

Список литературы

1. Choi H., Naylon J., Luzio S., Beutler J., Birchall J., Martin C., Porch A. Design and In Vitro Interference Test of Microwave Noninvasive Blood Glucose Monitoring Sensor // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2015. Т. 63. № 10. С. 3016-3025.
2. Fuchs K., Kaatz U. Molecular Dynamics of Carbohydrate Aqueous Solutions. Dielectric Relaxation as a Function of Glucose and Fructose Concentration // J. Phys. Chem. B. 2001. Т. 105. № 10. С. 2036-2042.
3. Shao Ying Huang, Omkar, Yu Yoshida, Adan Jafet Garcia Inda, Chia Xujie Xavier, Wen Chuan Mu, Yu Song Meng, Wenwei Yu. Microstrip Line-Based Glucose Sensor for Noninvasive Continuous Monitoring Using the Main Field for Sensing and Multivariable Crosschecking // IEEE Sensors Journal. 2019. Т. 19. № 2. С. 535-547.
4. Gabriel S., Lau R. W., Gabriel C. The dielectric properties of biological tissues: III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues // Physics in Medicine and Biology. 1996. Т. 41. № 11. С. 2271.
5. Большая медицинская энциклопедия / гл. ред. Б. В. Петровский. — 3-е изд. — М.: Советская энциклопедия, 1980. — Т. 12: Крихирургия — Ленеpr. — С. 93—132. — 150 300 экз.

Применение методов оптического гетеродинамирования в приемопередающих системах СВЧ диапазона

Бирюков В. В., Грачев В. А., Капустин С. А., Малышев К. А., Раевский А. С.

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева
ул. Минина, 24, Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
physics@nntu.ru

Аннотация: Сигнал оптического диапазона смешивается с опорным излучением от гетеродина на светочувствительной площадке фотодетектора. На выходе фотодетектора формируется сигнал биений с частотой, соответствующей разности длин оптических волн гетеродина и информационного светового сигнала. Эта частота биений, выделяемая детектором, должна находиться в радиоволновом диапазоне, а значит полученный сигнал может быть обработан электронными средствами.

1. Введение

Области применения оптического гетеродинамирования постоянно расширяются [1-5]. Суть гетеродинамирования сводится к переносу исследуемого частотного интервала в область промежуточных частот за счет сложения регистрируемого сигнала с излучением эталонного источника на нелинейном детекторе. Если в микроволновом и терагерцевом диапазонах спектра гетеродинный прием сигнала широко распространен и является основным методом спектрального анализа сигнала, то в оптическом диапазоне он применяется значительно реже, несмотря на доступность высокостабильных лазеров, которые могут использоваться в качестве гетеродинов. В первых работах по лазерному гетеродинамированию в качестве гетеродина применялись обычно СО₂-лазеры, а в последние два десятилетия получили распространение диодные лазеры, позволившие существенно увеличить спектральный диапазон регистрации полезного сигнала.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Была собрана экспериментальная установка, состоящая из двух лазерных диодов имеющих длину волны 1550,27 нм и 1550,35 нм для получения на выходе разностной частоты равной 10 ГГц. Выходные сигналы от двух лазеров объединяются в ответвителе и смешиваются на р-і-п-фотодиоде. Для контроля и стабилизации частоты одного лазера менялось напряжение подаваемое на излучатель.

Когерентный прием, в котором применяется гетеродинное и гомодинное оптическое преобразование частоты независимо от вида демодуляции, осуществляется по промежуточной частоте. При оптическом гетеродинамировании на входе фотоэлемента смешиваются сигнал мощностью P_c и излучение гетеродина мощностью P_r . Смешение осуществляется с помощью оптического устройства, к которому предъявляются жесткие требования, обеспечивающие точное совмещение волновых фронтов.

В процессе оптического гетеродинамирования происходит усиление сигнала, которое приводит к тому, что основным становится дробовой шум, обусловленный излучением гетеродина, так как мощность его превосходит мощность других потоков. Коэффициент усиления гетеродинного преобразователя – отношение мощности на промежуточной частоте, рассеиваемой на входном сопротивлении усилителя, к мощности оптического сигнала – может быть большим при использовании мощного гетеродина.

В идеальном случае гетеродинного приема минимально обнаружимый сигнал определяется выражением

$$P_{с\ мин} = (с/ш)hv\frac{F}{\eta}\Delta f$$

при $с/ш = 1$, $\eta = 1$, $F(M) = 1$ получим $P_{с\ мин} = hv\Delta f$, т.е. реализуется чувствительность, равная теоретическому пределу, определяемому фотонным шумом.

При оптическом гетеродинамировании сохраняется информация о частоте и фазе сигнала, т.е. возможна фазовая модуляция принимаемого излучения. При использовании одномодового ОВ на

приемной стороне необходимо устанавливать поляризационный контроллер (ПК), совмещающий плоскость поляризации местного оптического гетеродина с плоскостью поляризации сигнального излучения. В оптическом гетеродинном приемнике сигнал суммируется в оптическом соединителе с излучением оптического гетеродина и подается на квадратичный фотодетектор.

Излучение гетеродина, как и лазера передатчика, должно быть узкополосным, тогда в результате нелинейного преобразования суммарного сигнала фотодетектором на его выходе появляется сигнал промежуточной частоты. Демодуляция сигнала промежуточной частоты осуществляется синхронным или несинхронным демодулятором (ДМ) или в случае цифровой ФМ – фазоразностной схемой.

Контур автоподстройки частоты (АПЧ) обеспечивает регулировку частоты лазерного гетеродина и удержания значения разностной частоты в пределах частотной полосы усилителя промежуточной частоты, следующего за ФД и ДМ. В отличие от гетеродинного при гомодинном методе приема частоты колебания принимаемого оптического излучения и местного оптического гетеродина должны быть одинаковы, а фазы синхронизированы. При этом демодулированный сигнал на выходе ФД имеет частотный спектр, сдвинутый в область низких частот и полное восстановление сигнала осуществляется фильтром низкой частоты (ФНЧ). Главным отличием гомодинного приема от гетеродинного является уменьшенная в 2 раза требуемая полоса частот, что снижает дисперсии шумов также в 2 раза. При этом отношение с/ш оказывается лучше в 2 раза, а это существенно увеличивает чувствительность ФП.

4. Заключение

Когерентные волоконно-оптические системы имеют неоспоримые достоинства: чувствительность гетеродинных и гомодинных приемных устройств ограничивается только уровнем дробовых шумов излучения гетеродина, которая приближается к квантовому пределу детектирования в оптическом диапазоне. По чувствительности такие устройства превосходят реальные приемные устройства прямого детектирования на 10 – 20 дБ. Сочетание этих систем и спектрального разделения каналов позволяет достаточно полно использовать окно прозрачности с малыми потерями в ОВ, а высокая спектральная селективность оптического когерентного детектирования дает возможность применять оптические усилители с улучшенными шумовыми характеристиками и осуществлять каскадирование усилителей. При синхронизации оптических источников в результате гетеродинного преобразования возможно формирование радиосигнала с частотой, изменяющейся в широких пределах при перестройке гетеродина.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского Научного Фонда в рамках выполнения работ по гранту №17-19-01628

Список литературы

1. Протопопов В. В., Устинов Н. Д. Лазерное гетеродинирование // М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1985. – с. 5 – 20.
2. Оптические системы передачи / Б.В. Скворцов, В.И. Иванов, В.В. Крухмалев и др. /под ред. В.И. Иванова. –М.: Радио и связь, 1994.
3. Ramos, R. T. Fast heterodyne optical phase-lock loop using double quantum well laser diodes / R.T. Ramos, A.J. Seeds // Electron. Lett. - 1992. - V. 28. - No 7. - P. 82-83.
4. Chen, X. Photonic generation of microwave signal using a dualwavelength single-longitudinal-mode fiber ring laser / X. Chen, Z. Deng, J.P. Yao // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. - 2006. - V. 54. - No 2. - P. 804-809.
5. Червяков, Г.Г. Фотоприемные устройства/ Г.Г. Червяков, С.С.Шибяев. -Таганрог: Известия ТРТУ. - 1998. - №3.

Оптический векторный анализатор структур с резонансом Фано на основе разбалансированной амплитудной модуляции

Морозов О. Г., Сахабутдинов А. Ж., Нуреев И. И., Папазян С. Г.

Казанский национальный исследовательский технический университет им. А. Н. Туполева-КАИ
ул. К. Маркса, 10, Казань, 420111, Россия
microoil@mail.ru

Аннотация: Представлены результаты проектирования и моделирования оптического векторного анализатора для характеристики сенсорных структур, амплитудно-частотная характеристика которых имеет форму резонанса Фано. В основе работы анализатора лежит трехчастотное зондирование указанных структур в форме амплитудно-модулированного излучения с разбалансированными по амплитуде боковыми составляющими. Описана процедура измерений и полученные практические результаты.

1. Введение

За последние пять лет были проведены теоретические исследования кольцевой ВБР с фазовым π -сдвигом [1]. Было показано, что формируемый такой решеткой спектр является двухкомпонентным асимметричным и состоит из левой компоненты, характеризуемой симметричным Лоренцевским резонансом, и правой асимметричной, соответствующей резонансу Фано. Компонента Фано имеет более узкую полосу пропускания и высокую добротность, на порядок превышающие характеристики обычных кольцевых резонаторов и линейных ВБР с фазовым π -сдвигом.

Несомненно, использование резонанса Фано с этой точки зрения дает мощный стимул в развитии сенсорных систем, но с другой ставит проблему характеристики формы резонансного контура, определения его центральной частоты, максимального усиления и добротности на различных уровнях резонансного контура в силу его несимметричности.

2. Зондирование контура Фано на основе разбалансированной амплитудной модуляции

В работе предложен метод полигармонического зондирования контура, описываемого резонансом Фано, в слабо отражающей кольцевой ВБР с фазовым π -сдвигом с нечетным количеством частотных составляющих. Механизм получения полигармонического излучения и применения его в зондировании предложен в [2] и расширен в [3].

На рисунке 1 представлено ситуационное взаимное расположение резонансного контура Фано и асимметричного трехчастотного зондирующего излучения. Боковые составляющие разбалансированы по амплитуде.

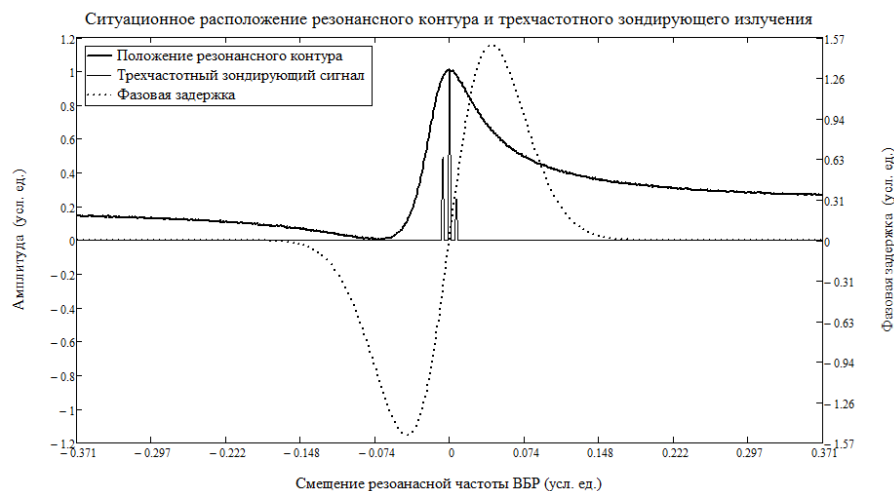


Рисунок 1 – Ситуационное взаимное расположение резонансного контура Фано, трехчастотного асимметричного сигнала и фазовой задержки

Резонансный контур Фано записывается в виде нормированной по амплитуде функциональной зависимости резонансного профиля Фано:

$$G_{\text{Fano}}(\omega, \sigma, q) = A_{\text{Max}} \cdot \frac{q^2 + 1}{(q^2 + 1)^2} \cdot \frac{(q^2 + 1 + q \cdot \sigma \cdot \omega)^2}{q^2 + (1 + q \cdot \sigma \cdot \omega)^2} + \text{rnd}(1) \cdot A_{\text{Noise}},$$

где q – феноменологический параметр асимметрии формы линии (параметр Фано), меняющийся в диапазоне от $(-\infty, \infty)$; A_{Max} – максимальная амплитуда; p – параметр, отвечающий за спектральную ширину контура (добротность); ω – частота; A_{Noise} – максимальная амплитуда шумовой составляющей; $\text{rnd}(1)$ – функция генерации псевдослучайной последовательности для моделирования шума. График на рисунке 2 был построен для конкретных значений параметров: $A_{\text{Max}} = 1$ усл. ед.; $q = 2$ – асимметричный резонанс Фано; $\sigma = 35$ усл. ед.; $A_{\text{Noise}} = 0.01$ усл. ед. (A_{Noise} составляет 1% от A_{Max}) и положением зондирующего трехчастотного асимметричного излучения в центр кривой Фано.

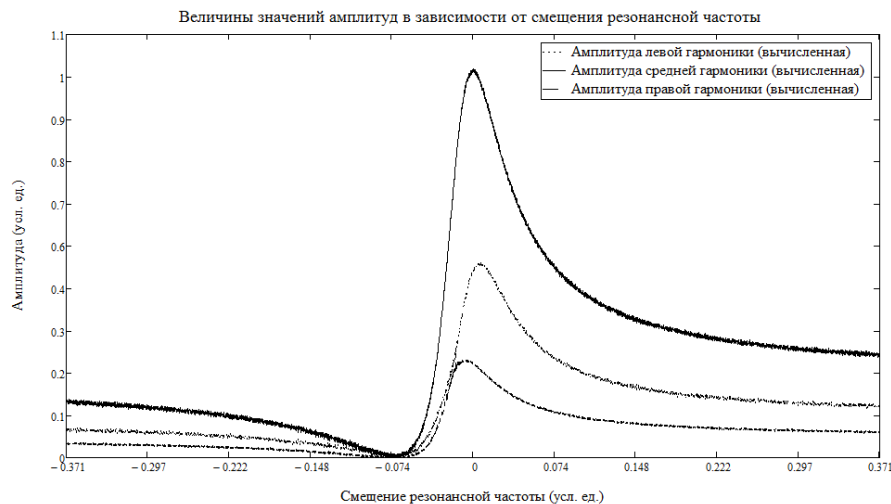


Рисунок 2 – Спектральная характеристика резонансного контура Фано (сплошная линия – амплитуда несущей, пунктирная линия – амплитуда нижней, точечная линия – амплитуда верхней составляющих зондирующего сигнала)

Как можно видеть, метод трехчастотного асимметричного зондирования показывает результаты хорошего восстановления формы исследуемого резонансного контура для различных вариантов формы профиля, даже при наличии шумовой составляющей в 1% от максимального значения амплитуды контура.

3. Оптический векторный анализатор

На основе предложенного метода построен макет оптического векторного анализатора (ОВА) структур с резонансом Фано на основе разбалансированной амплитудной модуляции. Для его создания были использованы электрооптические модуляторы ПАО НППК, г. Пермь. В докладе представлены структура и характеристики разработанного ОВА.

4. Заключение

Трехчастотное зондирование резонансного контура Фано позволяет получить достаточное количество информации, чтобы исследователь мог полностью восстановить его спектральную характеристику. При этом следует отметить, что модель верна и для характеристики резонансных контуров Фано при его симметричных реализациях.

Список литературы

1. Campanella C.E. et al. Investigation of refractive index sensing based on Fano resonance in fiber Bragg grating ring resonators. // Optics Express. 2015. V. 23, № 11. P. 14301-14313.
2. Il'in, G.I. et al. Theory of symmetrical two-frequency signals and key aspects of its application // Proc. of SPIE. 2014. V. 9156. P. 91560M.
3. Морозов О.Г. и др. Модуляционные методы формирования спектрально чистого двухканального полигармонического излучения с одинаковой разностной частотой и поляризационным мультиплексированием. Постановка задачи // Инженерный вестник Дона. 2017. № 4. URL: ivdon.ru/magazine/archive/n4y2017/4587 (дата обращения 26.04.2019)

Гетероструктуры InAlGaAs/InAlAs на InP подложке для электрооптического модулятора на основе эффекта Штарка

¹Гуляев Д.В., ¹Дмитриев Д.В., ¹Торопов А.И., ¹Валишева Н.А., ^{1,2}Царев А.В., ¹Колосовский Е.А., ¹Федюхин Л.А., ²Горчаков А.В. и ^{1,2}Журавлев К.С.

¹ ИФП СО РАН

630090, Новосибирск, пр. Ак. Лаврентьева, 13

gulyaev@isp.nsc.ru

² Новосибирский государственный университет

630090, Новосибирск, ул. Пирогова, 2

В данной работе изучены свойства гетероэпитаксиальных структур (ГЭС) InAlGaAs/InAlAs на подложке InP для новой версии электрооптического модулятора на основе квантово-размерного эффекта Штарка. Особенностью предлагаемой конструкции модулятора является размещение слоя из нескольких InAlGaAs квантовых ям над толстым буферным слоем $\text{In}_{0.52}\text{Al}_{0.48}\text{As}$ с показателем преломления, превышающим показатель преломления подложки InP. В этом случае слой множественных квантовых ям остается волноводным и в нем формируется основная оптическая мода с небольшим сечением. Оптическая мода во втором волноводе, сформированном из буферного слоя $\text{In}_{0.52}\text{Al}_{0.48}\text{As}$, характеризуется гораздо большим поперечным сечением, что может обеспечить удобное соединение с оптическим волокном [1].

При выращивании гетероструктур методом молекулярно-лучевой эпитаксии были отработаны условия роста четырехкомпонентного твердого раствора InGaAlAs с кристаллической решеткой согласованной с (001) InP подложкой, и определены оптимальные условия роста для каждого слоя ГЭС. В результате были получены гетероструктуры с концентрацией дефектов на поверхности не более 500 на см^2 , что достаточно для создания на их основе интегрированных оптических модуляторов.

Методом фотолюминесценции изучено влияние состава и толщины слоев множественных квантовых ям $\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{Al}_{0.47(1-x)}\text{As}/\text{In}_{0.52}\text{Al}_{0.48}\text{As}$ на величину эффекта Штарка и определена оптимальная конструкция ГЭС для модулятора. Из изменения коэффициента отражения р-поляризованного излучения вблизи угла Брюстера на рабочей длине волны модулятора 1.55 мкм определенная величина электрооптического эффекта, составившая для напряжения в 2-3 Вольт порядка $\Delta n \sim 0.01$ в исследованных ГЭС. Такой электрооптический эффект вполне достаточен для реализации на основе InGaAlAs ГЭС модулятора Маха-Цендера. Помимо этого, для всех слоев ГЭС, различающихся составом и уровнем легирования установлены вещественная и мнимая часть коэффициента преломления. Проведено сравнение полученных данных с данными моделирования и выбрана оптимальная конструкция структуры для создания на ее основе оптического модулятора InP.

Полученные ГЭС использованы для отработки и изучения особенностей технологии изготовления оптического модулятора с применением разработанных режимов формирования волновода (в разрядной плазме в BCl_3), планаризации поверхности и металлизации омических контактов с соответствующими слоями ГЭС на основе композиций Ge/Au/Ni/Au и Ti/Au.

Список литературы

1. Царев А.В., Тазиев Р.М.// Квантовая электроника. 2019. Т. 49. №3. С. 266-271.

Формирование гребенки опорных частот для радиифотонного АЦП со спектрально-интервальным оцениванием сигнала.

^{1,2,3} Кулагин В. В., ^{3,4} Валуев В. В., ^{3,5} Конторов С. М., ^{3,6} Прохоров Д. А., ² Черепенин В. А.

¹ Государственный астрономический институт им. П.К.Штернберга МГУ им. М. В. Ломоносова
Университетский просп., 13, Москва, 119991, Российская Федерация
victorvkulagin@yandex.ru

² Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
ул. Моховая, 11, Москва, 125009, Российская Федерация
cher@cplire.ru

³ Национальный исследовательский ядерный университет МИФИ
Каширское ш., 31, Москва, 115409, Российская Федерация
valuevsu@rambler.ru

⁴ ЗАО НТЦ «Модуль»
4-ая улица 8 Марта, 3, Москва, 125190, Российская Федерация

⁵ Сколковский институт науки и технологий
ул.Большой бульвар д.30, с.1, Москва 121205, Российская Федерация
skont86@gmail.com

⁶ ПАО «НПО «Алмаз» имени академика А. А. Расплетина
Ленинградский проспект, д. 80, к. 16, Москва, 125190, Российская Федерация
prokter06@mail.ru

Аннотация: Исследовано формирование гребенки опорных частот в схеме, включающей высокостабильный непрерывный лазер и амплитудный модулятор с двумя независимыми радиочастотными входами и с большим индексом модуляции, для применения в высокоскоростном радиифотонном АЦП со спектрально-интервальным оцениванием сигнала. В таких АЦП весь спектр входного сигнала разбивается с помощью радиифотонных элементов на спектральные интервалы, в каждом из которых применяется радиифотонный преобразователь для трансформации сигнала на промежуточную частоту (для каждой части спектра входного сигнала СВЧ используется своя опорная частота для гетеродинирования). Сформулированы требования к оптическому источнику многомодовой накачки высокоскоростного радиифотонного АЦП. Проведено численное моделирование для исследования характеристик гребенки оптических частот и определены требуемые параметры схемы для ее применения в АЦП. Показано, что частотные шумы лазера могут быть частично подавлены за счет их компенсации при преобразовании на промежуточную частоту. Экспериментальное исследование макета генератора гребенки опорных частот показало хорошее совпадение полученных характеристик с результатами численного моделирования.

1. Введение

Аналого-цифровое преобразование (АЦП) является фундаментальной процедурой в быстро развивающихся информационных технологиях. В разрабатываемых радиифотонных АЦП каждый соседний временной отсчет обычно обрабатывается своим каналом [1], причем полный выходной сигнал должен быть получен в результате совместной обработки всех отсчетов, что требует параллельной обработки информации. В то же время, для входных сигналов с заданной шириной полосы часть полученных после обработки данных не будет содержать полезной информации и будет отброшена, причем эта часть оказывается тем больше, чем выше отношение несущей частоты к ширине полосы сигнала, т.е. такой метод оцифровки СВЧ сигнала является избыточным. Более эффективным для входного СВЧ сигнала с заданной шириной полосы может быть подход, основанный на радиифотонном спектрально-интервальном преобразовании сигнала [2-4].

2. Формирование гребенки опорных частот в радиифотонном АЦП

Высокоскоростной радиифотонный АЦП со спектрально-интервальным оцениванием входного сигнала основан на использовании многоканального оптического гетеродинирования. Здесь входной СВЧ сигнал с помощью радиифотонных элементов разбивается на ряд спектральных интервалов (каналов), содержащих полезную информацию. Далее в каждом канале применяется радиифотонный преобразователь для предварительной обработки сигнала и его трансформации на промежуточную

частоту (для каждой части спектра входного сигнала СВЧ используется своя опорная частота для гетеродинирования), а затем сигнал оцифровывается коммерческим электронным АЦП. Таким образом, вся система состоит из набора идентичных по строению приемных каналов, каждый из которых работает в своем частотном интервале, на которые разбит весь спектр входного сигнала.

Важным элементом радиофотонного АЦП является устройство формирования гребенки опорных частот. От стабильности этих частот зависят характеристики радиофотонных преобразователей на промежуточную частоту и, в конечном итоге, эффективное число бит самого АЦП. В работе сформулированы требования к оптическому источнику многомодовой накачки для применения в радиофотонном АЦП. Расстояние между линиями должно быть порядка 1-2 ГГц, а общее количество формируемых линий должно быть приблизительно равно требуемому числу каналов. Чрезвычайно важны низкие фазовые шумы источника, поскольку они напрямую определяют конечные характеристики АЦП. Обычно основой таких систем служат импульсные лазеры с синхронизацией мод. Однако они дороги, недостаточно стабильны и имеют длительное время выхода на рабочий режим, кроме того, они формируют слишком большое количество мод (несколько тысяч) с существенной неравномерностью амплитуд. Значительно лучшие характеристики можно получить в схеме, включающей высокостабильный непрерывный лазер и амплитудный модулятор с двумя независимыми входами [5]. Преимуществом таких систем является возможность независимо задавать среднюю частоту гребенки, определяемую частотой лазера, и расстояние между линиями в ней, которое определяется частотой модуляции, а также возможность генерации гребенок с заданным количеством частотных линий, что существенно увеличивает энергоэффективность АЦП.

3. Численное моделирование и экспериментальные результаты

Проведено численное исследование характеристик гребенки оптических частот, генерируемой в амплитудном модуляторе с двумя независимыми входами. Определены требуемые индексы модуляции в зависимости от необходимого количества формируемых линий, а также достижимая неравномерность их амплитуд, продемонстрирована возможность выделения оптическими фильтрами нужных частотных компонент и исследованы их характеристики. Показано, что частотные шумы лазера могут быть частично подавлены за счет их компенсации при преобразовании на промежуточную частоту. Также численно продемонстрирована возможность применения такого генератора в качестве многомодового источника в многоканальном широкополосном приемном устройстве. Экспериментальное исследование макета генератора гребенки опорных частот показало хорошее совпадение полученных характеристик с результатами численного моделирования.

4. Заключение

В работе исследовано формирование гребенки опорных частот в схеме с непрерывным лазером и амплитудным модулятором. Сформулированы требования к оптическому источнику многомодовой накачки высокоскоростного радиофотонного АЦП, в частности, расстояние между линиями должно быть порядка 1-2 ГГц, а общее количество формируемых линий приблизительно равно требуемому числу каналов, при этом низкие шумы источника играют первостепенное значение. Проведено численное моделирование и определены требуемые параметры схемы для ее применения в качестве многомодового оптического источника в АЦП. Показано, что частотные шумы лазера могут быть частично подавлены за счет их компенсации при преобразовании на промежуточную частоту. Экспериментальное исследование макета генератора гребенки опорных частот показало хорошее совпадение полученных характеристик с результатами численного моделирования.

Список литературы

1. Valley G. C. Photonic analog-to-digital converters // *Optics Express*. 2007. V. 15. № 3. P. 1955-1982.
2. Kontorov S. M., Cherepenin V. A., Kulagin V. V., Prokhorov D. A., Shulunov A. N., Kargin N. I., Valuev V. V.. Signal Spectral-Interval Estimation in Fast Photonic Analog-to-digital Converters // 2018 Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS-Toyama), Toyama. 2018. P. 967-972.
3. Cherepenin V. A., Kontorov S. M., Kulagin V. V., Prokhorov D. A., Shulunov A. N., Valuev V. V. Photonic analog-to-digital conversion of microwave signals using spectral-interval estimation // *IEEE Conference Publications: 48th European Microwave Conference (EuMC)*. 2018. P. 796-799.
4. Кулагин В.В., Валуев В.В., Конторов С.М., Прохоров Д.А., Черепенин В.А., Шулунов А.Н. Спектрально-интервальное оценивание в высокоскоростном радиофотонном АЦП // *Труды 28-й Международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2018)*, Севастополь, Россия, 9—15 сентября 2018 г. 2018. Т. 6. С. 1515-1521.
5. Sakamoto T. et. al. Asymptotic formalism for ultraflat optical frequency comb generation using a Mach-Zehnder modulator // *Optics Letters*. 2007. V. 32. No 11. P. 1515-1517.

Разработка компонентов ЭОМ на полупроводниковой подложке для радиوفотоники

²Ишуткин С.В., ¹Кулинич И.В., ¹Шагеев Р.

¹Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
пр-т. Ленина, 40, Томск, 634050, Россия
kulinich@micran.ru

²АО "НП «Микран»
пр-т. Кирова, 51д, Томск, 634041, Томск

Аннотация: Представлены результаты исследования и разработки компонентов электрооптического модулятора Маха-Цендера, в частности Y-делителя и MMI делителя. Проведены технологические исследования и получен оптический делитель на полупроводниковой подложке InP.

1. Введение

Тенденция повышения скорости и объема передаваемой информации дало развитие оптическим системам, в частности развитие области радиوفотоники. Одним из основных элементов радиопотонного тракта является электрооптический модулятор (ЭОМ). Для высокоскоростных систем передачи данных на сегодняшний день в качестве материала ЭОМ является ниобат лития, GaAs и InP [1]. Использование полупроводникового ЭОМ расширяет функционал телекоммуникационной аппаратуры. На российском рынке отсутствует отечественный ЭО модулятор, изготовленный на полупроводниковых подложках.

В работе представлены результаты разработки элементов электрооптического модулятора Маха-Цендера на подложке InP.

2. Экспериментальная часть

В состав электрооптический модулятор Маха-Цендера входит оптический делитель и оптический соединитель. На сегодняшний день в интегральном исполнении используется Y-делитель и делитель на основе многоугольного интерферометра (MMI). Одна из основных проблем при изготовлении MMI-делителя и Y-делителя является воспроизведение требуемых размеров. Результаты моделирования показали, что при уходе размеров на 0.2 мкм коэффициент отражения может измениться на 20%. Одним из решений является использования электрической подстройки [2]. Согласно литературным данным, применение дополнительного электрода позволяет локально изменять коэффициент преломления на 0,02. В связи с чем были проведены исследования и разработана конструкция Y-делителя и с управляющим электродом. На рис.2 представлена зависимость коэффициентов передачи между каналами от длины управляющего электрода.



Рис.2 – График зависимости коэффициентов передачи между каналами

Результаты исследования показали, что для выбранной геометрии делителя и управляющего электрода мы сможем добиться подстройки коэффициента деления до 20%. Так же были проведены исследования MMI делителя с управляющим электродом.

При изготовлении гребенчатого волновода важно качество стенок гребенки. На рис. 3 представлена микрофотография полученного волновода на подложке InP при оптимальном режиме травления [3].

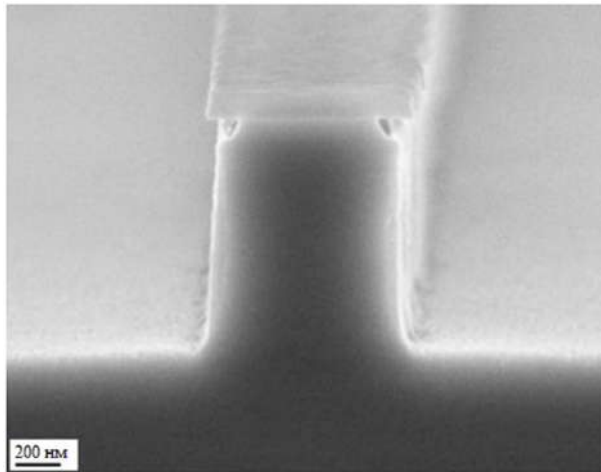
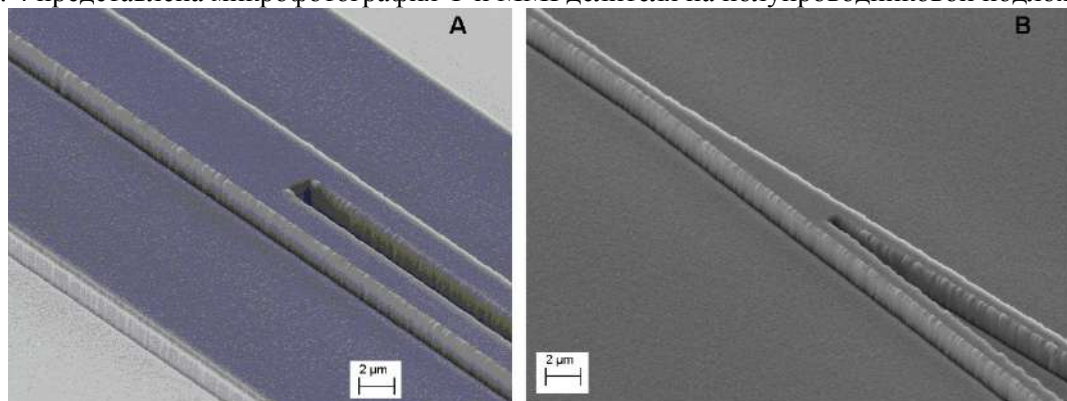


Рис. 3 – Микрофотография волновода поперечного сечения травленной InP/InGaAs гетероструктуры

На рис. 4 представлена микрофотография Y и MMI делителя на полупроводниковой подложке InP.



А – MMI делитель; В – Y-делитель

Рис. 4 - микрофотография оптических делителей на полупроводниковой подложке InP

3. Заключение

В ходе проведенной работы нами были исследованы оптические делители Y и MMI. Результаты исследования показали, что для повышения надежности модулятора, необходимо повышать точность геометрических размеров изготовленных элементов. Были предложены и исследованы различные методы. Использование коррекции литографического процесса позволит добиться погрешности $\pm 0,1$ мкм. Использование подстраиваемого электрода позволит регулировать коэффициент деления до 20 %, что минимизирует литографические ошибки при изготовлении.

Исследование проводилось при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (соглашение о предоставлении субсидии №14.577.21.0281 от 23.10.2017, уникальный идентификатор проекта RFMEFI57717X0281).

Список литературы

1. Status and progress in InP optoelectronic processing: toward higher levels of integration / J.L. Pleumeekers, R.P. Schneider, A. Mathur et al. // CS Mantech Conference. – Vancouver, 2006. – P. 115–11
2. J. Leuthold Multimode Interference Couplers with Tunable Power Splitting Ratios, JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 19, NO. 5 p 700-707
3. Ишуткин С.В., Арыков В.С., Жидик Ю.С., Троян П.Е. Плазмохимическое травление InP/InGaAs гетероструктуры в индуктивно связанной плазме Cl₂/Ar/N₂ для формирования оптических волноводных структур. Доклады ТУСУР 2018, Т21, №4. Стр. 28-31.

Полигон «Симеиз-Кацивели» - исследование изменений геодинамических, гелиогеофизических и климатических характеристик Крыма

¹ Вольвач А.Е., ¹ Курбасова Г.С., ² Канониди К. Х., ³ Боборыкина О. В.

¹ Отдел радиоастрономии и геодинамики, ФГБУН «КРАО РАН», п. Кацивели;

² ФГБУН «Институт Земного магнетизма, ионосферы и распространения радиоволн им. Н.В. Пушкова», г. Москва;

³ ФГБУН «Институт физики Земли им. О.Ю. Шмидта РАН», г. Москва

Аннотация: Решение проблемы прогноза катастрофических природных и техногенных явлений в Крыму связано с организацией комплексных наблюдений в сети локальных геодинамических полигонов. В настоящее время проводимые на этом полигоне наблюдения участвуют в решении задач геодинамического и экологического мониторинга при международном взаимодействии. С целью исследования литосферных деформаций, причин их вызывающих, поиск прогностических признаков, готовящихся региональных сейсмических событий природного и техногенного происхождения в Крымском регионе, в 2018 году геодинамический полигон «Симеиз-Кацивели» был расширен наклономерной и магнитовариационной станциями, входящими во всероссийскую сеть наблюдений.

1. Введение

Для изучения возникающих и развивающихся деформационных процессов, движений литосферных плит создаются геодинамические полигоны, экспериментальное оборудование которых реализует проведение комплексных наблюдений методами радио интерферометрии со сверхдлинной базой (РСДБ), лазерной локации искусственных спутников (ЛЛС) спутниковых систем GPS и ГЛОНАСС.

В Крыму создан и частично оснащён необходимой аппаратурой для комплексных наблюдений геодинамический полигон «Симеиз - Кацивели». В настоящее время проводимые на этом полигоне наблюдения участвуют в решении задач геодинамического и экологического мониторинга при международном взаимодействии. С целью исследования литосферных деформаций, причин их вызывающих, поиск прогностических признаков, готовящихся региональных сейсмических событий природного и техногенного происхождения в Крымском регионе, в 2018 году геодинамический полигон «Симеиз-Кацивели» был расширен наклономерной и магнитовариационной станциями, входящими во всероссийскую сеть наблюдений.

2. Экспериментальная база геодинамических наблюдений

Созданный в Крыму геодинамический полигон «Симеиз-Кацивели» составил основу наземных и космических временных рядов наблюдений климатических и геофизических характеристик Крыма, особенно его Горной части. Применен принципиально новый подход - геодинамический полигон «Симеиз-Кацивели» включает три взаимодополняющих друг-друга технологии наблюдений: РСДБ, лазерную локацию ИСЗ и глобальную навигационную спутниковую систему. По данным геодинамических наблюдений станциями полигона определено с точностью в несколько миллиметров горизонтальную и вертикальную составляющую скорости движения Крымского полуострова и Евразийской тектонической плиты. Для обеспечения мониторинга масштабных тектонических процессов и контроля «быстрых» деформаций в локальных сейсмо- и оползнеопасных зонах Крымского полуострова, по результатам геодинамических измерений определена локальная скорость и направление движения побережья Южного берега Крыма в районе населенных пунктов Симеиз - Кацивели. Анализ климатических характеристик полуострова Крым, проведенный по среднесуточным и среднегодовым спутниковым измерениям климатических параметров дал возможность получить информацию об инсоляции и прогреве поверхности земли в Крым, температуре поверхности земли на полуострове в целом,

а также аномальное понижение температуры поверхности земли в крайнем восточном пункте полуострова.

Наклономерная станция, установленная в Кацевели на территории КРАО, разработана и изготовлена Д.Г. Гриневым в соавторстве с сотрудниками ИЗМИРАН. В её состав входят два идентичных кварцевых накломера, которые располагаются на плоскости с взаимно перпендикулярным расположением осей вращения маятников. Конструкция такого накломера приведена на рис. 1.

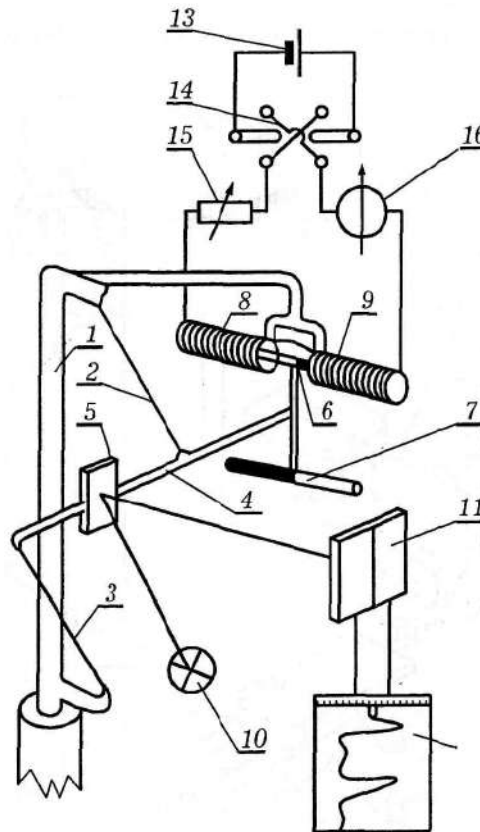


Рис. 1. Наклономер с устройством управления и эталонирования при помощи электромагнитной силы

В монтажной рамке 1 на упругих нитях 2, 3 подвешен горизонтальный маятник 4 с зеркалом 5 и двумя идентичными стержневыми, антипараллельными постоянными магнитами 6, 7, жестко закрепленными горизонтально на конце маятника 4 перпендикулярно его оси в одной вертикальной плоскости на расстоянии не более 10 мм друг от друга. Концы магнита 6 размещены в соленоидах 8, 9, жестко скрепленных с монтажной рамкой 1 таким образом, что при разомкнутой цепи они совпадают с центрами соленоидов, а ось магнита совпадает с осью соленоидов. Наклономер содержит фотоэлектрический преобразователь, состоящий из осветителя 10, зеркала 5 и дифференциального фотоэлемента 11, подключенного к регистратору 12. Соленоиды 8, 9 подключены к блоку управления, состоящему из источника питания 13, переключателя полярности 14, магазина сопротивлений 15 и зеркального микроамперметра 16. Наклономер не содержит токоподводов к чувствительной системе, поэтому исключается возможность дрейфа нуля и обеспечивается линейность показаний прибора. Расстояние между магнитами не превосходит 10 мм, что позволяет исключить не только влияние изменений внешнего магнитного поля, но и изменений градиентов внешнего магнитного поля. Размещение концов магнита в средней части соленоидов обеспечивает линейную связь между величиной отклонения маятника и величиной тока в цепи соленоидов. Эти накломеры нашли широкое применение в нашей стране, а также эксплуатируются в Бельгии и Люксембурге.

3. Заключение

С целью исследования литосферных деформаций, причин их вызывающих, поиск прогностических признаков, готовящихся региональных сейсмических событий природного и техногенного происхождения в Крымском регионе, в 2018 году геодинамический полигон «Симеиз-Кацевели» был расширен наклономерной и магнитовариационной станциями, входящими во всероссийскую сеть наблюдений.

Полигон «Симеиз-Кацивели» - колебания в локальных деформациях и инсоляции поверхности Земли

Волвач Л.Н., Курбасова Г.С., Дмитроца А.И., Неяченко Д.И.

Отдел радиоастрономии и геодинамики, ФГБУН «КРАО РАН», п. Кацивели

Аннотация: Обнаружены эффекты регулярных солнечных и геодинимических колебаний в спутниковых данных об инсоляции падающей на поверхность земли в пункте Кара-Даг за период с 1983.5 по 2005.5 годы. Определены параметры сезонной составляющей. Обсуждаются возможные причины роста амплитуды сезонной составляющей

1. Введение

Для изучения возникающих и развивающихся деформационных процессов, движений литосферных плит создаются геодинимические полигоны, экспериментальное оборудование которых реализует проведение комплексных наблюдений методами радиоинтерферометрии со сверхдлинной базой (РСДБ), лазерной локации искусственных спутников (ЛЛС) спутниковых систем GPS и ГЛОНАСС. Одной из главных задач проводимых геодинимических исследований на базе геодезических и космических измерений является создание и ведение каталогов и карт скоростей изменения деформации земной поверхности.

Крымский полуостров расположен вблизи границы Евразийской литосферной плиты. Деформации и движения этой плиты на длительном интервале времени оказывали и оказывают в настоящее время влияние на активизацию внутри земных процессов (землетрясения, вулканы, сели). Об активизации внутри земных процессов свидетельствуют аномалии в смещении поверхности пунктов наблюдений.

Влияние внешних и внутри земных процессов на климат и экологию Крыма по-разному проявляется на различных масштабах времени. Поэтому описание долговременных изменений и прогноз геофизических и климатических характеристик полуострова возможен по непрерывным наземным наблюдениям в течение многих лет.

2. Наблюдения деформационных процессов.

Для изучения возникающих и развивающихся деформационных процессов, движений литосферных плит создаются геодинимические полигоны, оснащённые высокоточным экспериментальным оборудованием, на котором реализуется проведение комплексных наблюдений методами радиоинтерферометрии со сверхдлинной базой (РСДБ), лазерной локации искусственных спутников (ЛЛС), спутниковых систем GPS и ГЛОНАСС.

Долговременные наблюдательные программы, в которых участвуют десятки стран и многие международные и национальные организации, основаны на достижениях Глобальной навигационной спутниковой системы ГНСС: GPS (США) и ГЛОНАСС (РФ).

На геодинимическом полигоне «Симеиз-Кацивели» наблюдения проводятся несколькими методами (РСДБ, ЛЛС, GPS и ГЛОНАСС), поэтому параметры сезонных колебаний сопоставимы, так как в пределах места совместного размещения, инструменты должны измерять одно и то же физическое движение Земли. Любое несоответствие между определяемыми параметрами сезонных колебаний в этом случае может интерпретироваться как технико-специфические ошибки на одном и том же интервале времени. Кроме того, в сети станций наблюдений, в результате глобальной обработки, уравнивается и стабилизируется точность наблюдений. Учитывая сопоставимость сезонных колебаний в данных полученных разными методами, нами использовались для анализа РСДБ-наблюдения на телескопе РТ-22.

Амплитуды наиболее значимых колебаний с периодами 365.3, 365.7 суток соответственно равны 6.34 и 4.8 кВ*ч/сутки. Величины амплитуд остальных периодических колебаний в модели 6 порядка находятся в пределах погрешности приближаемых данных. Например, амплитуда полугодового

колебания с периодом 182.2 суток равна $0.2 \text{ кВ}^{\circ}\text{ч/сутки}$. Отсюда следует, что основной периодический процесс (сезонная составляющая) обусловлен суммой двух сдвинутых по фазе волн с периодами ~ 365 суток.

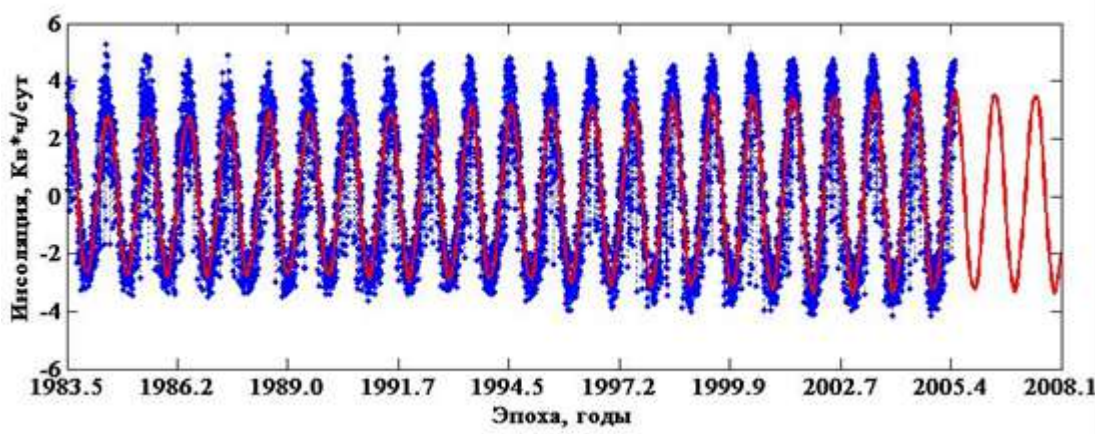


Рис. 4. Данные об инсоляции поверхности земли в пункте Кара-Даг за период 1983 – 2005 годы после удаления ненормированного «белого шума» (отмечены звёздочками *); кривая приближения периодической составляющей в данных (сплошная линия), вычисленная с помощью синусоидальной модели 6 порядка. После 2005.4 – прогноз.

3. Заключение

1. Изучение местных регулярных и нерегулярных изменений земной поверхности Крыма, а также сопровождающих эти деформации разрушения различных объектов жизнеобеспечения людей и ухудшение экологической обстановки, является необходимым в связи с прогрессирующим нарастанием различного рода критических деформаций земной поверхности Крыма. Проводимые много лет на полигоне «Симеиз-Кацивели» наблюдения по согласованным международным программам в настоящее время служат основой для проведения как научных, так и прикладных исследований. В то же время положение Крыма вблизи разлома Евразийской плиты и усиленное освоение территории полуострова строительными комплексами требует создания комплексной сети локальных геодинимических станций, прогнозирующих возможности и экологическую безопасность для проведения геодезических, строительных и сельскохозяйственных работ. Изучение местных нерегулярных изменений фигуры Земли, гравитационных, магнитных и сейсмических полей, местных и общих деформаций земной коры необходимо для прогноза землетрясений путём выявления района с аномальными значениями этих параметров.

2. Помимо предсказуемых деформаций, наблюдаются изменения не объяснимые в теории приливов, так называемые не смоделированные добавки к деформациям поверхности твёрдой земли. В настоящее время проблема достижения миллиметровой точности в определении положений и скоростей смещений наблюдательных инструментов требует учёта этих добавок, что стало возможным благодаря скоординированной работе в сети станций наблюдений. Вследствие суточного вращения Земли и движения Земли, Луны и Солнца по своим орбитам приливообразующая сила в каждой точке на поверхности Земли непрерывно меняется во времени, никогда точно не повторяясь. Земля не является абсолютно твердым телом: под действием внешних сил расстояние между двумя произвольными точками изменяется. Если действие внешних сил прекращается, то точки не возвращаются в первоначальное положение, т.е. Земля остается в деформированном состоянии. Полученная нами информация о сезонных дополнениях к деформациям земли на станции РСДБ «Симеиз» служит для уточнения сезонных смещений координат станции.

3. Рост амплитуды колебаний сезонной составляющей в данных об инсоляции падающей на поверхность земли в Крыму можно объяснить процессом сложения двух колебаний с периодами ~ 365 суток. В то же время, регулярное превышение инсоляции поверхности земли в пункте Кара-Даг по сравнению с другими пунктами Крыма возможно связаны исключительно с геолого-структурными свойствами горы Кара-Даг. Отличие состоит в том, что после удаления периодических колебаний в данных об инсоляции поверхности земли в пункте Кара-Даг остаются следы кратковременных энергетических воздействий в области низких частот после 1986 и после 1995 годов, возможно, связанные с особой реакцией геологической структуры горы Кара-Даг на космические воздействия.

Службы Солнца KРИМ – диагностический комплекс солнечной активности

Вольвач А.Е., Якубовская И.В.

Отдел радиоастрономии и геодинамики, ФГБУН «КрАО РАН», п. Кацивели
yolvach@bk.ru

Аннотация: Служба Солнца KРИМ зарегистрировала серию сильных вспышек на солнце в сентябре 2017 года, когда оно находится на минимуме своей активности. Информация, полученная малыми радиотелескопами, хорошо коррелирует с данными других наземных и спутниковых обсерваторий, таких как RSTN и GOES. Вычислены коэффициенты корреляции и построены диаграммы рассеяния для вспышек X9.3 и X2.2. Динамические спектры всплеска X9.3 позволяют более подробно рассмотреть тонкую структуру всплеска.

1. Введение

Солнце очень динамично и играет ключевую роль во всей солнечной системе. На поверхности Солнца постоянно существуют физические процессы, связанные с высвобождением энергии. Особенно много энергии выделяется во время солнечных вспышек, происходящих в области солнечных пятен. Возмущение, вызванное солнечной вспышкой, сопровождается радиоизлучением. Солнечное радиоизлучение исследуется в широком диапазоне, начиная с миллиметровых волн и заканчивая волнами длины - 15-20 м. Радиоизлучение на разных длинах волн является показателем физических условий на разных высотах в солнечной короне. Поток радиоизлучения Солнца с изменениями активности изменяется в десятки и тысячи раз, поэтому его свойства являются очень чувствительным индикатором солнечных событий. Наблюдения за потоком радиоволн на нескольких длинах волн являются основой для диагностики вспышек. Используя эти данные можно сформировать модель всплеска, определить момент прихода корпускулярного потока на Землю и оценить ожидаемый масштаб геофизических возмущений.

2. Методика эксперимента

Радиоастрономический диагностический комплекс солнечной активности, созданный на базе радиотелескопа РТ-22 и трех малых радиотелескопов РТ-3, РТ-2 и РТ-М, объединенных в службу Солнца KРИМ, расположенную в координатах $33^{\circ} 59' 30''$ Е долготы и $44^{\circ} 23' 52''$ N широты, проводит одновременные наблюдения в диапазоне длин волн от 8 мм до 1,2 м в режиме мониторинга и алертов. Он интегрирован во Всемирную Службу исследования солнечной активности, а ежедневно получаемые данные сохраняются в реальном времени в цифровом виде и выставляются на сайты мировой службы Солнца, которая включает 14 наземных станций в кооперации с орбитальными обсерваториями. Радиотелескопы РТ-2 и РТ-3 представляют собой параллактические поворотные устройства с электрическим приводом по часовому углу, на котором установлены параболические зеркала диаметром 2,5 м и 3 м с совмещенными облучателями на длинах волн 3 и 5 см (частоты 10 и 6 ГГц) и 10 см и 12 см (частоты 2,85 и 2,5 ГГц). Они помещены в радиопрозрачные купола диаметром 6 м для защиты от метеовоздействий, что значительно улучшает качество и стабильность данных. Радиотелескоп РТ-М оснащен антенной 4x4 м, установленной на параллактической установке с электроприводом по часовому углу. Для регистрации коронального излучения установлен радиоспектрограф e-Callisto, рабочие частоты которого варьируются от 275 до 327 МГц (длины волн от 0,9 до 1,09 м). Динамический спектрограф позволяет регистрировать зависимость интенсивности излучения от частоты и времени.



Рис. 1 Радиотелескопы службы
Солнца KРИМ Крымской

3. Наблюдение вспышечной активности

6 сентября 2017 года, с 11:53 до 13:00 UT, радиотелескоп RT-M службы Солнца KРИМ зафиксировал мощный радиовсплеск на частотах 275 МГц и 327 МГц. Радиовсплеск достиг максимального значения в 12:02 UT и серия всплесков продолжала фиксироваться оборудованием до 13:00 UT, когда произошло автоматическое выключение оборудования.

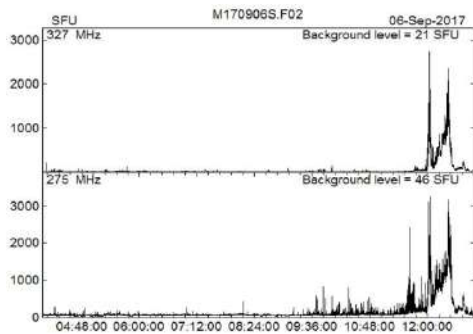


Рис. 2 Спектральные потоки радиоизлучения, зарегистрированные RT-M. На графике хорошо видны сильные радиовсплески произошедшие в 12:02 UT с максимальным значением плотности спектрального потока 3260 SFU на частоте 275 и 2733 SFU на частоте 327 МГц

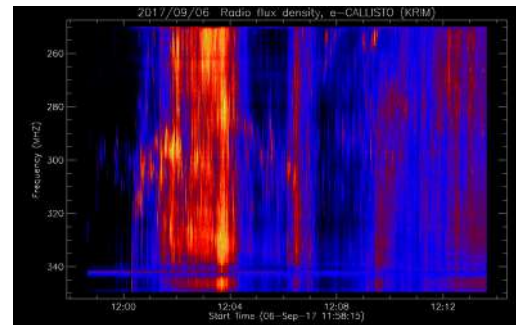


Рис. 3 Динамические спектры радиоизлучения вспышки X9.3, записанные RT-M, оборудованные радиоспектрометром e-Callisto.

По данным Центра прогнозирования космической погоды (SWPC) радиотелескопами обсерваторий Learmonth (Западная Австралия) и San-Vito (Италия), принадлежащих метеорологической службе BBC США, 6 сентября 2017 года зарегистрированы радиовсплески на частотах 245 МГц, 410 МГц, 2695 МГц, 4995 МГц, 8800 МГц и 15400 МГц. Радиовсплески, полученные радиотелескопами службы Солнца KРИМ, хорошо коррелируют с ними. Значение коэффициента корреляции Пирсона $R = 0,912581520917723$ показывает сильную положительную взаимосвязь между значениями плотности спектрального потока в SFU, измеренной на частоте 245 МГц в радиообсерватории San-Vito, и значениями плотности спектрального потока в SFU, измеренной на частоте 275 МГц Службы Солнца KРИМ во время вспышки X-гау класса X9.3 6 сентября 2017 года.

В докладе представлены радиовсплески, зафиксированные радиотелескопами службы солнца KРИМ с 6 по 10 сентября 2017 года при прохождении активного региона 12673 по диску солнца.

4. Заключение

Таким образом, полученная и достоверно подтвержденная информация от радиотелескопов службы Солнца KРИМ может использоваться для ежедневного мониторинга солнечной активности. Ежедневные данные о состоянии солнечной активности позволяют оценить радиационную обстановку вблизи Земли, прогнозировать стабильность радиосвязи, надежность навигационных систем, дистанционный мониторинг и контроль, являются основой для изучения физических условий в солнечной короне, что позволяет повысить точность прогноза солнечной активности. Данные, полученные радиотелескопами службы Солнца KРИМ в виде графического изображения, размещаются в архиве на сайте и пополняется ежедневно после окончания дневных наблюдений.

Список литературы

1. Л. И. Мирошниченко Физика Солнца и солнечно-земные связи Под ред. Профессора М. И. Панасюка Москва Университетская книга 2011г.
2. Радиоизлучение Солнца и планет В. В. Железняков 1958 г. Январь Т. LXIV, том. 1 УСПЕХИ ФИЗИЧЕСКИХ НАУК
3. Мониторинг активности солнечной активности в радиодиапазоне станциями службы Солнца KРИМ А. Е. Волвач, Ю.Ф. Юровский Изв. Крымские астрофиз. обсерватории 112, № 2, 179 - 186 (2016)
4. <https://www.swpc.noaa.gov>

W49N - вспышка мазера водяного пара в высокоскоростной линии

¹ Вольвач А.Е., ¹ Вольвач Л.Н., ² Ларионов М.Г.

¹ Отдел радиоастрономии и геодинамики, Крымская астрофизическая обсерватория РАН, Кацивели, РТ-22 Крым;

² Астрокосмический центр Физического института им. П.Н. Лебедева РАН, Москва

Аннотация: Мощные вспыхивающие явления в галактических киломазерах тесным образом связаны с областями интенсивного звездообразования. Они способствуют выяснению физических процессов, происходящих в этих образованиях. Нами зафиксирована сверхмощная вспышка в высокоскоростной линии -81 км/сек в галактическом мазерном источнике W49N. В результате мониторинга на радиотелескопах РТ-22 (Симеиз), РТ-26 (Торун), РТ-100 (Эффельсберг) и РТ-32 (Медицина) в период с сентября 2017 г. по ноябрь 2018 г. получена форма изменения спектральной плотности потока источника в зависимости от времени. В максимуме поток достиг уровня $P \sim 10^4$ Ян. Вспышка имеет двойственный характер и разную длительность компонент. Характер изменений спектральной плотности потока первой вспышки, имеющий значительно меньшую длительность, по-видимому, связан с резким увеличением плотности среды и потока квантов, а также со значительным ростом температуры до сотен К.

1. Введение

Мазерный источник W49N расположен за центром нашей Галактике. Он находится в плотной конденсации, расположенной в массивной H_{II} области. Расстояние до объекта составляет около 15 кпк. По более современным данным объект находится ближе и расстояние до него около 11 кпк.

По оценке болометрическая светимость ассоциированного с ним ИК источника имеет значение $L \sim 6 \cdot 10^5 L_{\odot}$, а в качестве возбуждающей звезды (центрального источника) необходимо иметь массивную звезду раннего спектрального класса O5.

Этот мазерный источник является одним из богатейших по набору линий мазера водяного пара, расположенных в широком диапазоне скоростей ± 150 км/сек. Существуют серьезные проблемы, связанные с объяснением механизмов генерации линий в таком широком диапазоне скоростей. Необходимо, при этом, следовать многочисленным наблюдательным фактам, накопившимся со времени открытий мазеров.

В работе представлены подробные данные наблюдений одной из самых мощных двойной вспышки мазера водяного пара (H_2O , частота линии в местной системе покоя равна 22.2350798 ГГц) в высокоскоростной детали -81 км/сек. Рассмотрены возможные механизмы возникновения излучения в высокоскоростных линиях.

2. Наблюдения и обработка данных

Радиотелескоп РТ-22 КРАО для приема и регистрации сигналов от источников в линии водяного пара был оснащен спектрально-поляризметрическим радиометром с фурье-спектр анализатором параллельного типа. Радиометр имел 512 и/или 2048 каналов. Разрешение по лучевой скорости - 8 кГц и 2 кГц в линии H_2O соответственно. Приемник на длину волны 1.35 см устанавливался во вторичном фокусе РТ-22. Высокостабильная частота 5 МГц от водородного стандарта частоты VCH-1005 синхронизировала перестраиваемые по частоте гетеродины. При этом, обеспечивалось преобразование входных частот приема в промежуточную частоту с приведенными выше значениями полос. Наблюдательный цикл состоял из накопления сигнала в течение (5-10) минут при наведении на источник и столько же при отведении с источника на фиксированное расстояние. Циклы могли повторяться нужное число раз для достижения установленного отношения сигнал/шум. Прием данных в линейной поляризации проводился в off-line режиме. Калибровка антенной температуры (T_a) осуществлялась с применением калибровочного сигнала от генератора шума (ГШ). Значение температуры ГШ устанавливалось с использованием известного температурного перепада на апертуре радиотелескопа ($T_{пер}$), который обеспечивался согласованной нагрузкой на апертуру.

Длительный мониторинг $W49N$ в линии -81 км/сек проводился с сентября 2017 г и в 2018 г. Данные спектральных измерений снимались с интервалами времени (1-2) дня. На рис. 1 показана зависимость спектральной плотности потока излучения в линии водяного пара на указанной скорости, полученная по максимумам спектральных линий.

На рисунке видно, что первая, самая мощная вспышка, имеет существенно меньшую длительность по сравнению со второй в 5 раз уступающей ей по амплитуде. Один из возможных вариантов объяснения второй вспышки - мы можем наблюдать последовательное возбуждение линии в близко расположенных глобулах. Скоротечные процессы, отраженные в форме первой вспышки, скорее свидетельствуют в пользу единичной глобулы, инициируемой мощным ударным физическим явлением, скорее всего связанным с катаклизмическими процессами, произошедшими в центральной массивной звезде раннего спектрального класса.

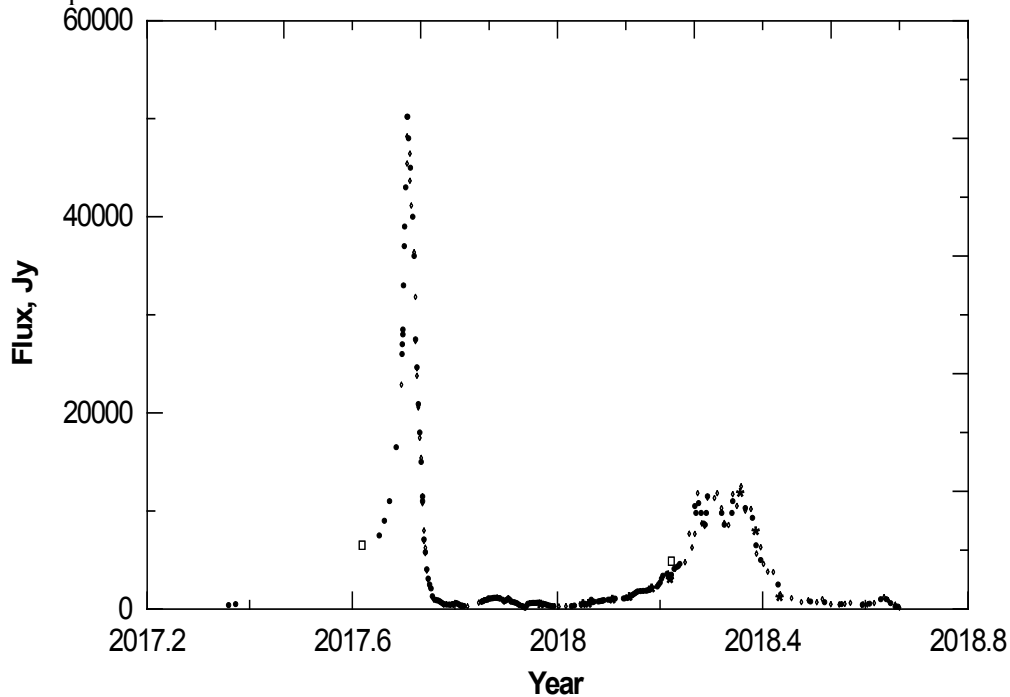


Рис. 1. Долговременный мониторинг $W49N$ в линии водяного пара на скорости -81 км/сек.

Линейная зависимость квадрата ширины линии в минус первой степени от потока свидетельствует о том, что мазер находится в ненасыщенном состоянии. Сходные результаты были получены и для гигантских вспышек в *Orion KL* и в *IRAS 18316-0602*. Во всех случаях было сделано заключение о том, что мазеры находятся в ненасыщенном состоянии вплоть до максимальной амплитуды вспышки.

Ширина (~ 50 кГц) и форма высокоскоростной мазерной линии $W49N$ вблизи максимальной фазы первой вспышки свидетельствует в пользу того, что мы наблюдаем излучение от однокомпонентного источника, который ответственен за основную долю увеличения плотности потока. Ширина (~ 65 кГц) и форма (несколько несимметричная) высокоскоростной мазерной линии $W49N$ вблизи максимальной фазы второй вспышки свидетельствует в пользу того, что в формировании второй вспышки участвовало несколько мазерных глобул с несколько иными физическими характеристиками.

3. Заключение

Выполнен длительный мониторинг галактического киломазера $W49N$ в высокоскоростной линии водяного пара с использованием радиотелескопа РТ-22 (Симеиз). Зафиксирована детальная форма кривой плотности потока излучения во время уникальной гигантской двойной вспышки, продолжавшейся с сентября 2017 г. и в течение 2018 г. Получены свидетельства того, что во время вспышки киломазер “работал” в ненасыщенном режиме: наблюдался экспоненциальный подъем, а также специфический характер зависимости ширины линии от потока. Рассмотрены возможные стимуляторы энерговыделения в системе, приводящие к гигантским вспышкам киломазеров и увеличивающий их поток в десятки раз.

Полигон «Симеиз-Кацивели» - изменениями параметров среднего полюса земли и геомагнитного поля за последнее столетие

Волвач Л.Н., Курбасова Г.С., Дмитроца А.И., Неяченко Д.И.

Отдел радиоастрономии и геодинамики, ФГБУН «КРАО РАН», п. Кацивели

Аннотация: Изучен характер изменения траектории движения среднего Северного географического полюса по поверхности Земли за последнее столетие. Установлены особенности в изменениях его координат. Эпохи появления особых точек сопоставлены с эпохами скачков в данных о параметрах геомагнитного поля. Получена модель вековых вариаций геомагнитного склонения в пункте с геодезическими координатами 90° северной широты, 0° западной долготы. Установлены когерентные связи между изменениями параметров среднего полюса Земли и геомагнитного поля за последнее столетие.

1. Введение

В отличие от двух географических полюсов, принято рассматривать четыре полюса, характеризующие магнитное поле Земли: два геомагнитных и два магнитных.

Северные геомагнитный и магнитный полюса принадлежат к условному распределению поля на геомагнитное и магнитное. Геомагнитное поле, измеренное в любой точке земной поверхности, является совокупностью нескольких магнитных полей, генерируемых различными источниками. Эти поля накладываются и взаимодействуют друг с другом. Более 90% измеряемого поля генерируется внутри планеты и в земной коре. Эта часть геомагнитного поля часто называется главным магнитным полем. В первом приближении главное магнитное поле - это диполь, магнитная ось которого составляет угол около 11.5° градуса с осью вращения Земли.

Фактический процесс, при котором создается геомагнитное поле, крайне сложный. Однако, наиболее правдоподобной гипотезой генерации дипольного магнитного поля является аналог динамо-генератора – устройства для преобразования механической энергии в электрическую энергию. Считается, что во внешнем ядре существуют условия для такого преобразования [<http://geomag.nrcan.gc.ca>]. Взаимосвязь между процессами в различных оболочках Земли допускает возможность синхронизации внутренних и внешних механических движений, и воспроизводимых ими событий даже при отсутствии причинно-следственных связей между этими событиями. Сопоставление времени появления особых точек на графиках изменений положений географических и геомагнитных полюсов способствует дальнейшему моделированию взаимосвязей и, возможной на данном этапе знаний, физической интерпретации.

2. Параметры движения географического и геомагнитного северных полюсов.

Вековые вариации геомагнитного поля не только медленно меняются, но и склонны к кратковременным скачкам. Геомагнитный скачок – сравнительно резкое изменение скорости вековых вариаций одного или нескольких параметров геомагнитного поля Земли.

Используя последнюю модель геомагнитного поля IGRF-12, вычислим вековые вариации геомагнитного склонения dD в пункте с геодезическими координатами 90° северной широты, 0° западной долготы за период 1900 - 2020 годы с помощью калькулятора склонений. По результатам этих вычислений построим график и гладкую модель вековых изменений геомагнитного склонения в пункте с геодезическими координатами 90° северной широты, 0° западной долготы за период 1900 - 2020 годы.

Графики на рисунке 1 демонстрируют: глобальная тенденция изменений вековых вариаций склонения геомагнитного поля возрастает после 1970 года и имеет нелинейный тренд; скачки наблюдаются в 1950, 1955, 1965, 1975. Сравнивая тенденции изменения вековых вариаций геомагнитного склонения dD (рис. 1, а) и скорости северной составляющей северного дипольного полюса (рис. 2) наблюдаем одновременный ускоренный рост после 1970 года. Кроме того, тенденция изменения северной составляющей скорости северного геомагнитного полюса после 2000 года меняет

знак на противоположный; нелинейная тенденция изменения dD (рис. 3, b) меняет знак на противоположный в 2015 году.

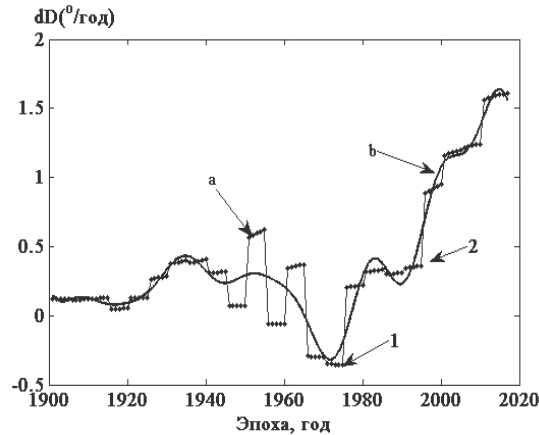


Рис. 3. Графики: а - изменения из года в год геомагнитного склонение dD в пункте с геодезическими координатами 90° северной широты, 0° западной долготы за период 1900 - 2020 годы; б - приближение тенденции изменений dD с помощью глобальной модели.

км/год

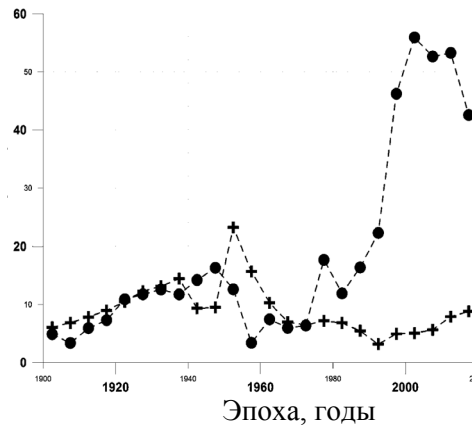


Рис. 4. Северная составляющая скорости геомагнитных дипольных полюсов в северном (шары) и южном (крестики) полушариях, оценена на сфероиде WGS84 [Thébault, 2015].

3. Заключение

Расположение особых точек на графиках есть результат наложения несколько колебаний. Поэтому расстояние между отдельными точками возврата (особые точки) не всегда свидетельствует о существовании соответствующего гармонического колебания. Это особенно касается определения вариаций с большими периодами, присутствие которых на коротком интервале времени ограничивает достоверность их определения. В то же время, сопоставления особых моментов изменения параметров географического и магнитного поля с глобальными процессами в Солнечной системе, с изменениями гравитационных взаимосвязей (например, парад планет и т.д.), с энергетическими процессами в ядре и перемещением внутренних и внешних оболочек Земли, позволяют изучать условия, при которых возникают критические точки (точки возврата).

Вращение Земли вокруг своей оси, кроме известных гравитационных взаимодействий, подвергается воздействию ротационных механизмов, связанных с другими сдвигами и вращениями веществ, расположенными как внутри Земли, так и за ее пределами. В этом случае трудно установить, какой физический процесс является определяющим в изменении геомагнитных характеристик поля и параметров вращения Земли. Тем не менее, так как текущее состояние системы зависит от того, каким образом система пришла в это состояние, прогноз скачков зависит от изучения взаимосвязи факторов, влияющих на текущее состояние системы.

Полигон «Симеиз-Кацивели» - циклы в климатических и геофизических характеристиках Крыма

Волвач Л.Н., Курбасова Г.С., Дмитроца А.И., Неяченко Д.И.

Отдел радиоастрономии и геодинамики, ФГБУН «КрАО РАН», п. Кацивели

Аннотация: . Установлены когерентные вариации с периодами около 10-12 лет и 60-70 лет, которые обнаруживаются в различных по своей физической природе процессах и могут быть отнесены к глобальным циклам в Солнечной системе, проявление которых в климатических и геофизических локальных процессах является результатом общей тенденции к синхронизации. В этом процессе возможны появления когерентных вариаций с кратными или соизмеримыми частотами. Анализ климатических характеристик на полуострове Крым за период 1983 – 2005 годы обнаружил ускоренное повышение (по сравнению с другими пунктами Крыма) инсоляции поверхности земли в пункте Кара-Даг и аномальное снижение температуры поверхности Земли в пункте Фонарь

1. Введение

Так как надёжных методов предсказания экологических катастроф в настоящее время не существует, исследования учёных направлено на изучение косвенных признаков возможной активизации землетрясений, вулканов, селей таких как экстремальные события на Солнце, динамика вращения Земли, активизация течения жидких масс внутри Земли, события в атмосфере и магнитосфере, техногенные факторы. Необходимость анализа связи изменяющихся во времени и пространстве гелиогеофизических характеристик и параметров климата способствовала разработке и практическому внедрению робастных математических методов приспособленных для вычислений устойчивых характеристик временных рядов при ограниченной их длительности.

К таким методам можно отнести многоканальные процедуры оценок спектральной плотности мощности, приспособленные для анализа коротких выборок данных, частотно-временной вейвлет-анализ. В последние годы эти методы успешно использовались в практике изучения природных процессов. Информативность анализа локальных наблюдений с помощью вейвлетов использовались нами в изучении аномалий инсоляции и температуры в пунктах Кара-Даг, мысе Фонарь, в анализе деформаций поверхности земли по наблюдениям на Крымском гелио геодинамическом полигоне включённого в сеть станций РСДБ, ГНСС, ЛСД. Приведенные в настоящей работе результаты частотно-временного вейвлет-анализа временных рядов солнечной инсоляции, температуры и деформаций поверхности земли в отдельных пунктах Крыма обнаруживают пространственно-временную связь солнечных, метеорологических и геофизических процессов с динамикой вращения Земли, солнечной активностью.

2. Наблюдения

2.1. Солнечная инсоляция, температура поверхности Земли. Для поддержки научных и технических разработок по проблемам возобновляемой энергетики в НАСА разработан и успешно функционирует Проект прогноза энергетических ресурсов во всем мире (*POVER - Prediction of Worldwide Energy Resource Project*). В рамках этого проекта создана база данных параметров наземной метеорологии и солнечной энергии (*SSE - Surface meteorology and Solar Energy*) [<https://eosweb.larc.nasa.gov/sse/>]. База состоит из более 200 спутниковых параметров метеорологии и параметров солнечной энергии. Имеющийся в ней 22-летний ряд климатологии (июль 1983 - июнь 2005 гг.) обеспечивает глобальный охват по поверхности Земли (на сетке один градус широты на один градус долготы) множества данных SSE.

2.2. Вековые вариации геомагнитного поля. Международная ассоциация по геомагнетизму и аэронауке (*The International Association of Geomagnetism and Aeronomy - IAGA*) выпустила Международное геомагнитное стандартное поле 12-го поколения - новую версию стандартного математического описания основного магнитного поля Земли. Для вычисления изменений параметров геомаг-

нитного поля в Крыму нами использовался калькулятор *IGRF-12* [<http://www.ngdc.noaa.gov/AGA/vmod/igrf.html>].

2.3. *Поправки к деформациям поверхности Земли.* В отделе исследований *DFG (Deutsche Forschungsgemeinschaft)* разработан Международный проект по поддержке пространственно-временных опорных систем для мониторинга глобальных изменений и для точной навигации в космосе. Целью проекта является предоставление квазиинерциальной системы отсчета реализованной согласованным положением квазара и земной системы отсчета на основе общего набора параметров и, в частности, на однородных геофизических моделях: "Океан", "Атмосфера", "Гидрология".

3. Поправки к деформациям поверхности земли в пункте Кацивели

Нелинейные движения станций наблюдений являются основным источником ошибок в текущих реализациях систем отсчета. Причины появления и методы учёта этих смещений могут быть различными, одной из которых являются не учтённые при моделировании опорных сетей эффекты влияния гидрофизических оболочек: океана, атмосферы, гидросферы.

Как показал проведенный нами анализ, данные о поправках к деформациям поверхности земли в пункте Кацивели, вычисленные на основе геофизических моделей "Атмосфера" и "Океан", содержат периодические компоненты. Проведенный нами частотно-временной вейвлет-анализ временных рядов поправок к вертикальным деформациям земли в пункте "Кацивели" приведен на рис.1.

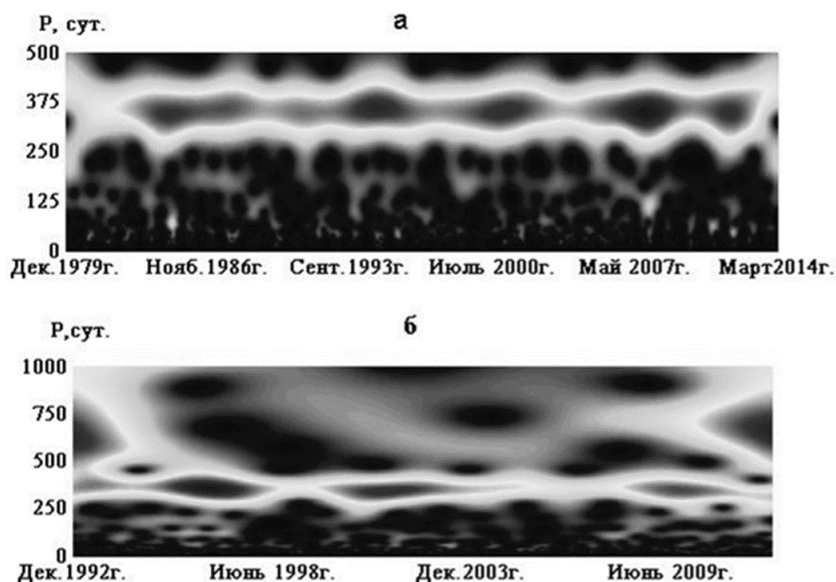


Рис.1. Непрерывный частотно – временной вейвлет-анализ (вейвлеты 'morl') данных о поправках к вертикальным деформациям поверхности земли в пункте Кацивели: а – модель «Атмосфера»; б – модель «Океан».

В результате анализа наибольших по абсолютной величине поправок к вертикальным деформациям по модели "Атмосфера" обнаружена сезонная составляющая. Период этого колебания равен 365.3 суток с 95% доверительными границами (365.3, 365.1) суток; амплитуда равна 3.37 мм с 95% доверительными границами (3.33, 3.40) мм.

3. Заключение

Возможные изменения локальных климатических и гелио геофизических условий предсказываются с помощью соответствующих моделей, которые из-за нерешённых вопросов в исследовании причин изменения скорости вращения Земли, механизма солнечно-земных связей, океана, атмосферы, процессов внутри Земли имеют статистический характер и нуждаются в уточнении с помощью наземных и космических наблюдений.

В результате выполненного нами анализа данных о поправках к вертикальным деформациям земли в пункте Кацивели, вычисленных по модели "Атмосфера", обнаружено и вычислены параметры аналитической модели сезонного колебания с амплитудой 3.37 мм.

Применение ОФДМ сигнала для многочастотного зондирования ионосферы

Иванов В.А., Рябова Н.В. Елсуков А.А. Лащевский А.Р.

Поволжский государственный технологический университет
г. Йошкар-Ола, пл. Ленина, дом 3, Йошкар-Ола, 424000, Россия
IvanovDV@volgatech.net

Аннотация: Рассмотрены возможности применения многочастотного OFDM сигнала задаче панорамного вертикального зондирования ионосферы сигналами минимальной мощности. Представлен алгоритм его работы с использование платформы USRP и результаты физического моделирования работы зонда при BPSK манипуляции на каждой поднесущей.

1. Введение

В современных ионозондах применяются сигналы с фазо-кодовой манипуляцией (ФКМ) или линейно частотной модуляцией (ЛЧМ). Полосой сигнала определяется разрешение ионозонда по задержке. Она ограничена частотной дисперсией среды значениями 30-40 кГц. Поэтому энергетика, а, следовательно, качество получаемой информации обеспечивается длительностью сигнала с учетом накопления при обработке. Для ФКМ сигнала длительность увеличивают за счет когерентного накопления нескольких импульсов на времени когерентности канала. Многочастотность (панорамность) зондирования обеспечивает получение информации об упорядоченном по частоте множества каналов, а также о структуре слоистой ионосферы [1]. Поскольку зондирование последовательное, то увеличение времени накопления на одной частоте приводит к росту времени зондирования в целом. Альтернативным подходом является зондирование на всех частотах одновременно. Это можно реализовать, используя OFDM сигнал, а для расширения спектра поднесущих использовать BPSK. В этом случае общее время зондирования не зависит от количества зондируемых частот, а определяется только временем накопления энергии сигнала.

Известно использование OFDM сигнала в радиолокации [2]. Однако, для зондирования ионосферы и каналов КВ связи необходим учет специфики задачи и условий распространения сигнала. Настоящая статья посвящена исследованию данной проблемы. Разработанный OFDM ионозонд реализован на универсальной платформе USRP по технологии SDR.

2. OFDM сигнал для многочастотного зондирования

OFDM сигнал с BPSK, представляет собой сумму из N радиоимпульсов ($k \in [0, N-1]$) длительностью T_c с фазовой манипуляцией чипов комплексного сигнала вида $\hat{v}_k(t) = v_{0k}(t) \exp(j\varphi_k)$ на различных поднесущих частотах ω_k . Если полоса частот сигнала равна B_s , то на ней можно получить N поднесущих, где:

$$N = B_s / B_c = B_s T_c \quad (1)$$

Перейдем к дискретному времени, таким образом, чтобы на длительности чипа было N частот (1). Тогда шаг отсчета по времени составит $dt = T_c / N$. При учете дискретного времени выражение для сигнала можно записать в виде:

$$\hat{U}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} \hat{v}_k(n) \exp \left[j \frac{2\pi}{N} n \cdot k \right] \quad (3)$$

Видно, что ОФДМ сигнал представляет собой обратное преобразование Фурье от комплексных амплитуд для каждой поднесущей. Поэтому формируемый по заданным комплексным амплитудам с помощью обратного преобразования Фурье (по формуле (3)) сигнал будет представлять собой сетку модулированных поднесущих, заданных с шагом $f_{k+1} - f_k = 1/T_c$.

В результате демодуляции нам необходимо выделить комплексные модулирующие сигналы для каждой поднесущей. Применим для этого к функции $\hat{U}(n)$ прямое преобразование Фурье, тогда получим формулу для определения комплексных амплитуд каждой поднесущей в суммарном сигнале:

$$\hat{v}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \hat{U}_k(n) \exp \left[-j \frac{2\pi}{N} k \cdot n \right] \quad (4)$$

Таким образом мы получили несколько частот каждая из которых при зондировании будет нести информацию о параметрах соответствующего частотного ионосферного канала распространения. Применив к каждой из частот соответствующую обработку (корреляция, когерентное накопление), можно определить параметры ионосферного частотного канала (отношение сигнал/шум, рассеяние по задержке и рассеяние по доплеровскому смещению частоты), а вся совокупность данных с подканалов позволяет получить ионограмму линии СВ связи.

3. Экспериментальное моделирование

Для реализации и верификации разработанного алгоритма использована универсальная платформа USRP N210. Схема экспериментальной установки показана на рис.1. В качестве фазового кода использовалась последовательность Баркера из 13 чипов. USRP N210 имеет максимальную полосу сигнала 25 МГц, которая с помощью описанного выше алгоритма позволила синтезировать 1024 ортогональных поднесущих с шагом сетки 24,4 кГц. Соответственно длительность одного чипа составила 41 мкс. Ионосферное распространение имитировалось с помощью дисперсионной линии, обеспечивающей задержку сигнала на рабочей частоте 4,6 МГц, в полосе 1 МГц. Линия имела два выхода. Один – давал задержку 490 мкс (виртуальная высота отражения 75 км), а другой – задержку 730 мкс (110 км). Симулированная ионограмма имеет 2 трека, соответствующих отражениям от разных слоев ионосферы.

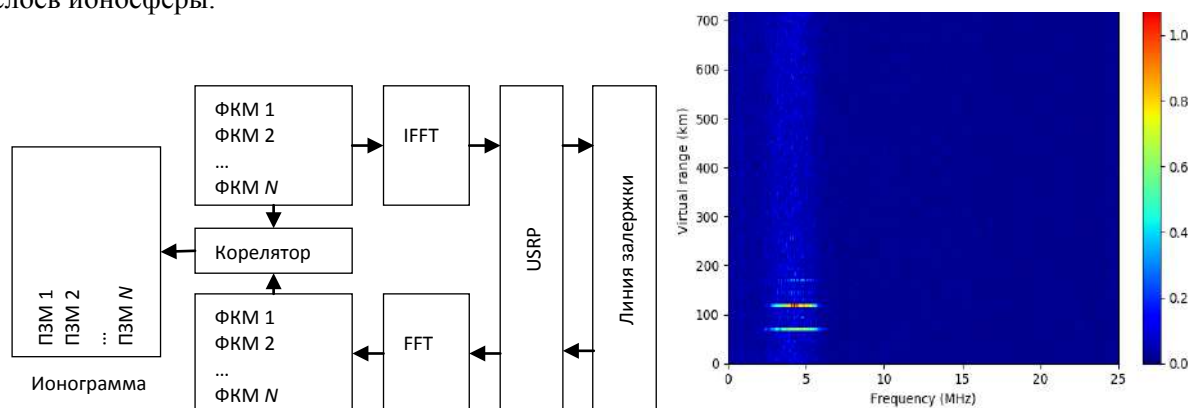


Рис. 1 Структурная схема тестирования OFDM ионозона (слева) и симулированная с помощью линии задержки ионограмма, полученная с помощью OFDM ионозона (справа)

Полученные результаты свидетельствуют о том, что использование OFDM сигнала дает возможность одновременного использования нескольких поднесущих частот при панорамном зондировании большого диапазона высот. Увеличение разрешения по частоте (сетки частот) не влияет на общее время зондирования.

4. Заключение

В отличие от систем с последовательной перестройкой частоты в случае применения многочастотных сигналов, использование OFDM с BPSK позволит увеличить время накопления сигнала до времени панорамного зондирования, что открывает возможности для существенного снижения мощности излучения устройства. Увеличение времени накопления позволяет повысить разрешение по доплеровскому смещению частоты.

Список литературы

1. A. A. Elsukov, D. V. Ivanov, V. V. Ovchinnikov, N. A. Konkin and M. I. Ryabova, "BPSK Ionosonde Based On SDR Platform To Support NVIS Communication," 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Minsk, 2018, pp. 1-6.
2. J. Fink and F. K. Jondral, "Comparison of OFDM radar and chirp sequence radar," 2015 16th International Radar Symposium (IRS), Dresden, 2015, pp. 315-320. doi: 10.1109/IRS.2015.7226369

Изменение распределений наблюдаемой статистики временных производных полного электронного содержания в результате сбоев в фазе сигналов навигационных спутников

¹ Минасян Г.Г., ¹ Нестеров И.А., ² Илюшин Я.А.

¹ Ул. Ленинские горы д.1 стр.2, г. Москва, 119991

minasyan.ema@yandex.ru

² Ул. Ленинские горы д.1 стр.2, г. Москва, 119991

ilyushin@phys.msu.ru

Аннотация: На основе анализа фазовых данных глобальной навигационной спутниковой системы, получены распределения временных производных по фазовой частоте $L1$ и полному электронному содержанию. В результате сбоев фазы сигналов навигационных спутников проанализировано изменение распределений наблюдаемой статистики временных производных полного электронного содержания. По результатам анализа статистики фазы сигналов сформулировано предположение о физических и технических причинах сбоев фазы. Получено корреляционное соотношение временных производных фазового сигнала и полного электронного содержания, несмотря на явную зависимость последнего от фазы сигнала. Данное соотношение показало, что ни прямой ни обратной зависимости изменения распределений временных производных по обеим из величин не обнаружено.

1. Введение

Расстояние между GPS спутником и приемником можно оценить с помощью расчета псевдодальности. Для определения псевдодальности измеряют либо время распространения кодированного сигнала, либо набег фазы несущей радиоволны на трассе GPS спутник–приемник [1]. Двухчастотный приемник может выдавать три кодовых измерения псевдодальности: по C/A-коду на частоте f_1 (она обозначается C_1) по P-коду на частоте f_1 (обозначается P_1) и по P-коду на частоте f_2 (обозначается P_2). Фазовые измерения псевдодальности вычисляются по формуле: $D'f = \lambda \Delta\phi + \lambda N$, где $\lambda = \frac{c}{f}$; $\Delta\phi$ - измеряемая приемником разность фаз между несущей радиоволной, принятой от спутника и сигналом той же частоты, сгенерированном в самом приемнике. Измеренные фазовые псевдодальности в длинах радиоволн $\frac{D'f}{\lambda}$ на частотах f_1 и f_2 обозначаются как L_1 и L_2 соответственно. Полные псевдодальности вдоль фазовых траекторий для частот f_1 и f_2 можно записать в виде:

$$L_1 \lambda_1 = D - \frac{c_4}{f_1^2} I + \Delta L_0 + \sigma_{L_1}, \quad L_2 \lambda_2 = D - \frac{c_4}{f_2^2} I + \Delta L_0 + \sigma_{L_2}, \quad (1)$$

D – истинное расстояние между приемником и спутником, ΔL_0 – эффективное удлинение пути за счет влияния тропо-стратосферы, рассогласования часов и т.п., $\sigma_{L_{1,2}}$ – случайные ошибки измерений [2]. Величина полного электронного содержания (ПЭС) вдоль луча спутник-приемник GPS по фазовым измерениям на двух частотах определяется по формуле (2) [3].

$$I = \frac{1}{40.308} \frac{f_1^2 f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} [(L_1 \lambda_1 - L_2 \lambda_2) + \text{const}_{1,2} + \sigma_L], \quad (2)$$

где L_1, L_2 - псевдодальности; $\text{const}_{1,2}$ – неоднозначность фазовых измерений; σ_L – ошибка измерения фазы. Общепринятой единицей измерения ПЭС является TECU (Total Electron Content Unit – единица измерения полного электронного содержания), равная $10^{16} [\frac{e}{m^2}]$.

2. Цель работы

В данных с GPS спутников могут быть разрывы, шумы и различные сбои, имеющие техническую природу возникновения. Для того чтобы их использовать, необходима предобработка. Во-первых, из-за того, что данные используются в расчетах ТЕС. Во-вторых, изучение самих сбоев, их связь с различными факторами это отдельная тема для исследования. Этому и посвящена данная работа.

3. Техника эксперимента

В фазовых данных, полученных после предобработки файлов в формате RINEX [4], присутствуют различные шумы, разрывы и сбои по ряду причин: техническая неисправность спутников либо станций, внешнее воздействие на формирование сигнала. Нам известно, что сигнал фиксируется станциями в зависимости от различных параметров настроек, с различными временными частотами: 15, 30, 60 и 120 секунд. Таким образом, все данные были сгруппированы по непрерывным фрагментам записей фазы для каждого спутника с частотой приема 15 (Δ_{15}) и 30 (Δ_{30}) секунд.

4. Анализ статистик

Используя двухчастотные данные, были рассчитаны первая и вторая производные по времени для величин L_1 и ПЭС на двух временных интервалах Δ_{15} и Δ_{30} . Для них построена статистика данных в период с 2015.06.01(day 152) по 2015.06.30(day 181) для всех измерений по более 2000 станциям и 32 спутникам за одни сутки. Для более подробного исследования поведения распределения производных L_1 и ПЭС были построены гистограммы на нескольких аналитически значимых диапазонах, полученных в ходе расчетов.

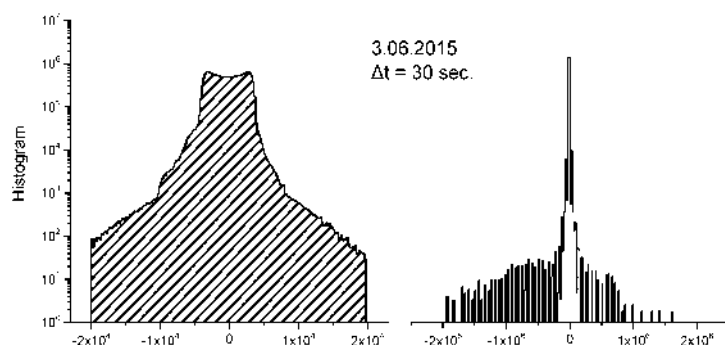


Рис. 1. Распределение значений производной по времени фазового сигнала L_1 на разных диапазонах.

На левом графике заметна центральная часть, значения которой соответствуют геометрии движения спутника относительно станции. Так как известно, что $L_1 \lambda_1$ – фазовый путь радиосигнала, скорость спутника – реальная величина, которая должна варьироваться в узком диапазоне значений, порядка 4×10^3 . Центральную часть можно аппроксимировать параболой. Увеличивая диапазон построения на несколько порядков, на правом графике заметим появление многомодовой структуры. Сопоставляя значения производных, образующих данную структуру и формулу (1) понимаем, что производная по фазовому пути радиосигнала не должна резко увеличиться или уменьшиться за относительно небольшое время $t = 30$ сек., так как движение спутника относительно станции равномерное, и резкого изменения псевдодалности не может быть. Рассмотрим данные значения с физической точки зрения: предположим, что резкое изменение стало причиной быстрого роста или снижения ПЭС вдоль луча спутник-станция, что должно повлиять на производную фазового сигнала без резких скачков, равномерно.

4. Благодарности

Исследование частично поддержано грантом Российского Научного Фонда 17-77-20087 “Исследование длиннопериодных возмущений в ионосфере, нижней атмосфере и океане методами GNSS-зондирования”.

5. Заключение

Выводы, основанные по данной части работы следующие:

- Распределение L_1 и L_2 имеет сложный многомодовый характер.
- Распределение ПЭС в целом плавное, но в зависимости от интервала гистограммы появившаяся асимптотика распределения при больших отклонениях от среднего аппроксимируется различными степенными функциями.
- Причины появления больших значений в самих фазовых данных не приводят к сбоям значений $\frac{\Delta \text{ПЭС}}{\Delta t}$. Таким образом, сбои вызваны набором различных механизмов.

Список литературы

1. Гаврилов Н.М. Измерение характеристик атмосферы методом наземного радиоприема навигационных спутников систем. – Санкт-Петербург, Университетский научно-образовательный центр «Моделирование и мониторинг геосфер», 2007. – с. 31.
2. Козин И.Д. Спутниковые радионавигационные системы. – Алматы: КазАТК, 2006. – с. 75.
3. Ясюкевич Ю.В. Отклик ионосферы на гелио- и геофизические возмущающие факторы по данным GPS, монография. – Иркутск: Изд-во ИГУ, 2013. – 259 с.
4. Данные спутников, полученные со станций приема сигнала. – 2018. – Режим доступа: <http://garner.ucsd.edu/pub/rinex/> (дата обращения: с 8.08.2018).

Метод диагностики параметров частотной дисперсии в случае трансionoсферного распространения широкополосных сигналов на основе технологий ГЛОНАСС/GPS

Иванов Д.В., Кислицын А.А., Рябова М.И.

¹ Поволжский государственный технологический университет
пл. Ленина, 3, Йошкар-Ола, 424000, Российская Федерация
KislitsinAA@volgatech.net

Аннотация: решалась задача адаптивной коррекции дисперсионных искажений характеристик широкополосного трансionoсферного канала для существенного повышения показателей качества спутниковой связи. Разработан метод диагностики параметров частотной дисперсии по спутниковым данным о полном электронном содержании (ПЭС) ионосферы. Учтено, что измерения ПЭС содержат стохастическую ошибку. Выполнен анализ возникающего ограничения предельной полосы связного сигнала в случае коррекции дисперсии с ошибкой. Установлено, что присутствующая на практике наиболее вероятная погрешность оценки ПЭС позволяет расширить полосу связного сигнала до трёх раз.

1. Введение

Для повышения эффективности работы (помехоустойчивость, пропускная способность, уменьшение используемой мощности) широкополосных систем спутниковой связи в условиях негативного влияния частотной дисперсии необходимо научиться решать задачу коррекции частотной характеристики широкополосных каналов для преодоления этого эффекта. Изменчивость среды распространения сигналов требует разработки и исследования режима обучения корректора по данным зондирования трансionoсферного радиоканала. Ранее было показано [1–2], что параметры частотной дисперсии, а следовательно и системные характеристики трансionoсферного радиоканала, зависят от полного электронного содержания (ПЭС) ионосферы. Поскольку экспериментальные оценки содержат стохастические ошибки, то необходим анализ влияния этого фактора на степень коррекции.

В настоящей работе представлены результаты исследования этих задач аналитическими и экспериментальными методами на основе полученных в Йошкар-Оле данных зондирования трансionoсферного радиоканала сигналами ГЛОНАСС/GPS.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Исследования относятся к задачам спутниковой связи и трансionoсферного зондирования верхней, ионизированной части атмосферы Земли.

Решается проблема расширения полосы частот таких систем, продиктованная негативным эффектом частотной дисперсии среды распространения сигналов связи и локации.

Целью исследования является развитие метода диагностики параметров частотной дисперсии в трансionoсферных радиоканалах связи и создание алгоритма обучения адаптивного корректора дисперсионных искажений, позволяющего по данным ПЭС, корректировать на практике частотную зависимость фазы в спектре принимаемого широкополосного сигнала.

Для реализации цели были решены следующие задачи:

- 1) получение аналитических выражений для вычисления параметров дисперсии и выражений для реализации метода адаптивной коррекции фазовой дисперсии в трансionoсферном радиоканале связи;
- 2) обоснование средств измерения и техники для проведения эксперимента;
- 3) проведение экспериментальных исследований и анализ вариаций параметров нелинейной частотной дисперсии второго порядка, а также полос когерентности в трансionoсферных радиоканалах;
- 4) синхронизация полученных данных с режимом обучения и определение периода актуализации значений коэффициентов корректора.

3. Расчетно-экспериментальный метод диагностирования параметров частотной дисперсии

Расчетно-экспериментальный метод прогнозирования параметров частотной дисперсии, разработанный нами, представлен в статье [2]. Он включает следующие основные этапы:

1) расчёт абсолютных значений полного электронного содержания на основе навигационных систем ГЛОНАСС/GPS. Подход основан на экспериментальных данных кодовых и фазовых измерений, полученных с навигационных приёмников сети референчных базовых станций ГЕКСАГОН;

2) определение дисперсионной характеристики. Для высокочастотного приближения теоретическую полученную аналитическую зависимость ДХ можно представить в виде [2]:

$$\tau(\bar{f}, t) = \int \frac{dz}{c} + 2\pi\tau_g(\bar{f}, t) + 2\pi\kappa(\bar{f}, t) \cdot [f - \bar{f}] \quad (1)$$

3) определение параметра дисперсии [2]:

$$s(\bar{f}, t) = -\frac{k \cdot N_t}{c \cdot \bar{f}^3}; \quad k = 80,5 [\text{м}^3/\text{с}^2]; \quad N_t - \text{ПЭС} \quad (2)$$

4) оценка предельной полосы широкополосной системы (полосы когерентности) при работе системы связи в диспергирующем канале [3]:

$$B_k = \sqrt{4 \cdot c \cdot \bar{f}^3 / \pi \cdot k \cdot \bar{N}_t} \quad (3)$$

5) оценка стохастической погрешности измерения ПЭС - ΔN_t . (4)

Показано, что при ошибочном измерении ПЭС невозможно полностью устранить эффект частотной дисперсии. Однако предельная полоса частот сигнала может быть увеличена до значения

$$\Delta F_s = \sqrt{4 \cdot c \cdot \bar{f}^3 / \pi \cdot k \cdot |\Delta \bar{N}_t|}.$$

Натурные эксперименты по оценке ПЭС проводились с использованием сети приемников сигналов навигационных систем ГЛОНАСС/GPS. Данные были представлены фирмой ГЕКСАГОН по договору. В результате экспериментов получены данные о вариациях параметра частотной дисперсии и полосы когерентности. Так среднее значение ПЭС составляло 11,2 TECU (1 TECU = 10^{16} м^{-2}), а средняя ошибка определения ПЭС данным методом была равна 7,8%. Установлено, что при относительной ошибке $\Delta N_t = 0.1$ полосу частот сигнала можно увеличить почти в 3 раза. Используя полученные данные оценен эффект повышения качества показателей спутниковой связи. Показано, например, что пропускная способность канала увеличится также в 3 раза.

Следует учесть, что из-за изменений вариаций во времени параметров канала ошибка будет увеличиваться. Для решения этой проблемы предложена периодическая актуализация (режим обучения) данных о параметре дисперсии. Установлено, что период актуализации не должен превышать 5 мин, следовательно через такие интервала времени следует проводить зондирование канала для определения текущего значения ПЭС и оценки ошибки в его значении.

4. Заключение

Представлен метод диагностики параметров частотной дисперсии в трансионосферном радиоканале связи. Он основан на результатах измерения полного электронного содержания ионосферы по данным навигационных систем ГЛОНАСС/GPS. Показано, что диагностика параметра дисперсии по данным спутниковых навигационных систем позволяет решить задачи коррекции дисперсионных искажений и получить существенный выигрыш в следующих характеристиках качества систем широкополосной связи: помехоустойчивость, скорость передачи (пропускная способность), уменьшение используемой мощности. Экспериментально установлено, что пропускную способность канала при этом можно увеличить примерно в 3 раза.

Работа выполнена при поддержке гранта Министерства науки и высшего образования РФ: № 8.2817.2017/ПЧ и грантов Российского фонда фундаментальных исследований: № 17-07-00799, 18-37-00079.

Список литературы

1. Кислицын А. А., Овчинников В. В., Трушкова О. А. Создание моделей и алгоритма для исследования эффектов нелинейной частотной дисперсии в трансионосферных каналах связи с дисперсионными искажениями // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2018. № 3 (39). С. 6-19. DOI: 10.15350/2306-2819.2018.3.6
2. Ivanov D., Ivanov V., Ryabova N., Ryabova M., Kislitsin A., Chernov A., Konkin N. Dispersive Distortions of System Characteristics of Broadband Transionospheric Radio Channels // Journal of Applied Engineering Science 15(2017)4, P. 550-555 doi:10.5937/jaes15-11784.
3. A. A. Kislitsin, D. V. Ivanov, V. A. Ivanov, A. A. Chernov, V. V. Ovchinnikov. Studying Impulse Response Peak Power Losses in a Satellite Communication Transionospheric Radio Channel with the Use of GPS/GNSS Data/ 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). DOI: 10.1109/SYNCHROINFO.2018.8456973

ИЗМЕРЕНИЯ РЕНТГЕНОВСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ СОЛНЦА НА ГЕЛИОГЕОФИЗИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСАХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ РОССИЙСКОЙ ГИДРОМЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОЙ СЛУЖБЫ

д.ф.-м.н А.А.Нусинов*, д.т.н В.Т.Минлигареев*, д.ф.-м.н А.Ю.Репин*, д.т.н И.Б.Широков**

* Е.К. Fedorov Institute of applied geophysics

**Севастопольский государственный университет

Введение

Одними из наиболее важных объектов мониторинга космической погоды являются солнечные вспышки, оказывающие существенное влияние на верхнюю атмосферу и ионосферу. Солнечная вспышка сопровождается относительно кратковременным сильным увеличением потока мягкого рентгеновского излучения (МР) в диапазоне (0,01 - 10) нм и гораздо более слабым увеличением потока в крайнем ультрафиолетовом излучении (КУФ, 10 – 105 нм). Изменения в ионосфере (в освещенной ее части), сопровождающие такие явления, обычно называют внезапными ионосферными возмущениями.

Обработка сигналов GPS/ГЛОНАСС показывает, что во время вспышек до 30 % приращения полного содержания электронов (ПЭС) приходится на высоты $h > 300$ км, т.е. увеличение электронной концентрации N происходит на всех высотах ионосферы, и относительный вклад внешней ионосферы существенен.

Вспышка может сопровождаться увеличением потока протонов высоких энергий – солнечных космических лучей (СКЛ) которые также являются источником аномальной ионизации D- области ионосферы (т.н. поглощение в полярной шапке, ППШ). Эффекты ионосферных возмущений и ППШ существенно изменяют условия распространения радиоволн и являются важными эффектами космической погоды. Перечисленные факторы обуславливают важность наблюдения потоков ультрафиолетового и рентгеновского излучения от всего Солнца как звезды, а также высыпаний высокоэнергичных частиц. Кроме того, важность измерений мягкого рентгеновского излучения обусловлена тем, что оно является крайне чувствительным индикатором солнечных процессов, приводящих к геомагнитным возмущениям. Одним из важных применений одновременных измерений рентгеновского излучения и КУФ является оценка потоков протонов солнечных вспышек.

При одном и том же уровне потока МР протонные события, сопровождаются потоками КУФ в несколько раз большими, чем при отсутствии протонов. В [1] приведены соотношения, позволяющие разделить протонные и не протонные события, исходя из данных о потоках КУФ и потоках МР. Это позволяет оценить потоки протонов по КУФ-излучению. Таким образом, с помощью одновременных измерений МР и ультрафиолетового излучения оказывается возможным распознавание радиационно-опасных событий на Солнце и оценка потока протонов практически в момент прихода излучения от вспышки к Земле.

Измерения на космических аппаратах (КА) на протяжении десятилетий привели к выбору наиболее удобного диапазона измерений для мониторинга. Систематические измерения рентгеновского излучения ведутся на КА США в течение почти 50 лет. В настоящее время наблюдения ведутся на геостационарных КА серии «GOES» в диапазонах длин волн (0,05 - 0,4) нм и (0,1 - 0,8) нм. Классификация рентгеновских вспышек и фонового уровня излучения осуществляется по величине потока энергии I_8 в диапазоне (0,1 - 0,8) нм - так называемому рентгеновскому классу.

К заметным ионосферным эффектам могут приводить только вспышки класса C - (1 – 9) мкВт·м⁻² и более. В настоящее время точность измерений потоков рентгеновского излучения становится всё более высокой и погрешность измерений в районе энергий ~ 3 кэВ не превышает ~ 20 %.

Вследствие того, что излучения, формирующие ионосферу и верхнюю атмосферу, полностью поглощаются уже на высотах ~ 90 км, их измерения принципиально возможны только на КА.

На российских геостационарных КА типа «Электро-Л» устанавливаются измерители потока рентгеновского излучения Солнца ДИР-Э, предназначенные для измерения плотности потока рентгеновского излучения Солнца в области энергии от 3 до 25 кэВ (0,05 - 0,4 нм).

Эти характеристики не позволяют напрямую выполнять классификацию вспышек общепринятым во всем мире способом, а также сопоставлять измерения с результатами наблюдений КА «GOES».

Измерительная аппаратура для измерений КУФ - ВУСС-Э и рентгеновского излучения - ДИР-Э на геостационарных КА «Электро-Л» устанавливается на кронштейне панели солнечных батарей. ВУСС-Э - измеритель КУФ - излучения Солнца, предназначенный для измерения плотности потока энергии ультрафиолетового излучения Солнца вблизи линии H α (121,6 нм) в диапазоне (1-30) мВт·м⁻² и работающий совместно с ДИР-Э.

Конструкция КА предусматривает постоянно действующую систему слежения за Солнцем панелей солнечных батарей, при допустимом уходе направления на Солнце от вектора нормали к плоскости

солнечной батареи около 7-8°. Поскольку диаграмма направленности прибора не изотропна и сильно зависит от угла между направлением на Солнце и осью прибора, должна предусматриваться коррекция показаний прибора на эту зависимость.

1. Решаемая задача

В качестве датчика рентгеновского излучения ДИР-Э используется счётчик Гейгера. Отличие от измерений на системе геостационарных КА GOES состоит в том, что на GOES измерения проводятся при помощи двух ионизационных камер [2] с различной полосой пропускания. Границы спектральной полосы соответствуют (0,05-0,4) нм и (0,1-0,8) нм.

Измерения в двух полосах рентгеновского излучения позволяют определить температуру и меру эмиссии в соответствии с методом, предложенным в работе [3]. Один из последних вариантов усовершенствования метода на основе новых расчётов спектра предложен в [4].

Поскольку измерения МР на КА “Электро-Л” проводятся, в отличие от GOES, при помощи счётчика Гейгера, необходимо развить метод определения потока энергии излучения исходя из скорости счета.

В настоящее время для работы с данными GOES используют теоретические спектры из современной базы данных CHIANTI [5, 6]. В [7] показано, что спектр, рассчитанный исходя из полного учёта всех процессов излучения (свободно-свободные переходы, свободно-связанные переходы, диэлектронная рекомбинация и эмиссия линий) может быть с точностью около 15% рассчитан исходя из простой функции лучистых потерь,

Заключение

Разработан метод обработки измерений для измерителей потока рентгеновского излучения Солнца ДИР-Э геостационарных КА “Электро-Л” и последующего приведения этих измерений к стандартному, принятому в международной практике виду – потоку энергии в диапазоне (0,1–0,8) нм.

Разработана эталонная база для ДИР-Э и проведены экспериментальные исследования характеристик на технологическом образце прибора. Разработана методика калибровки ДИР-Э.

Список использованных источников

1. Антонова Л.А., Нусинов А.А. Использование измерений крайнего ультрафиолетового излучения Солнца для диагностики радиационной опасности солнечных вспышек // Известия Академии наук, сер. физическая 1995, Т.59, N 8. С. 76-80.
2. Креплин Р. У., Дир К. Р., Хоран Д. М., Микинс Дж. Ф. Спектр Солнца в области короче 10 А. // В кн.: «Поток энергии Солнца и его изменения». Под ред. О.Р. Уайт. М. Мир, 1980, С. 313—339.
3. Garcia H. A. Temperature and emission measure from GOES soft X-ray measurements. // Solar Physics 1994. V 154: N 2. P. 275-308.
4. White S. M., Thomas R. J., Schwartz R.A Updated expressions for determining temperatures and emission measures from goes soft x-ray measurements. // Solar Physics 2005. V. 227. N 2. P. 231–248
5. Landi, E.; Feldman, U.; Dere, K. P. CHIANTI-An Atomic Database for Emission Lines. V. Comparison with an Isothermal Spectrum Observed with SUMER //The Astrophysical Journal Supplement Series. 2002, V.139, Issue 1. PP. 281-296.
6. Landi, E.; Landini, M.; Dere, K. P.; Young, P. R.; Mason, H. E. CHIANTI - an atomic database for emission lines. III. Continuum radiation and extension of the ion database //Astronomy and Astrophysics Supplement.V.135, p.339-346.
7. Сомов Б.В. О вкладе рентгеновского излучения солнечной вспышки в нагрев её низкотемпературной (оптической) области. В кн.: Космические лучи в стратосфере и в околоземном космическом пространстве. Тр. Физического института АН СССР. М.:Наука. 1976, Т. 88. С. 126-142,
8. Нусинов А.А., Катюшина В.В. Возможность определения рентгеновского класса вспышек по данным измерений в полосе 0,05–0,4 нм. Гелиогеофизические исследования. 2012. Выпуск 2. С. 5–8. Электронный ресурс: <http://vestnik.geospace.ru/index.php?id=108>.
9. Минлигареев В.Т., Качановский Ю.М., Панышин Е.А. и др. Создание распределенной эталонной базы для радиометрической аппаратуры гелиогеофизических комплексов космических аппаратов гидрометеорологического назначения // Мир измерений. – 2016. - № 1. (С. 51 - 59).
10. Минлигареев В.Т., Качановский Ю.М., Панышин Е.А. и др. Создание эталонной базы для калибровки приборов гелиогеофизического комплекса космических аппаратов гидрометеорологического назначения//Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. Приложение за 2015 г. - М: АО «Корпорация ВНИИЭМ», 2015.- С.183-192.

Бортовая аппаратура РЛС с синтезированной апертурой для дистанционного зондирования Земли L- и X- диапазонов с повышенным разрешением: требования и реализация

Ровкин М. Е.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники.
пр. Ленина, 40, Томск, 634050, Российская Федерация
mikhail.rovkin@tusur.ru

Аннотация: Заданы требования к аппаратуре двухдиапазонной РСА, L- и X- диапазонов, реализующей повышение пространственного разрешения за счёт расширения спектра зондирующих сигналов. Описаны технические решения основных узлов бортовой аппаратуры и результаты стендовых испытаний макета малогабаритной РСА ДЗЗ L- и X- диапазонов, подготовленного к лётным испытаниям.

1. Введение

Расширение частотного участка X-диапазона с 600 до 1200 МГц для авиационных ДЗЗ дало мощный импульс развития РСА, поскольку основным трендом развития таких систем является повышение их информативности, определяемой, в основном, пространственным разрешением [1]. Примером такого движения является дальнейшее развитие концепции авиационной РСА, разработанной в последние годы в НИИ точных приборов (НИИ ТП, г Москва) и реализованной в известной РЛС "Компакт" [2] в рамках проекта, выполняемого ТУСУР, АО "НПФ "Микран" (оба г. Томск) и НИИ ТП, являющегося на сегодняшний день основным носителем системотехнических компетенций в области технологий РСА в России.

Основной целью проекта, является последовательное создание двух макетных образцов двухдиапазонной РСА ДЗЗ и их последующие лётные испытания. Существенное (примерно вдвое) расширение спектра зондирующего сигнала вынудило создать заново все основные элементы РСА обоих диапазонов: антенные системы, радиотракты СВЧ, включая мощные оконечные усилители а также цифровые тракты формирования зондирующего сигнала и обработки РЛ отклика. В работе рассмотрены основные технические решения для этих узлов и приведены их технические характеристики, достигнутые в ходе отработки макетов в ходе стендовых испытаний.

Наряду с повышением задачи расширения спектра зондирующего сигнала РСА решались задачи снижения габаритов и массы бортовой аппаратуры РСА и повышения энергетического потенциала (характерная мощность зондирующего радиоимпульса 250 Вт при скважности 20 и длительности до 60 мкс), что является противоречивой задачей.

2. Формирование и обработка сигналов с широким спектром в РСА

Радиочастотный тракт РСА построен по схеме одинарного прямого преобразования частоты с квадратурными модулятором в тракте передачи и демодулятором в тракте приёма, как обеспечивающей максимально возможную частотную полосу сигналов излучения и приёма РСА при их обработке [3]. При этом комплексные СВЧ сигналы излучения и РЛ отклика полостью характеризуются парами квадратурных компонент, формируемыми двухканальными ЦАП и АЦП соответственно. Цифровые тракты, конструктивно скомплексированные с бортовыми управляющими ЭВМ [4], реализованы на базе узлов ЦОС высокого быстродействия, разработанных АО "Инструментальные Системы" (г Москва), что позволяет вести формирование и согласованный приём радиосигналов со спектром шириной до 1 ГГц.

Далее в разделе приводятся измеренные характеристики малосигнальных приёмо-передающих СВЧ трактов обоих диапазонов (ЧХ коэффициентов шума и усиления), а также образцы сформированных и принятых цифровыми трактами сигналов излучения и РЛ отклика и достигнутые параметры цифровых трактов. Имеется большое количество графических материалов

3. Усилители мощности

Построение УМ обоих частотных диапазонов является сложной технической задачей. Именно эти узлы определяют массу и габариты приёмо-передатчиков обоих частотных диапазонов РСА. Достичь прием-

лемых габаритов и массы при заданных характеристиках линейности удалось за счёт применения мощных GaN транзисторов.

Мощный линейный усилитель X-диапазоны имеет блочно-модульную конструкцию [5] и обеспечивает импульсную выходную мощность более 300 Вт в диапазоне частот 1 ГГц при компрессии 3дБ.

Мощный усилитель L-диапазона выполнен по однотактной схеме и обеспечивает импульсную выходную мощность более 270 Вт в диапазоне частот 1 ГГц при компрессии 3дБ.

Далее в разделе приводятся спектральные характеристики выходных сигналов и ЧХ коэффициентов передачи и выходной мощности УМ обоих диапазонов. Имеется большое количество графических материалов.

4. Антенная система

Требуемые характеристики направленности малогабаритных антенн были достигнуты при снижении массы антенн относительно известных прототипов. Разработанная зеркальная антенна линейной поляризации X-диапазона имеет массу 950 г. Приведены характеристики её ДН в диапазоне рабочих частот РСА, описаны особенности её конструкции.

Разработанные две антенны L-диапазонов двух линейных поляризаций были построены по схеме 6-ти элементных ФАР. Приведены измеренные характеристики их направленности, описаны особенности конструкции.

5. Особенности компоновки и конструкции приёмо-передатчиков

Приведены фото компоновки приёмо-передатчиков обоих диапазонов в сборе.

6. Заключение

Коллективом разработчиков ТУСУР, НИИ ТП и АО "НПФ "Микран" создан и отлажен на стендах комплекс бортовой аппаратуры первого экспериментального образца двухдиапазонной РСА. Перечислены основные достигнутые параметры создаваемой РСА. Масса СВЧ приёмо-передатчиков X- и L- диапазонов составляет 14 и 10 кг, соответственно. Масса каждой бортовой ЭВМ с аппаратурой ЦОС составляет 9 кг.

Приведены расчётные характеристики пространственного разрешения создаваемой РСА, определяемые достигнутыми характеристиками основных узлов РЛС.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках выполнения соглашения 14.577.21.0279 от 26.09.2017, идентификатор проекта RFMEFI57717X0279.

Список литературы

1. S.L. Vnotchenko, T.G. Moussiniants, R.V. Ermakov, M.E. Rovkin. Modern Tendencies in the Development of Airborne Synthesized Aperture Radars for Remote Sensing of the Earth. 2018 XIV International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE). – 2018. – P. 439 – 443. DOI: 10.1109/APEIE.2018.8545651.
2. S.L. Vnotchenko, M.Yu. Dostovalov, A.V. Dyakov at al. Aviation four-band radar complex "COMPACT" - features, results and development prospects. // Proceedings of the XXVIII Russian Symposium "Radar Investigations of Natural Environments», St.Petersburg, 2013, vol.1, pp. 34-44. (in Russian)
3. Гусев А.Н., Рыжов Ф.В., Самулеев М.С., Ровкин М.Е. Приемо-передающий тракт с расширенным частотным диапазоном для авиационной РСА с повышенным разрешением. // В сборнике: 28-я Международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" (КрыМиКо'2018) Севастополь, 9—15 сентября 2018 г. : материалы конференции. — Москва ; Минск ; Севастополь, 2018. С. 1749-1754.
4. Дьяков И.В., Ермаков Р.В. Цифровой тракт формирования и обработки сигнала РСА нового поколения // В сборнике: 28-я Международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" (КрыМиКо'2018) Севастополь, 9—15 сентября 2018 г. : материалы конференции. — Москва ; Минск ; Севастополь, 2018. С. 1755-1760.
5. A.V. Shabash, A.V. Komendantenko, M.E. Rovkin Modular Power Amplifier for Transmitter of X-band Aircraft High Resolution SAR for Earth Remote Sensing // 2019 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (US-BERET), Екатеринбург, 25 -26 апреля 2019 г.

Бистатистическая система РСА с участием самолётной и наземной станций

Алексеев С.Б., Лепёхина Т.А., Лиханский С.Г., Николаев В.И.

Акционерное общество «Концерн радиостроения «Вега»

Кутузовский проспект, 34, Москва, 121170, Россия

vnikolaev65@inbox.ru

Аннотация: Предложены варианты построения бистатистических систем для радиолокаторов с синтезированной апертурой. Рассмотрены проблемные вопросы практической реализации бистатистических режимов съёмки. Разработана экспериментальная наземная радиолокационная станция для участия в бистатистических экспериментах, которая также может быть установлена на самолёт.

1. Введение

Одной из перспективных концепций разработки систем дистанционного зондирования Земли, осваиваемой ведущими разработчиками РСА в течение последнего десятилетия, является построение связки полнофункционального активного локатора и одного или нескольких небольших пассивных, именуемых «попутчики», летящих по согласованным траекториям и работающих в бистатистических парах с активным. Ввиду перспективности бистатистических РСА, проблеме их создания посвящено много работ. Достоинства бистатистических систем обусловлены специфической пространственной конфигурацией. Однако, именно это усложняет процесс синтеза апертуры антенны и обработки полученных радиоголограмм. Полную уверенность в правильном понимании процесса синтеза, а также корректности аппаратной части и программного обеспечения может дать только лётный эксперимент.

2. Основная часть

Бистатистическая радиолокационная съёмка земной поверхности может осуществляться с участием РСА авиационного, космического и наземного базирования. Перспективным направлением являются режимы с участием космического РСА в качестве активной станции, при этом в качестве пассивной составляющей могут использоваться РСА, расположенные на самолетах, беспилотных летательных аппаратах, дирижаблях, а также наземные станции.

Для практической отработки бистатистических режимов съёмки была выбрана конфигурация с участием РСА авиационного базирования и наземной станции, структурная схема которой представлена на рисунке 1. Наземная станция содержит устройство имитации и регистрации сигналов (УИРС), комплект рупорных антенн и внешнюю радиочастотную аппаратуру (усилитель мощности и малошумящий усилитель) и может быть использована как в активном, так и в пассивном режиме. УИРС выполняет функции генерации зондирующего сигнала и пилот-сигнала, а также приема и обработки отраженного сигнала от облучаемого участка местности. В состав приемной части УИРС входят понижающий конвертор, демодулятор и аналого-цифровой преобразователь, а в состав передающей части - цифро-аналоговый преобразователь, модулятор и повышающий конвертор. Зондирующий сигнал излучается в направлении самолета (пилот-сигнал) через направленный ответвитель -20дБ и рупорную антенну с широкой диаграммой направленности $\pm 35^\circ$, а в направлении облучаемого участка местности – через усилитель мощности 16 Вт и рупорную антенну П6-32. Приемо-передающая аппаратура активной станции и две антенны, направленные на облучаемый участок местности, размещаются в помещении здания, а рупорная антенна, предназначенная для излучения сигналов на самолет, – на крыше. Для использования наземной станции в качестве пассивной её аппаратура переконфигурируется следующим образом:

1) Основная антенна через прямой канал направленного ответвителя подключается к приёмному каналу станции.

2) Антенна пилот-сигнала подключается к приёмному каналу станции через ослабляющий канал того же направленного ответвителя, к прямому каналу которого подключена основная (приёмная) антенна. Если имеются аппаратные средства для дополнения наземной станции вторым приёмным каналом, то пилот-сигнал от антенны подаётся на его вход через дополнительный направленный ответвитель. Кроме этого, если имеется возможность доукомплектования аппаратуры третьим приёмным каналом, к его входу может быть подключена антенна, установленная на кросс-поляризацию. Перед проведением сеанса антенна пилот-сигнала должна быть наведена в направлении расчётного местонахождения спутника таким же образом, как и при работе наземной станции на передачу.

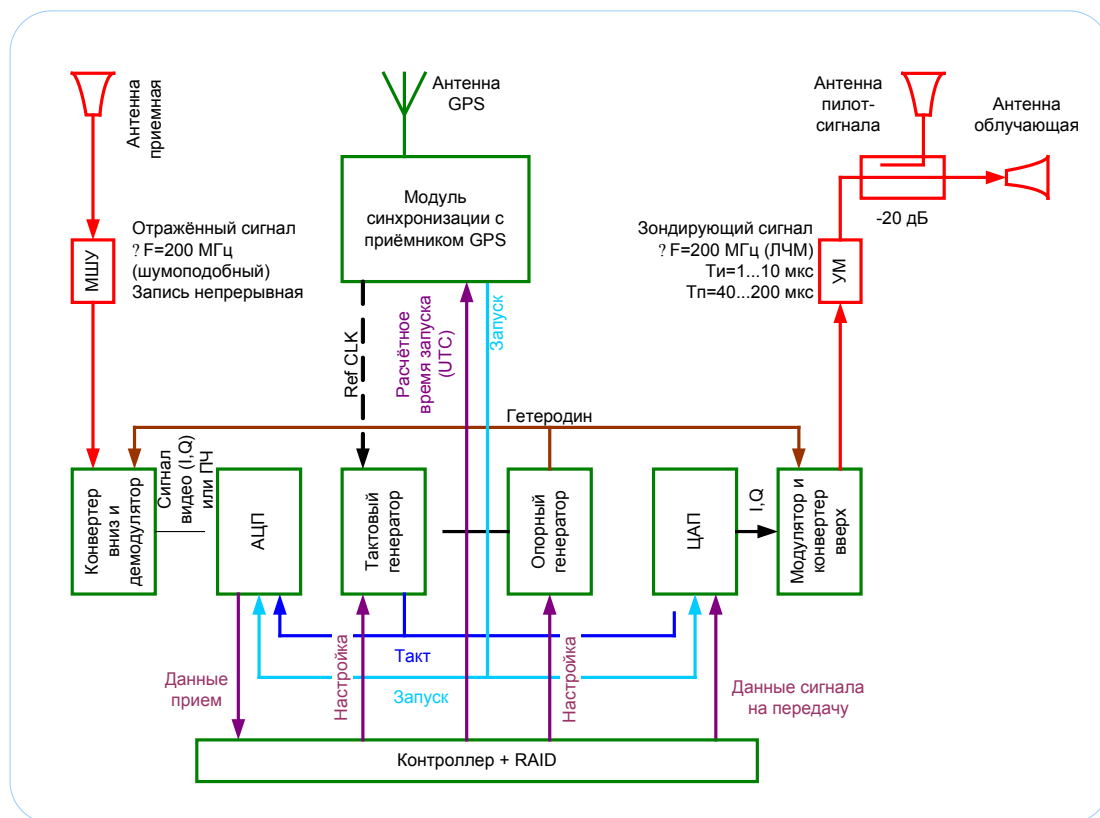


Рис 1. Структурная схема наземной активной станции

3) Передающий канал наземной станции, работающей в пассивном режиме, не используется.

При проведении сеанса съёмки через основной приёмный канал наземной станции будет записываться вначале импульс зондирующего сигнала от самолетной РЛС, поступающий по линии прямой видимости через антенну пилот-сигнала, а затем, с некоторыми задержками, суперпозиция его отражений от объектов на снимаемом участке местности, охваченном диаграммой направленности приёмной антенны. Из-за незначительных расстояний от наземной станции до местных объектов неизбежно перекрытие зондирующего импульса и задержанных отражённых сигналов, что не влияет на различимость откликов после сжатия по дальности в случае известного вида модуляции зондирующего сигнала. В случаях, когда закон модуляции каждого импульса зондирующего сигнала априорно не известен, например, при использовании фазокодовой модуляции с чередованием последовательностей по случайному закону, информация для построения опорной функции может быть получена из записи зондирующего сигнала, не смешанного с отражённым, через второй приёмный канал.

3. Заключение

Использование описанных конфигураций и применение в наземной станции термостатированного опорного генератора с параметрами не хуже, чем используемые в самолетных РСА, даёт возможность провести бистатистические эксперименты с целью выработки требований к аппаратуре РСА и системам микронавигации самолётов для работы в бистатистических режимах. Вариант «активный самолётный РСА – пассивная наземная станция» является наименее затратным, и все необходимые средства для его реализации имеются.

Оценка сквозных характеристик космического РСА на этапе наземной экспериментальной отработки

Лепёхина Т.А., Николаев В.И.

*Акционерное общество «Концерн радиостроения «Вега»
Кутузовский проспект, 34, Москва, 121170, Россия
vnikolaev65@inbox.ru*

Аннотация: В статье описано применение аппаратно-программных имитаторов в составе стендов полунатурного моделирования для наземных испытаний космических РСА. Рассмотрены общие принципы формирования испытательных воздействий и их применение для определения пространственного разрешения и радиометрических характеристик. Предложены методики оценки сквозных характеристик космических РСА при наземных испытаниях.

1. Введение

Возрастающая потребность в получении оперативной информации средствами дистанционного зондирования Земли обуславливает неуклонное увеличение количества запускаемых космических РСА для исследования земных покровов. В текущем году в мире запланирован запуск более 30 различных РСА космического базирования, в том числе высокого разрешения, среди которых, к сожалению, нет ни одного отечественного. Новыми тенденциями дальнейшего развития космической радиолокации с синтезированной апертурой являются расширение спектра сигнала, применение перспективных видов модуляции зондирующих сигналов, многодиапазонность, внедрение новых режимов съёмки, в том числе бистатических, а также наличие средств бортовой обработки, что приводит к существенному усложнению аппаратных средств радиолокатора и его программного обеспечения [1-6]. Эффективным способом повышения надёжности и увеличения времени активного использования за счёт сокращения срока лётных испытаний является тщательная наземная отработка [7]. От качества и продуманности системы наземной отработки в значительной мере зависит степень выполнения РСА возложенных на него задач. В работе представлены основные принципы формирования испытательных воздействий для оценки основных сквозных характеристик космического РСА при наземных бесполётных испытаниях.

2. Сквозные характеристики космического РСА и методы их проверок при наземной отработке

К основным сквозным характеристикам РСА относятся пространственные (разрешающая способность по дальности и азимуту, точность топографической привязки радиолокационного изображения) и радиометрические (чувствительность, радиометрическая разрешающая способность для распределённых целей, динамический диапазон, радиометрическая калибровка по абсолютному значению). Кроме этого, многие перспективные РСА, имеющие в составе бортовой аппаратуры вычислительные средства, осуществляют сжатие радиоголограммы и тематическую обработку полученного изображения (дешифрацию, выделение и распознавание объектов определённых классов), а также селекцию движущихся целей и интерферометрическую обработку.

Перечисленные выше характеристики РСА определяются различными факторами и по этому признаку могут быть разделены на следующие группы.

1) Определяемые характеристиками аппаратуры радиолокационной станции, используемого зондирующего сигнала и метода его обработки, а также режимом и параметрами сеанса съёмки. К ним относятся: разрешающая способность по дальности, определяемая шириной спектра зондирующего сигнала, способом его сжатия, а в некоторых случаях – способом комбинирования модулирующих функций для построения двумерного зондирующего сигнала; предельная разрешающая способность по азимуту, определяемая стабильностью частоты опорного генератора; максимальный и интегральный уровни боковых лепестков, а также их распределение на изображении.

2) Зависящие от параметров движения носителя и точности навигационных (баллистических) данных, к которым, в частности, относится разрешающая способность по азимуту.

3) Уточняемые по результатам внешних калибровок.

На этапе наземных испытаний проводится оценка пространственного разрешения и радиометрических характеристик, а также отработка программного обеспечения. При этом формируется внешнее воздействие для проверки оцениваемой характеристики путём имитации отражённого сигнала в соответствии с моделью снимаемого объекта и движения носителя [8]. Моделируемый объект должен обладать теми свойствами, с точностью отображения которых на радиолокационном изображении связана проверяемая характеристика РСА.

Так как системным критерием качества РСА является функция отклика на одиночную точечную цель, для определения сквозных характеристик анализируются её параметры. Имитируется отраженный сигнал одним из способов: 1) шлейф, 2) имитация отражённых сигналов от нескольких точечных целей или поверхностно-распределённой цели; 3) проверка в безэховой камере, где тестовый сигнал с помощью ретранслирующего устройства через измерительные антенны поступает на вход приёмника РСА. Путём одномерной или двумерной обработки радиоголораммы можно получить одномерную или двумерную функцию отклика, которая подвергается автоматизированному программному анализу для определения ширины главного лепестка функции отклика по уровню минус 3 дБ и уровней боковых лепестков. При этом по ширине главного лепестка оценивается разрешающая способность по дальности путём усреднения данных для нескольких точечных целей. Двумерная функция отклика строится для подтверждения отсутствия аппаратных или алгоритмических факторов, которые могут привести к появлению боковых лепестков при ненулевых значениях азимута.

Для оценки радиометрических характеристик имитируется градиационная мира, состоящая из последовательно расположенных прямоугольных участков с однородными коэффициентами обратного рассеяния, построенная по возрастанию с заданным шагом [9]. Достоинством предложенного способа является возможность автоматизированной обработки результатов статистическим методом.

3. Заключение

Разработана единая система методик экспериментальной оценки сквозных характеристик РСА с использованием аппаратно-программных средств формирования испытательных сигналов для наземных испытаний. Разработаны программные средства для автоматизированной оценки пространственного разрешения РСА и его радиометрических характеристик.

Исследованы возможности и аппаратные средства усовершенствования стенда полунатурного моделирования для определения радиометрических характеристик и испытаний РСА в режимах съёмки, близких к реальным, что позволит заблаговременно проводить значительную часть отработки РСА в наземных условиях. Отмечены проблемы, которые должны быть решены для создания системы преобразования сигналов в режиме реального времени.

Предложенные методы оценки сквозных характеристик будут использованы на этапе наземной экспериментальной отработки космического РСА высокого разрешения с гибридной зеркальной антенной.

Список литературы

1. https://space.skyrocket.de/doc_sdat/igs-radar-3.htm
2. <https://earth.esa.int/web/eoportal/satellite-missions/n/novasars>
3. <http://spaceflight101.com/asnar0-2/asnar0-2/>
4. <https://earth.esa.int/web/guest/missions/esa-future-missions/biomass>
5. Yi Lan, Zhongyu Li, Wenchao Li, Qing Yang, Junjie Wu, Jianyu Yang, Haiguang Yang, Xiaobo Yang. Maritime Moving Target Detection With Space-based Passive Radar Based on Multi-frame Modified Wigner-Ville Distribution // EUSAR, 2018, p.835.
6. E.-I.Dobre, A.Angel. Compressive Sensing for Spaceborne Transmitter – Stationary Receiver Bistatic SAR Imaging // EUSAR, 2018, p.1441.
7. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования. Издательство «Радиотехника», 2010.
8. Лепёхина Т.А., Николаев В.И. Вопросы экспериментального подтверждения сквозных характеристик космических радиолокаторов с синтезированной апертурой // Материалы XVIII международной научно-технической конф. «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2012). Воронеж, ОАО «Концерн «Созвездие», 2012, т.3, с. 1725–1737.
9. Лепёхина Т.А., Николаев В.И. Определение пространственного разрешения и радиометрических характеристик космических радиолокаторов с синтезированной апертурой методом цифровой имитации отражённых сигналов // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем - 2014. Сборник трудов / под общ. ред. академика РАН А.Л. Стемповского. М.: ИППМ РАН, 2014. Часть 4. С. 117-122.

Оценка эффективности подавления фазового шума при обработке интерферограмм космических РСА

¹ Сосновский А. В., ¹ Коберниченко В. Г.

¹ Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина
ул. Мира, 19, Екатеринбург, 620002, Россия
sav83@el.ru

Аннотация: Экспериментальное исследование эффективности алгоритмов интерферометрической обработки данных космических радиолокаторов с синтезированной апертурой осложняется тем, что количественный результат может быть получен только после завершения всей технологической цепочки. На основании ранее предложенного авторами метода обратного преобразования эталонов исследована эффективность первых этапов интерферометрической обработки – некогерентного накопления и подавления фазового шума. Представлены результаты оценки точности построения цифровой модели рельефа для данных ALOS PALSAR с различными длинами баз и поляризациями зондирующего сигнала.

1. Введение

Цифровые модели рельефа и карты смещений рельефа широко используются при создании и обновлении высотной основы цифровых топографических карт различных масштабов, при экологическом мониторинге зон проведения работ по добыче полезных ископаемых, контроле состояния транспортных коммуникаций [1-5]. Радиолокационная космическая съёмка, проводимая в интерферометрическом режиме (технологии InSAR и DInSAR), позволяет получать оба вида высотной информации в автоматическом режиме с полуавтоматической обработкой данных, что делает её очень привлекательной для использования в данных задачах. Однако сложность реализации и интерпретации результатов трёх основных этапов интерферометрической обработки – некогерентного накопления, подавления фазового шума и развёртывания фазы – затрудняют её применение для решения производственных задач геодезии и картографии.

Настоящая работа посвящена оцениванию эффективности алгоритмов подавления фазового шума на интерферограммах РСА при использовании различных фильтров и приемов обработки. Экспериментальные исследования проводились на примере данных, полученных радиолокатором ALOS PALSAR.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Объектами исследований являлись 5 наборов данных радиолокационной интерферометрической съёмки ALOS PALSAR, а также следующие алгоритмы подавления фазового шума:

- 1) усреднение в локальном окне.
- 2) частотный фильтр с гауссовой АЧХ.
- 3) спектральный адаптивный фильтр (фильтр Голдштейна) [6].

Кроме того, исследовались следующие приемы интерферометрической обработки:

- 1) нормализация амплитуды комплексных интерферограмм.
- 2) изменение очерёдности выполнения этапов некогерентного накопления и фильтрации фазового шума.
- 3) изменение формы окна или блока фильтра.

Исследовалась точность результатов обработки, в качестве критерия использовалось средне-квадратичное отклонение измеренной и эталонной относительных фаз.

3. Экспериментальный метод исследования эффективности интерферометрической обработки радиолокационных данных

На основе разработанного авторами метода обратного преобразования эталонных данных (в порядке, обратном последовательности интерферометрической обработки), изложенного в [7], были получены эталонные относительные фазы трех местностей-полигонов для оценки точности данных

радиолокационной интерферометрической съемки PCA ALOS-PALSAR (5 наборов данных). Поскольку при использовании предложенного метода при оценке точности не требуется завершения всей процедуры интерферометрической обработки, то в автоматизированном режиме были получены характеристики точности (зависимости среднеквадратичных отклонений измеренной и эталонной относительных фаз от параметров и комбинаций параметров алгоритмов обработки) для трех алгоритмов подавления фазового шума при различных значениях коэффициентов некогерентного накопления (пример характеристик для первого набора данных представлен на рис. 1). Для различных наборов данных получены оптимальные комбинации параметров, а минимальные значения с.к.о. относительной фазы составили от 0,8 до 1,1 рад, что соответствует (в зависимости от конкретного набора данных) с.к.о. высоты картируемого рельефа от 2,8 до 7,8 м.

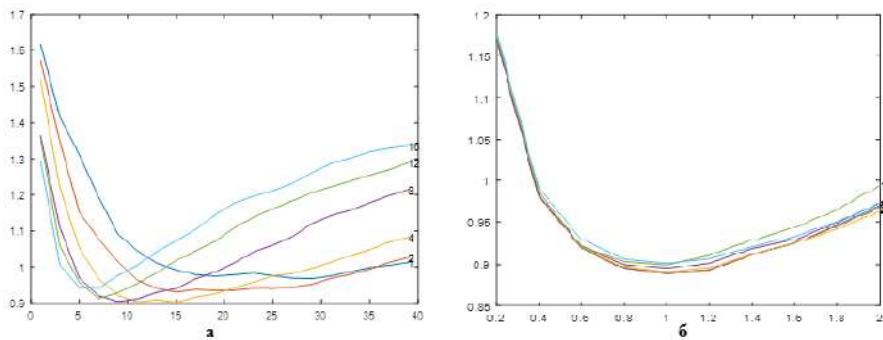


Рис. 1. Характеристики точности для алгоритмов фильтрации фазового шума: а) усреднение в локальном окне – зависимость с.к.о. (рад) от размера окна; б) гауссовая фильтрация в частотной области – зависимость с.к.о. (рад) от частоты среза ($\times 100$ эл.).

Также исследовано влияние на точность формы окна фильтрации и показано, что для повышение точности результата обработки предпочтительнее использовать окна, вытянутые вдоль азимутального направления (путевой дальности) с соотношением сторон 1:4...1:5. Экспериментально показано, что повышение точности на 5-10% может быть достигнуто путём нормализации амплитуды комплексной интерферограммы перед выполнением некогерентного накопления и фильтрации фазового шума, что может объясняться тем, что информация о рельефе местности и его подвижках содержится исключительно в фазовой составляющей радиолокационного сигнала. Также показано (на примере частотного гауссового фильтра), что изменение очередности выполнения этапов некогерентного накопления и подавления фазового шума практически не оказывает влияние на точность результата обработки.

4. Заключение

На основании ранее предложенного метода обратного преобразования эталонных данных исследована эффективность различных методов подавления фазового шума при интерферометрической обработке данных радиолокационной космической съемки. Показано, что для радиолокационных данных ALOS PALSAR минимально достижимые значения с.к.о. фазы составляют от 0,8 до 1,1 рад, что соответствует 2,8 до 7,8 м с.к.о. по высоте рельефа. Определены сочетания оптимальных значений размеров окон (частот среза, блоков) фильтров фазового шума и коэффициентов некогерентного накопления. Показано, что нормализация амплитуды интерферограммы перед обработкой позволяет получить на 5-10% лучшую точность по завершении обработки.

Список литературы

1. Elizavetin I.V., Ksenofontov E.A. Investigation results of precision evaluation Earth surface relief possibility using SAR interferometry data. *Issledovanie Zemli iz Kosmosa*. 1996, no. 1. pp. 75-90 (In Russian).
2. Bamler, R., Hartl, P. Synthetic aperture radar interferometry // *Inverse Problems*, 14 (4), 1998. Pp. r1-r54. DOI: 10.1088/0266-5611/14/4/001
3. I.R. Joughin, F. K. Li, S.N. Madsen, E. Rodrigues et al. Synthetic Aperture Radar Interferometry. *Proceedings of the IEEE*, 2000, vol. 88(3), pp. 333-382
4. R.F. Hanssen. *Radar interferometry. Data interpretation and error analysis*. Kluwer academic publishers, 2002
5. Richard M. Goldstein and Charles L. Werner. Radar interferogram filtering for geophysical applications. *Geophysical Research Letters*, 1998, no. 25(21), pp. 4035-4038
6. I. Baran, M. P. Stewart, B. M. Kampes, Z. Perski et al. A Modification to the Goldstein Radar Interferogram Filter. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2003, vol. 41, no. 9, pp. 2114-2118
7. Sosnovsky A.V, Kobernichenko V.G. A technique for evaluation of InSAR processing stages efficiency. *Proc. of 26th International conference «Microwave & Communication Technology (CriMiCo'2016)»*, Sevastopol, Russia. 2016. Pp. 2716-2722.

Особенности полунатурного моделирования радиолокационных целей на несущих частотах для наземных испытаний космического РСА

Лепёхина Т.А., Николаев В.И.

*Акционерное общество «Концерн радиостроения «Вега»
Кутузовский проспект, 34, Москва, 121170, Россия
vnikolaev65@inbox.ru*

Аннотация: Предложены методы аппаратно-программной имитации фоно-целевых обстановок различной сложности для наземных бесполётных испытаний космического радиолокатора с синтезированной апертурой (РСА) и отработки его составных частей. Описаны принципы построения и особенности аппаратной реализации стенда полунатурного моделирования.

1. Введение

Развитие технологий дистанционного зондирования Земли средствами радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА) во всём мире связано с расширением множества задач, решаемых с их помощью, и перечня требований к характеристикам и функциям аппаратуры, программно-алгоритмическому обеспечению и методам их контроля [1, 2]. Учитывая разнообразие режимов съёмки и рост доли информационных продуктов, получаемых с использованием бортовых вычислительных средств, необходимо при создании системы наземной отработки космического РСА предусматривать средства наземных бесполётных испытаний, обеспечивающие полунатурное моделирование объектов съёмки, движения спутника-носителя и автоматизированный анализ результатов эксперимента для оценки характеристик РСА. Необходимым условием автоматизации эксперимента является использование тестовых воздействий с калиброванными характеристиками, соответствующими проверяемым параметрам РСА, возможность многократного повторения эксперимента с сохранением постоянных условий и применение критериев, пригодных для автоматизации методик анализа.

2. Особенности аппаратно-программного преобразования зондирующего сигнала в имитаторе

Простейшим видом имитируемой радиолокационной цели является одиночная точечная цель. Имеется большой практический опыт шлейфового контроля радиолокационных станций с использованием ретрансляторов, имеющих в составе волоконно-оптическую или цифровую линию задержки [3]. В настоящее время такие устройства используются для радиометрической калибровки космических РСА, а также известны примеры включения линии задержки в состав РЛС в качестве средства встроенного контроля работоспособности. Таким способом имитируется сигнал, отражённый от одиночной точечной цели на траверсе, при этом для синтеза изображения должен использоваться упрощённый алгоритм, из которого исключён учёт изменения расстояния между фазовым центром антенны и целью при движении носителя. Тем не менее, данный способ имитации отражённого сигнала позволяет получить аппаратную функцию отклика РСА для оперативного контроля его работоспособности, предварительной оценки разрешающей способности по форме и ширине главного лепестка, уровней боковых лепестков.

Имитация группы точечных целей, образующих фигуру на плоскости (как правило, квадрат [4]), позволяет выявить факторы, влияющие на вид функции отклика для точечных целей, расположенных не на траверсе: это может быть неортогональность квадратур демодулятора, а также нелинейность передачи сигнала в видеотракте, например, из-за перегрузки по амплитуде. Другой, не менее важной, особенностью имитации сложных целей является необходимость учёта закона изменения расстояния до точечных целей, близкого к реальному в условиях полёта, для возможности использования штатного алгоритма сжатия радиоголограммы.

Для полунатурного моделирования отражения модулированного зондирующего сигнала от точечной цели с учётом закона изменения задержки при движении носителя используется комбинирование двух аппаратных средств: грубо (на величины, превышающие элемент разрешения по наклонной дальности) – программная регулировка задержки на целое число тактов, точно – изменением начальной фазы ретранслированного сигнала.

Используемый в составе стенда векторный приёмопередатчик может осуществлять преобразование оцифрованного входного сигнала в 4 парциальных каналах, в каждом канале выполняется цифровое преобразование сигнала по трём параметрам, задаваемым программируемыми константами: коэффициент усиления по амплитуде, задержка на целое число тактов и доплеровский сдвиг частоты, реализуемый цифровым способом с дискретностью установки не более 10^{-3} Гц. Параметры преобразования обновляются программно в соответствии с таблицей, минимальный период обновления 5 мс. Таким образом достигается кусочно-линейная аппроксимация расчетного закона изменения начальной фазы каждого из парциальных отражённых сигналов. По результатам расчёта, для большинства спутников-носителей РСА с высотой орбиты не менее 500 км ошибка аппроксимации по данной методике не превышает $0,5^\circ$.

Для оценки радиометрической разрешающей способности РСА при съёмке поверхностно-распределённых целей, а также для проверки функций автоматизированной дешифрации изображений (распознавания объектов) необходимо моделирование более сложных многоточечных целей и произвольных фоно-целевых обстановок с числом элементов 10^7 и более. Для режимов среднего разрешения и небольшой протяжённости моделируемого сюжета по дальности (суммарное количество отсчётов оцифрованного импульса зондирующего сигнала и пикселей модели сложной цели не превышает 2048) реализовано свёрточное преобразование сигнала в режиме реального времени по алгоритму, описанному в [7]. Для более сложных моделей предусмотрена методика отработки с предварительной подготовкой данных, требующая предварительной записи зондирующего сигнала РСА и последующего проведения контрольного сеанса в этом же режиме с подачей на вход приёмника РСА имитированного отражённого сигнала, моделируемого по данным записанного ранее зондирующего сигнала. В обоих этих режимах требуется синхронизация циклограмм работы РСА-изделия и имитатора с использованием стробирующих сигналов и синхронизация опорных частот обоих устройств.

3. Заключение

Разработан аппаратно-программный имитатор отражённых сигналов для РСА высокого разрешения с шириной спектра зондирующего сигнала до 1000 МГц, позволяющий моделировать 4 точечных цели в режиме реального времени для оценки разрешающей способности в различных режимах съёмки. Имитатор может использоваться как в составе стенда полунатурного моделирования при испытаниях приёмопередатчика, так и в виде автономного устройства, взаимодействующего с РСА через антенны без использования синхронизирующих сигналов.

В настоящее время имитатор в режимах непрерывной и импульсной ретрансляции применяется при наземных испытаниях радиотехнического комплекса авиационного базирования. В дальнейшем предполагается построение на его базе станции активного контроля для лётных испытаний РСА как авиационного, так и космического базирования.

Список литературы

1. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования. Издательство «Радиотехника», 2010.
2. Верба В.С. Авиационные комплексы радиолокационного дозора и наведения. Принципы построения, проблемы разработки и особенности функционирования. Монография. М.: Радиотехника, 2014. 528 с.
3. Lenz R., Lambrecht A., Wiesbeck W. Potentials of SAR Antenna Pattern Recognition using Active Ground Receivers // EU-SAR 2006 Conference, Dresden, Germany: EUSAR, May 2006.
4. Гуськов Ю.Н., Карпов О.А., Лепёхина Т.А., Николаев В.И., Семенов М.А., Толстов Е.Ф. Проблемы экспериментального определения пространственного разрешения РСА: критерий Рэлея и метод импульсного отклика // Труды 28-го Всероссийского симпозиума «Радиолокационное исследование природных сред», 2013. СПб: 2013
5. Боков А.С., Важенин В.Г., Воробьев Л.П. и др. Имитация радиолокационного сигнала, отраженного от движущейся цели // Вестник УГТУ–УПИ. Сер. радиотехн., Теория и практика радиолокации земной поверхности. 2005. № 19 (71). 235 с.
6. Галашин М.Е., Лисовская Т.В., Кочеров А.Н., Болдырев Н.А. Формирование изображения протяжённой ложной цели на экране радиолокаторов с помощью устройства формирования сигнала // Сб. научн. трудов ЦНИРТИ им. академика А.И.Берга, т. 5, М.: 2011. С. 233–253.
7. Лепёхина Т.А., Николаев В.И. Алгоритм цифровой имитации траекторных сигналов для испытаний радиолокаторов с синтезированной апертурой высокого разрешения // 15-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2013». М.: РНТОРЭС им. А.С.Попова, 2013. С. 418-422.

Комплекс моделирования радиолокационных портретов поверхности в координатах дальность-угол

Марков Ю. В., Боков А. С., Важенин В. Г.

Уральский Федеральный Университет
ул. Мира, 32, Екатеринбург, 620002, Россия
asdal@mail.ru

Аннотация: Представлены структура и результаты работы комплекса моделирования многоканальных радиолокационных систем, работающих по сигналам, отражённым от подстилающих поверхностей различного типа. Комплекс предназначен для моделирования радиолокационных портретов подстилающей поверхности в координатах дальность-угол, включая надирное направление излучения антенной системы.

1. Введение

Неконтактные методы получения информации о поверхности Земли, объектах на ней или в ее недрах составляют основу дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) [1-4]. Для случая активных авиационных и космических радиолокационных систем (РЛС) при этом измеряются количественные характеристики излученного и переотраженного Землей электромагнитного поля (мощность, время распространения, спектральный состав, фаза, поляризационные свойства и т.д.). Обработка сигнала может выполняться на борту либо на наземной станции по переданным с носителей РЛС массивам предобработанных сигналов. Для построения и отработки функционирования таких систем необходимо использовать модели радиолокационной ситуации и обработки сигналов.

Конкретной задачей, рассмотренной в докладе, является исследование и доработка технологии моделирования сигналов, и построенных на их основе радиолокационных изображений (РЛИ) поверхности в координатах дальность-угол. Моделируются сигналы бортовых радиолокационных систем, в том числе с многоканальными приемниками и антенными системами, работающими по земной поверхности, с возможностью использования как для измерения параметров движения, так и для мониторинга земной поверхности, а также для комплексирования с другими средствами навигации и мониторинга.

2. Структура комплекса моделирования

Комплекс моделирования многоканальных систем можно условно разбить на два технологических уровня: одноканальная версия комплекса и многоканальная. Структура одноканальной версии программного комплекса моделирования представлена на рис. 1.

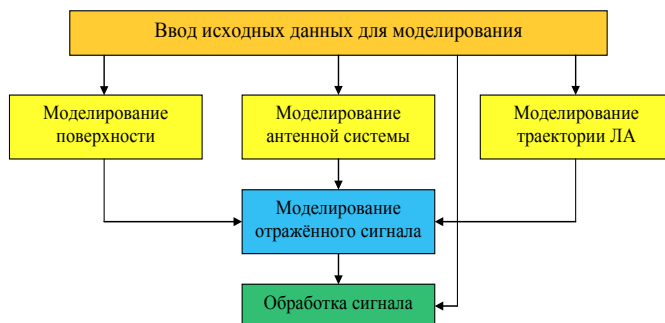


Рис. 1. Структура одноканальной версии программного комплекса моделирования

На первом этапе моделирования необходимо ввести исходные данные для моделирования различных компонентов программного комплекса. Некоторые исходные данные могут быть общими для разных элементов общей модели. На базе введенных исходных данных строятся одновременно или последовательно модель отражающей поверхности, модель антенной системы, модель траектории полета ЛА. Модель антенной системы вычисляет коэффициенты передачи приемной и передающей антенн при различных углах визирования отражателей.

При построении модели сигналов в многоканальной РЛС одноканальная версия используется модульно. Общая структурная схема многоканальной версии комплекса моделирования сигналов и их обработки представлена на рис. 2.

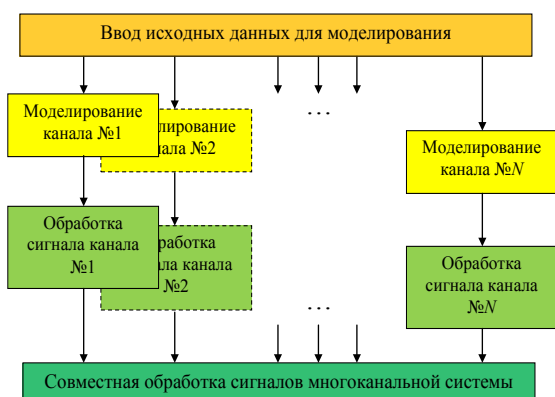


Рис. 2. Общая структура многоканальной версии программного комплекса моделирования РЛС

При моделировании многоканальной системы принимается, что каждый из моделируемых каналов независим. Т. е. каждый из каналов представляет собой сигнал, принимаемый одной приемной антенной. Передающая антенна при этом может быть как общей для всех или группы каналов, так и собственной для каждого.

3. Результаты моделирования

При помощи построенного программного комплекса моделирования на основе разработанных моделей сигналов и алгоритмов его обработки был проведен ряд модельных экспериментов и синтезированы РЛИ поверхности для различных условий и типов зондирующих сигналов. В частности были построены РЛИ для бортовых РЛС сантиметрового диапазона с надирным излучением, с шириной диаграммы направленности антенны 50° , над плоской шероховатой однородной поверхностью, 3-D график РЛИ случайной равномерной шероховатой поверхности представлен на рис. 3.

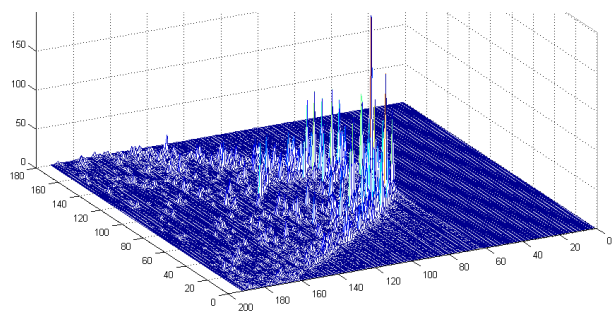


Рис. 3. РЛИ смоделированной поверхности – портрет в координатах дальность-угол, одноканальная РЛС.

4. Заключение

На базе разработанных математической модели отражённых сигналов и методов их обработки предложен многоканальный программный комплекс моделирования сигналов и радиолокационных портретов поверхности в координатах дальность-угол, включая надирное направление главного лепестка диаграммы направленности антенны. Получены РЛИ поверхности при различных условиях и параметрах работы РЛС, типах подстилающей поверхности¹. Проведён их анализ.

Список литературы

1. Баскаков А.И., Жутяева, Т.С. Лукашенко Ю.И. Локационные методы исследования объектов и сред : учебник для студ. учреждений высш. проф. образования / под ред. А.И. Баскакова. – М. : Издательский центр «Академия», 2011. – 384 с.
2. Сколник М. Справочник по радиолокации / Под ред. М. Сколника. Пер. с англ. под общ. ред. В. С. Вербы. В 2-х книгах. Книга 1. М. : Техносфера, 2014. – 672 с..
3. Коберниченко В.Г. Радиоэлектронные системы дистанционного зондирования Земли : учеб. пособие. Екатеринбург : Изд-во Урал. университета, 2016. – 220 с.
4. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли : учебное пособие для вузов / под ред. Г. С. Кондратенкова. – М. : Радиотехника, 2005. – 368 с.

¹ Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ (проект № 8.2538.2017/4.6).

Двухполяризационный микроволновый радиометр L-диапазона

¹ Гудков А. Г., ² Леушин В. Ю., ^{3,4} Агасиева С. В., ^{4,5} Сидоров И. А.

¹ МГТУ им. Н.Э.Баумана

² ООО «НПИ ФИРМА «Гиперион»

³ РУДН

⁴ ООО «Мираглбэкс»

⁵ АО «Концерн радиостроения «Вега», igorasidorov@yandex.ru

Аннотация: : Представлен новый двухполяризационный микроволновый радиометр L-диапазона, предназначенный для измерения влажности почвы с борта беспилотного летательного аппарата. Приводится состав радиометра и обзор схемы радиометра. Рассматриваются основные особенности реализации схемно-технических решений. Приводятся алгоритмы работы управляющего и обрабатывающего микроконтроллеров.

1. Введение

Развитие технологий точного земледелия требует оперативного получения точной и полной информации о состоянии почвогрунтов для оптимизации процессов обработки почвы при выращивании сельскохозяйственных культур. Поэтому **актуальна** задача дистанционного определения влажности и поверхностной температуры почвогрунтов методами СВЧ-радиометрического зондирования больших площадей сельскохозяйственных угодий с борта беспилотного летательного аппарата. Решение поставленной задачи возможно с помощью малогабаритного, легкого микроволнового радиометра, работающего одновременно на двух поляризациях, например, в L-диапазоне. Вопросы создания и применения микроволновых радиометрических систем для дистанционного мониторинга подповерхностного влагосодержания широко представлены в научной периодике [1-3].

Цель статьи – продемонстрировать основные схемно-технические и программные решения для реализации миниатюрного микроволнового радиометра L-диапазона, предназначенного для дистанционного измерения влагосодержания почвогрунтов в слое до одного метра с борта беспилотного летательного аппарата.

2. Состав двухполяризационного микроволнового радиометра L-диапазона.

Микроволновый радиометр для размещения на борту беспилотного летательного аппарата должен иметь во возможности малые габариты и массу, низкое энергопотребление и строиться по схеме «всё в одном», когда радиометрическая система кроме самого приёмника и антенны содержит приёмник спутниковой навигации, систему регистрации данных, систему микронавигации и аккумуляторную батарею. Описания отдельных элементов схемы радиометра уже докладывались на предыдущих конференциях [4]. Антенну радиометра целесообразно строить по двухполяризационной схеме, при этом получается двукратная экономия массы и площади раскрыва. Радиометрический приёмник целесообразно строить по схеме с двухпорной модуляцией, так как при этом не требуется использовать термостат для термостабилизации радиометрического тракта, что обеспечивает экономию энергии и увеличивает длительность работы от автономного источника. Полосовой фильтр выбран воздушного типа на встречных стержнях, что обеспечивает наилучшую избирательность, хотя несколько увеличивает габариты и массу по сравнению с микрополосковыми фильтрами. Обработку радиометрической информации и задачи управления, контроля и регистрации целесообразно разделить между двумя микроконтроллерами.

3. Компановка и конструкция двухполяризационного микроволнового радиометра.

На рисунке 1 показана конструкция макета двухполяризационного микроволнового радиометра. Несущим элементом конструкции является плоская микрополосковая двухполяризационная антенна на которую крепится приёмный модуль. Сигналы, принятые по вертикальной и горизонтальной поляризациям передаются на вход модулятора. Выход модулятора подключен ко входу полосового

фильтра, который формирует требуемую амплитудно-частотную характеристику приёмника. После полосового фильтра сигнал усиливается высокочастотным услителем и детектируется квадратичным детектором. С выхода детектора сигнал подаётся на вход АЦП входящего в состав периферийных устройств микроконтроллера обработки сигнала. После предварительной обработки информация передаётся в микроконтроллер управления, который формирует выходной поток в заданном формате для передачи по оптическому интерфейсу и записи на SD-карту памяти.

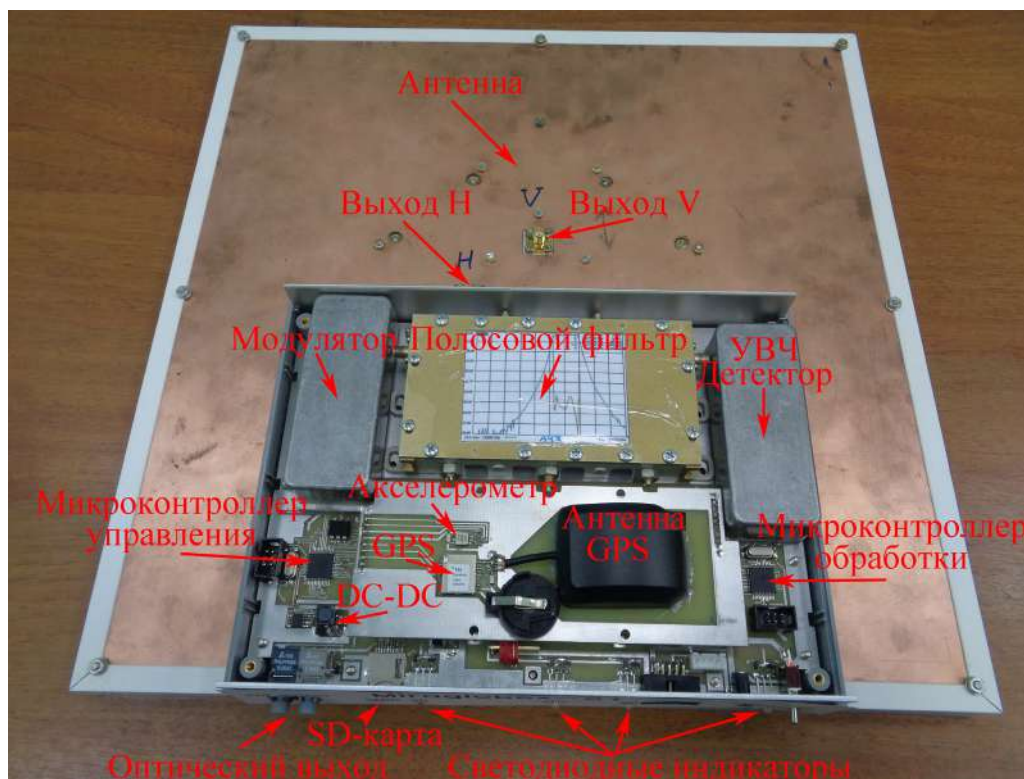


Рис. 1. Конструкция макета двухполяризационного микроволнового радиометра.

4. Заключение

В результате проведенного исследования можно сделать следующие **выводы**:

- возможна разработка малогабаритного двухполяризационного микроволнового радиометра на основе известной схемы с двухопорной модуляцией;
- совместный приём двух поляризаций одной антенной позволяет уменьшить массу антенны почти в два раза при тех же габаритных размерах;
- наиболее большим и тяжелым элементом радиометра является полосовой воздушный фильтр на встречных стержнях. Однако, его использование оправдано лучшими радиотехническими характеристиками по сравнению с твердотельным микрополосковым фильтром на встречных стержнях.

Список литературы

1. Сидоров И.А., Солдатенко А.П., Гудков А.Г., Леушин В.Ю., Новичихин Е.П. . Результаты натурных экспериментов по мониторингу гидрологической обстановки вдоль автомобильных дорог многочастотной поляриметрической системой СВЧ-радиометров // Машиностроитель, Том 84, Выпуск 12, 2015г., стр.46-55 ISSN 0025-4568.
2. Шутко А.М., Новичихин Е.П., Маречек С.В., Плюшев В.А., Сидоров И.А., Бирюков Е.Д., Решиков А.Д., Хаарбринк Р. Поляриметрическая система из двух СВЧ-радиометров типа «Ранет-21»». // «Радиотехника». 2013. № 1. С. 123-126.
3. Сидоров И.А., Плюшев В. А., Новичихин Е.П., Гудков А.Г. Результаты натурного эксперимента по измерению влажности почвы с помощью СВЧ-радиометрического приемника с борта беспилотного летательного аппарата. // Материалы 26-Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» 6-12 сентября 2016, Севастополь, Крым, Россия, Том 10, стр. 2301-2307.
4. Горбачев Д.А., Солдатенко А.П., Решиков А.Д., Власова Н.Н., Сидорова М.И. Конструктивные особенности подогреваемой эталонной согласованной нагрузки СВЧ-радиометра с двухопорной модуляцией // Материалы 28-Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» 9-15 сентября 2018, Севастополь, Крым, Россия, Том 7, стр. 1782-1787.

Преимущества сопряженного использования микроволнового радиометра и георадара при зондировании почвы в системе точного земледелия

¹ Сидоров И. А., ² Изюмов С. В., ³ Хохлов Н. Ф., ⁴ Новичихин Е. П.

¹ АО «Концерн радиостроения «Вега», igorasidorov@yandex.ru

² ООО «Геологоразведка»

³ РГАУ-МСХА имени К.А.Тимирязева

⁴ ИРЭ имени В.А.Котельникова РАН

Аннотация: : Показаны преимущества одновременного зондирования почвы георадаром и микроволновым радиометром. Приводятся результаты натурного эксперимента по дистанционному определению геофизических параметров и глубинному зондированию почвы на экспериментальном поле РГАУ-МСХА имени К.А.Тимирязева с помощью георадара и микроволнового радиометра. Натурный эксперимент проводился в апреле 2018 года..

1. Введение

Развитие технологий точного земледелия является **актуальной** задачей и требует разработки новых эффективных методов получения точной информации о состоянии почв и посевах сельскохозяйственных культур, а также внедрения инновационных технологий дистанционного зондирования в практику земледелия. Известен способ дистанционного измерения влажности почвы с помощью микроволнового радиометра [1], позволяющий создавать карты глубинного влагосодержания сельскохозяйственных угодий. На картах можно видеть вариации влажности в различных частях поля. Но понять причины, вызвавшие появление вариаций влажности почвы, данные микроволнового радиометра не могут. Для объяснения причин, вызвавших вариации влажности почвы, необходимо использовать данные георадара, дающего информацию о структуре подповерхностных слоев почвы.

Цель статьи – показать преимущества одновременного использования микроволнового радиометра и георадара на примере результатов натурного эксперимента по глубинному зондированию почвы на опытном поле РГАУ-МСХА имени К.А.Тимирязева.

2. Натурный эксперимент на опытном поле РГАУ-МСХА имени К.А.Тимирязева

Натурный эксперимент с одновременным использованием георадара (слева) и микроволнового радиометра (справа) проводился в апреле 2018 года на опытном поле РГАУ-МСХА имени К.А.Тимирязева. В натурном эксперименте использовался микроволновый радиометр «Ранет-05», работавший в С-диапазоне, который кроме высокочувствительного радиометрического приемника содержит источник питания, ГЛОНАСС приемник и регистратор данных на карте памяти. Микроволновый радиометр способен принимать собственное радиотепловое излучение слоев почвы, расположенных на глубине до пяти длин волн, то есть до 30 сантиметров для выбранного С-диапазона [3]. В процессе эксперимента антенна приемника направляется под углом 30 градусов к вертикали на исследуемую поверхность и перемещается по полю. Для смены поляризации принимаемой волны приемник поворачивается на 90 градусов. Накопленные радиометрические данные и данные от спутниковой навигационной системы, содержащие информацию о времени и географическом положении приемника с периодом в одну секунду регистрируются на карту памяти. После окончания эксперимента карта памяти извлекается из корпуса радиометра для переноса данных в персональный компьютер, где производится окончательная обработка информации с построением карт температуры и влажности почвы вдоль линий визирования.

3. Результаты натурного эксперимента

На рисунке 1 слева представлен пример карты температур для горизонтальной поляризации одного из трех тестовых участков опытного поля с наложением на изображение поля. Цветами пере-

даны значения радиоярких температур в соответствии с цветовым клином, изображенным справа от карты..

Георадар перемещался по полю на ручной тяге параллельными галсами в приоритетном направлении север-юг. Радиометр переносился на руках теми же галсами, но на некотором расстоянии от георадара, для обеспечения электромагнитной совместимости (уменьшения уровня взаимных помех).

Для обработки результатов зондирования и построения изображения используется программа "Радар", разработанная ООО "Геологоразведка". Для измерений сигналов в режиме реального времени и для считывания сигналов из флэш-памяти георадара используется также программа "Радар".

Обработка сигналов включает: предварительную обработку, алгоритмы деконволюции (инверсная фильтрация), трёхмерную фокусировку, трёхмерную визуализацию и построение профилей.

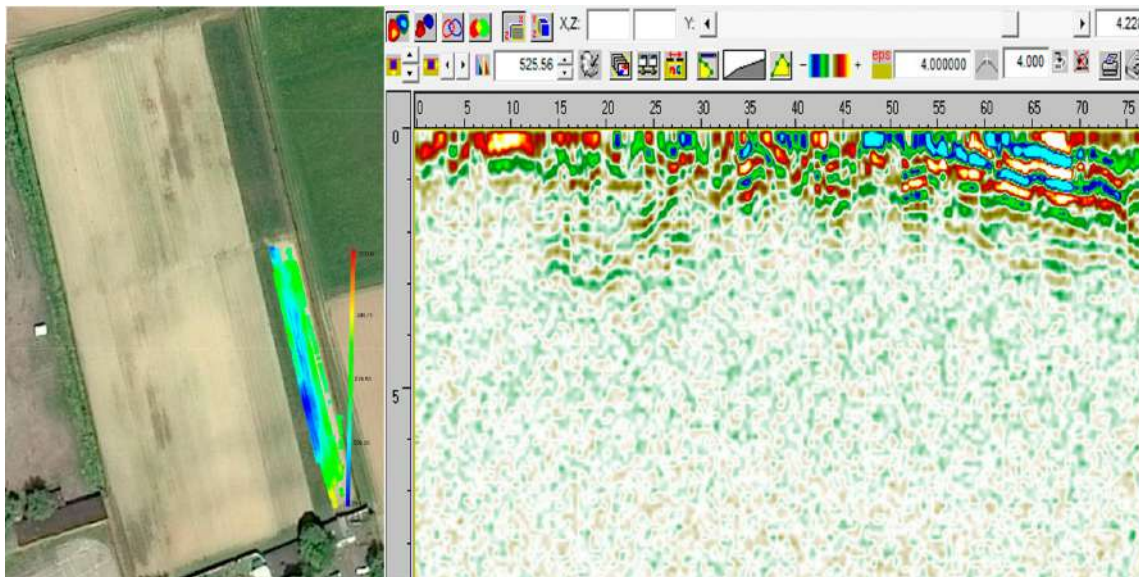


Рис. 1. Пример карт радиометра и георадара для одного участка опытного поля.

4. Заключение

В результате проведенного натурального эксперимента можно сделать следующие **выводы**:

- возможно совместное одновременное использование георадара и микроволнового радиометра для дистанционного определения температуры, влагосодержания и структуры почвогрунтов с построением соответствующих тематических карт и профилей для использования в системе точного земледелия;
- совместное использование данных георадара и микроволнового радиометра позволяет взаимно дополнить получаемые карты глубинных структур, температуры и подповерхностной влажности почвы;
- данные георадара и микроволнового радиометра могут использоваться в системе точного земледелия для оптимизации сроков посадки сельскохозяйственных культур и прогнозирования урожайности.

Список литературы

1. Сидоров И.А., Плющев В.А., Солдатенко А.П., Решиков А.Д., Горбачев Д.А. О возможности использования группы БПЛА для получения карт влажности почвогрунтов в системе точного земледелия // Материалы 28-Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» 9-15 сентября 2018, Севастополь, Крым, Россия, Том 7, с. 1610-1616.
2. Сидоров И.А. и др. Под редакцией В.С. Вербы, Ю.В. Гуляева, А.М. Шутко, В.Ф. Крапивина. СВЧ-радиометрия земной и водной поверхностей: от теории к практике. – София, Академическое издательство имени профессора Марина Дринова, 2014. – 295 с.
3. Финкельштейн М.И., Мендельсон В.Л., Кутев В.А. Радиолокация слоистых земных покровов. – М. «Советское радио», 1977. – 175 с.
4. Изюмов С.В., Дручинин С.В., Вознесенский А.С. Теория и методы георадиолокации. Учебное пособие.—М. Издательство государственного горного университета «Горная книга», 2008.-196 с:ил.
5. Методика определения точного местоположения и глубины залегания, а также разрывов подземных коммуникаций (силовых, сигнальных кабелей, трубопроводов газо-водоснабжения и др.), предотвращающих их повреждения при проведении земляных работ. МДС 11-21.2009/ООО «Тектоплан», ООО «Геологоразведка».-М.:ОАО «ЦПП», 2010-41 с.
6. Изюмов С.В., Дручинин С.В., Вознесенский А.С., Набатов В.В. Теория и практика георадиолокации : учеб./.-М.: Изд. Дом НИТУ «МИСиС», 2018.-220с. ISBN 978-5

Дистанционные радиофизические маркеры гидролого-климатических изменений на основе ежедневных данных спутникового микроволнового зондирования

¹ Романов А. Н., ² Хвостов И. В.

Институт водных и экологических проблем СО РАН
ул. Молодежная, 1, Барнаул, 656068, Алтайский край, Россия,
¹ romanov_alt@mail.ru, ² nii82@mail.ru

Аннотация: По данным спутника SMOS оценены сезонные вариации радиоярких температур акватории Карского моря за период с 2012 по 2017 годы. Определены границы временных периодов открытой воды, замерзания, ледостава и вскрытия для Карского моря, соответствующие качественным изменениям характеристик микроволнового излучения морской акватории. В качестве радиофизических параметров, характеризующих происходящие гидролого-климатические изменения, выбраны продолжительности периодов открытой воды и ледяного покрова.

1. Введение

Детальное изучение современных гидролого-климатических изменений необходимо для возможности надежного прогнозирования возникающих опасных гидрологических и метеорологических явлений. Оперативная информация о гидрологических реакциях на климатические изменения в Арктическом регионе может быть получена на основе использования всепогодных микроволновых методов дистанционного зондирования [1]. Для дистанционной оценки времени начала таяния и замерзания морского льда разработаны методы классификации арктических льдов с использованием радиометрических и радиолокационных изображений, полученных со спутников серии OKEAN-01 на частоте 37 ГГц на горизонтальной поляризации для окраинных морей Северного Ледовитого океана [2].

По данным дистанционного микроволнового зондирования осуществлено сезонное прогнозирование годовой минимальной протяженности морского льда в морях Бофорта, Лаптевых, Чукотском, Восточно-Сибирском, Карском, Баренцевом и канадской Арктике [3]. Спутниковые микроволновые измерения использовались для дистанционного обнаружения скоплений морского льда в полярных областях [4]. В данной работе приведены результаты оценки сезонных вариаций радиоярких температур акватории Карского моря в период с 2012 по 2017 годы.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Объектом исследования являлась акватория Карского моря между о. Новая Земля и полуостровом Ямал. Тестовые участки находились на разном удалении от суши, устьев рек и различались по продолжительности существования и толщине ледяного покрова, температуре и солености воды. Продукт L1C SMOS [5] использовался для измерения яркостной температуры подстилающей поверхности. Данные L1C представлены в виде дискретной геодезической сетки DGG ISEA 4N9 [6]. Линейный размер ячейки составляет 16 км, площадь 195 км². Продукт L1C основан на данных пассивного микроволнового 2D радиометра MIRAS (Microwave Imaging Radiometer with Aperture Synthesis).

3. Результаты исследований

Сезонная динамика радиоярких температур (T_B) акватории Карского моря исследовалась на тестовых участках с 2012 по 2017 годы. Вариации T_B достигают 150 К. На зависимости $T_B(JD)$ (рис. 1) цифрами 1-4 обозначены даты, соответствующие началу качественных изменений характеристик микроволнового излучения морской акватории (JD отсчитывается от начала 2012 г.).

1. Начало периода открытой воды JD_1 – дата, начиная с которой T_B не отличались более чем на 10% от характерных для "водного" периода значений $T_{B,water}$ в течение 10 дней.

2. Начало периода замерзания JD_2 – дата, начиная с которой T_B отличались более чем на 10% от характерных для "водного" периода значений в течение 10 дней.

3. Начало периода установившегося ледяного покрова JD_3 – дата, начиная с которой T_B не отличались более чем на 10% от характерных для "ледового" периода значений $T_{B,ice}$ в течение 10 дней.

4. Начало периода вскрытия JD_4 – дата, начиная с которой значения T_B отличались более чем на 10% от характерных для "ледового" периода значений в течение 10 дней.

Определим фазы ледового режима на основе анализа сезонной динамики $T_B(JD)$:

Период открытой воды (ППОВ) – временной интервал между JD_1 и JD_2 , характерный для температур, превышающих температуру замерзания соленой морской воды. ППОВ характеризует происходящие гидролого-климатические изменения.

Период образования ледяного покрова – временной интервал между JD_2 и JD_3 в течение которого на водной поверхности образуется ледяной покров толщиной $d \geq L$, экранирующий микроволновое излучение водной поверхности. Переход от открытой воды к сплошному ледовому покрову на разных участках Карского моря происходит в течение 20-40 суток.

Период установившегося ледяного покрова (ПЛП) – временной интервал между JD_3 и JD_4 , характерен для отрицательных температур окружающей среды, при наличии на водной поверхности ледяного покрова толщиной $d \geq L$. ПЛП, характеризует гидролого-климатические изменения, происходящие в Арктике. Тренды длительности холодного периода указывают на направленность климатических изменений. На основе спутниковых данных установлено, что продолжительность ледового периода с 2014 по 2017 годы сокращается.

Период таяния ледяного покрова – временной интервал между точками JD₄ и JD₁ является переходным от отрицательных температур к положительным.

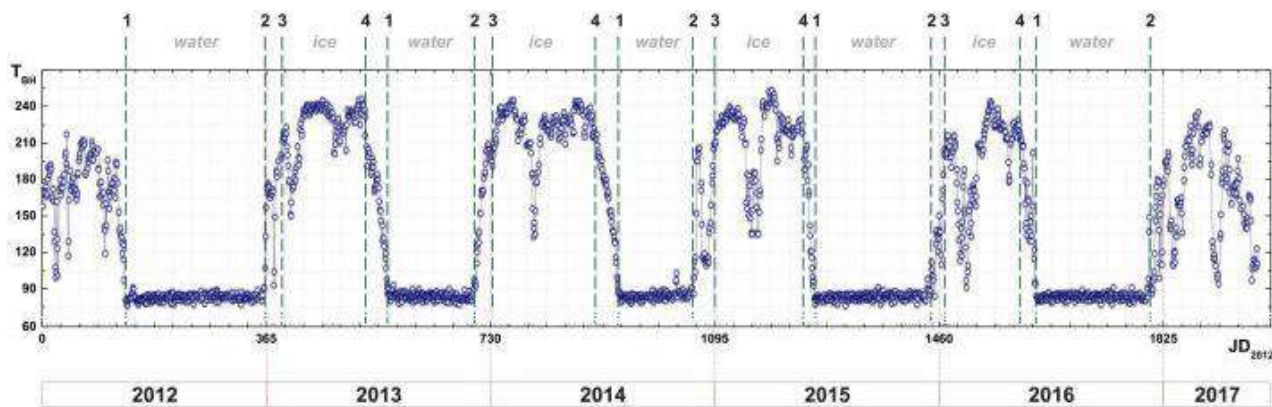


Рис. 1. Сезонная динамика T_B для участка Карского моря (70.165 с.ш., 63.756 в.д.).

4. Заключение

Из анализа данных SMOS следует, что в последние три года на всех участках Карского моря наблюдается почти двукратное увеличение ППОВ, сопровождаемое соразмерным сокращением ПЛП. Предложен алгоритм оценки гидролого-климатических изменений территории на основе ежедневных данных спутникового микроволнового зондирования с использованием дистанционных радиофизических маркеров.

Список литературы

1. Poursanidis D., Chrysoulakis N. Remote Sensing, natural hazards and the contribution of ESA Sentinels missions // Remote Sensing Applications: Society and Environment, Vol. 6, April 2017, PP. 25-38. URL: doi.org/10.1016/j.rsase.2017.02.001
2. Belchansky G.I., Douglas D.C., Mordvintsev I.N., Platonov N.G. Estimating the time of melt onset and freeze onset over Arctic sea-ice area using active and passive microwave data Remote Sensing of Environment, Vol. 92, Is. 1, 15 July 2004, PP. 21-39. URL: <https://doi.org/10.1016/j.rse.2004.05.001>
3. Drobot S.D. Using remote sensing data to develop seasonal outlooks for Arctic regional sea-ice minimum extent // Remote Sensing of Environment, Vol. 111, Is. 2–3, 30 November 2007, PP. 136-147. URL: <https://doi.org/10.1016/j.rse.2007.03.0>
4. Tikhonov V.V., I.A. Repina, M.D. Raev, E.A. Sharkov, V.V. Ivanov, D.A. Boyarskii, T.A. Alexeeva, N.Yu. Komarova A physical algorithm to measure sea ice concentration from passive microwave remote sensing data // Advances in Space Research, Vol. 56, Is. 8, 15 October 2015, PP. 1578-1589. URL: <https://doi.org/10.1016/j.asr.2015.07.009>
5. Gutierrez A., Castro R., Vieira P. (2014). SMOS L1 Processor L1c Data Processing Model, Issue 2.14. DEIMOS Engenharia, Lisboa, Portugal. URL: https://earth.esa.int/documents/10174/1854456/SMOS_L1c-Data-Processing-Models
6. Sahr K., White D., Kimerling A.J. (2003). Geodesic Discrete Global Grid Systems // Cartography and Geographic Information Science, Vol. 30, PP. 121-134. URL: <https://doi.org/10.1559/152304003100011090>

Электродинамическая модель рассеяния реликтового излучения растительным покровом для повышения точности измерения характеристик почвы микроволновым радиометром

¹ Гудков А. Г., ² Леушин В. Ю., ^{3,4} Агасиева С. В., ⁵ Тарадин А. В. ⁵ Сидорова М. И.

¹ МГТУ им. Н.Э.Баумана

² ООО «НПИ ФИРМА «Гиперион»

³ РУДН

⁴ ООО «МирагЛбэкс»

⁵ МФТИ

Аннотация: : Демонстрируются возможности электродинамической модели рассеяния реликтового излучения растительным покровом для повышения точности измерения характеристик почвы микроволновым радиометром. Рассматривается зависимость отражательных характеристик системы почва-растительность от типа и параметров растительного покрова. Оценивается точность измерения радиояркостной температуры почвы в зависимости от типа и характеристик растительного покрова.

1. Введение

При дистанционном определении температуры и влажности почвы при помощи микроволнового радиометра [1] существенное влияние на результаты измерений оказывает растительный покров [2], так как растительность частично переотражает и частично поглощает падающее на неё реликтовое излучение небесной сферы, а также экранирует собственное радиотепловое излучение почвы. Моделирование отражательных и поглощательных характеристик растительного покрова при активном и пассивном дистанционном зондировании земли с целью определения влагосодержания почвы и самой растительности описано рядом исследователей [3-5]. Учёт влияния растительного покрова для уточнения результатов измерения влажности и температуры почвы является **актуальной** задачей и требует разработки новых методов моделирования взаимодействия электромагнитной волны с поверхностью земли, покрытой растительностью.

Цель статьи – показать возможность использования современных программных сред для моделирования взаимодействия электромагнитной волны с поверхностью почвы при наличии растительности и поиск путей для разработки методики уточнения результатов измерения температуры и влажности почвы при помощи микроволнового радиометра.

2. Электродинамическая модель рассеяния реликтового излучения

В качестве исходной структуры для моделирования выбрано полупространство с плоской поверхностью и заданным значением комплексной диэлектрической проницаемости для имитации поверхности земли. На плоскости хаотически располагаются цилиндры заданного радиуса и длины с заданным значением комплексной диэлектрической проницаемости, имитирующие растительный покров. Имитируется плоская электромагнитная волна вертикальной или горизонтальной поляризации в L-диапазоне (от 1400 до 1450 МГц.), падающая на плоскую поверхность под определенным углом к вертикали. Вычисляются параметры электромагнитной волны, отраженной от плоской поверхности с цилиндрами, и их зависимость от входных параметров модели.

Имитируется также плоская электромагнитная волна вертикальной или горизонтальной поляризации, распространяющаяся от плоской поверхности в открытое пространство через систему цилиндров, имитирующая собственное радиотепловое излучение почвы. Вычисляются параметры прошедшей через слой «травы» электромагнитной волны.

Все вычисления проводились при помощи программного пакета “COMSOL Multiphysics”. Основной задачей моделирования был расчет коэффициента отражения от поверхности с имитацией растительного покрова и коэффициента поглощения электромагнитной волны в слое, имитирующем растительный покров. А также расчета радиояркостной температуры почвы со слоем растительного

покрова с учетом собственного излучения почвы и отражения реликтового излучения от плоской поверхности со слоем растительности.

3. Результаты моделирования

В результате моделирования получены зависимости радиояростной температуры плоской поверхности со слоем растительного покрова от высоты растительности, ее диэлектрических характеристик и плотности растительного покрова (количества растений на единице площади). Отдельный интерес представляют зависимости радиояростной температуры от угла визирования. Анализ полученных зависимостей позволяет сделать выводы, представленные в заключении.

4. Заключение

В результате проведенного моделирования можно сделать следующие **выводы**:

- наличие растительного покрова на поверхности почвы ухудшает точностные характеристики радиометрических измерителей температуры и влажности почвы;
- для учёта экранирующего действия растительного покрова требуется дополнительная априорная информация о параметрах растительного покрова;

Список литературы

1. Сидоров И.А., Плюшев В.А., Солдатенко А.П., Решиков А.Д., Горбачев Д.А. О возможности использования группы БПЛА для получения карт влажности почвогрунтов в системе точного земледелия // Материалы 28-Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» 9-15 сентября 2018, Севастополь, Крым, Россия, Том 7, с. 1610-1616.
2. Сидоров И.А. и др. Под редакцией В.С. Вербы, Ю.В. Гуляева, А.М. Шутко, В.Ф. Крапивина. СВЧ-радиометрия земной и водной поверхностей: от теории к практике. – София, Академическое издательство имени профессора Марина Дринова, 2014. – 295 с.
3. Сагалович В.Н., Фальков Э.Я., Царева Т.И. Определение влажности почвы по данным активного микроволнового дистанционного зондирования в L-диапазоне. // Исследование земли из космоса. 2007 г., №1., стр.3-6. ISSN: 0205-9614
4. Кулемин Г.П., Яцевич С.В. Взаимосвязь обратного рассеяния радиоволн СВЧ-диапазона с параметрами растительного покрова и открытых почв при дистанционных методах зондирования // Успехи современной радиоэлектроники. 2004 г., №3 стр.24-34. ISSN: 2070-0784
5. Jackson T.J., Chen D., Cosh M. et al. Vegetation water content mapping using Landsat data derived normalized difference water index for corn and soybeans // Remote Sensing of Environment, 2004. V.92 p.475-482. . ISSN: 0034-4257.

Универсальная математическая модель сигналов РСА над естественными поверхностями

Боков А. С., Марков Ю. В., Важенин В. Г., Маргилевский С. А.

*Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина
ул. Мира, 32, Екатеринбург, 620000, Россия
a.s.bokov@urfu.ru*

Аннотация: *Представлена реализация базовой версии универсальной математической модели формирования отраженных сигналов для различных радиолокационных систем, в том числе с синтезированием апертуры антенны, при работе над естественными поверхностями. Приведена методика построения модели с учетом факторов, требуемых для корректного синтезирования радиолокационных изображений.*

1. Введение

Для разработки и совершенствования методов дистанционного зондирования Земли требуется математическое моделирование процессов излучения, распространения, отражения (рассеивания), приема и обработки радиолокационных сигналов. Современные вычислительные ресурсы позволяют реализовать всё более подробные и точные математические модели, однако на практике ограничиваются построением специализированных моделей для конкретного типа системы, вида сигнала, типа поверхности и способа обработки и синтезирования радиолокационных изображений.

В докладе рассмотрена реализация базовой версии универсальной математической модели для исследовательского программного комплекса, предназначенного для отработки и оценки показателей качества алгоритмов работы радиолокаторов с синтезированием апертуры антенны (РСА) в различных условиях применения. Программный комплекс строится из совокупности модулей, объединенных в систему моделирования отраженных сигналов для заданной траектории движения, ориентации летательного аппарата (ЛА) и характеристик подстилающей поверхности.

2. Объекты исследований и параметры для математического моделирования

Объектами исследований являлись следующие типы поверхностей: 1) однородная шероховатая поверхность, 2) морская поверхность, 3) лесная поверхность.

В основе наиболее распространённых способов цифрового моделирования радиолокационных сигналов отраженных от сложных поверхностей и целей являются фацетные модели [1–3]. При этом вся отражающая поверхность разделяется на некоторые элементарные отражающие участки – фацеты, а затем вычисляются сигналы, отражённые от каждого фацета как от точечного объекта. Такой подход позволяет включать в поверхность различные неоднородности, напрямую влияющие на характер отраженного сигнала. Очевидно, что возможно комбинирование фацетов с различными свойствами для создания комплексных фоноцелевых обстановок (ФЦО).

Однако, на первых этапах исследования характеристик алгоритмов обработки сигналов в РЛС, часто достаточно ограничиться лишь некоторой областью пространства, где расположена сосредоточенная, поверхностно- или объемнораспределенная цель. В этом случае удобно использовать модель способную с достаточной точностью и с заданной подробностью представить ФЦО.

Также для адекватного моделирования сигналов необходимо учесть исходные данные траектории ЛА, РЛС, такие как высота и составляющие вектора скорости полета ЛА, углы эволюции ЛА (крен и тангаж), параметры диаграмм направленности приемных и передающих элементов антенной системы (КНД, ширина и форма диаграмм направленности), углы отклонения осей антенн от вертикальной оси ЛА, несущая частота передатчика, длина зондирующего импульса, скважность следования импульсов и количество импульсов излученных на траектории моделирования (для импульсной РЛС), девиация частоты, период модуляции и количество периодов модуляции на траектории моделирования (для РЛС с непрерывным излучением), частота дискретизации сигналов.

3. Математическое моделирование однородной шероховатой поверхности

Для наибольшей универсальности моделирование отражающих подстилающих поверхностей осуществляется путем создания фацетного поля, состоящего из элементарных точечных отражателей. Координаты фацетов могут задаваться различными способами: случайно, в квадратной или прямоугольной решетке, в гексагональной или треугольной решетке, по концентрическим окружностям, по спирали и т.д.

Вследствие того, что в общем случае для однородной шероховатой поверхности положение всех отражателей случайно, такая модель позволяет в упрощенном виде учесть любую (типовую) радиолокационную ситуацию. Ее использование эффективно при статистическом исследовании отраженных сигналов при неизвестном (произвольном) типе поверхности. Координаты расположения фацетов в плоскости являются случайными величинами, равномерно распределенными в пределах пятна облучения. Вертикальная координата имеет нормальное распределение, дисперсия этой величины задается заранее и является показателем крупных шероховатостей поверхности.

Пример такого фацетного поля для надирного облучения для высоты 100 м, величины крупных неровностей 50 см, числе фацетов 100 и при диаметре пятна облучения 300 м представлен на рис.1.

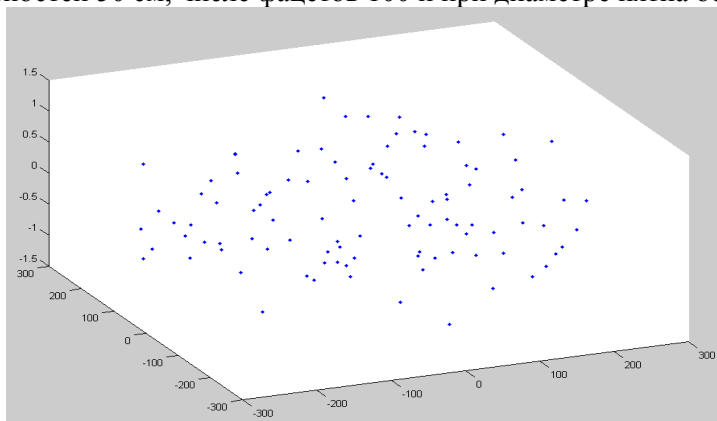


Рис. 1. Фацетное поле моделирования отражателей однородной шероховатой подстилающей поверхности

В базовой модели не учитываются наклоны ДОР фацетов относительно нормали, различие коэффициентов отражения и реальных площадей рассеяния поверхности. Так же не учитываются дополнительные доплеровские частоты для каждого фацета, связанные с возможным индивидуальным или групповым движением фацетов относительно поверхности.

В докладе будет показано, что базовая модель поверхности, формирования и обработки сигналов РСА в упрощенном варианте моделирует основные свойства большинства существующих поверхностей с возможностью детализации и описания неоднородных и/или слоистых поверхностей типа леса, с динамикой типа морской поверхности для непрерывного с ЛЧМ и импульсного типов зондирующих сигналов.

4. Заключение

В ходе работы был разработан алгоритм, использующий феноменологическую модель для описания подстилающих поверхностей. Универсальность рассмотренной модели сигналов РСА заключается в возможности сокращения объема вычислений за счет использования модели точечных отражателей с сохранением основных особенностей формирования отраженного сигнала как суммы отраженных сигналов с учетом амплитудных и фазовых соотношений парциальных сигналов. Такое упрощение является корректным с точки зрения разработки и отладки алгоритмов совместной работы моделей формирования и обработки (определение относительной дальности/высоты, синтезирование РЛИ) отраженных сигналов при моделировании и исследовании характеристик, разрешающей способности радиолокационных и высотомерных систем, включая РСА¹.

Список литературы

1. Жуковский А.П. Рассеяние электромагнитных волн земной поверхностью : учеб. пособие. М.: Изд-во МАИ, 1991. 80 с.
2. Штагер Е.А. Рассеяние радиоволн на телах сложных форм. М.: Радио и связь, 1986. 184 с..
3. Борзов А.Б., Лихоеденко К.П., Каракулин Ю.В., Сучков В. Б. Математическое моделирование входных сигналов бортовых систем ближней радиолокации от подстилающих поверхностей на основе их многоточечных моделей // Успехи совр. радиоэлектроники. № 4, 2017. С. 48-57.

¹ Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ (проект № 8.2538.2017/4.6)

Пространственно-временная обработка сигналов на выходе ММО антенной системы с учетом переотражений от земной поверхности

И. В. Крючков, Г. П. Слукин, В. В. Чапурский
 НИИ радиоэлектронной техники МГТУ им. Н.Э. Баумана
 ул. 2-я бауманская д.2, стр. 1, Москва, 105005, Российская федерация
niiret@bmstu.ru, valch2008@yandex.ru

Аннотация: Получен обобщенный корреляционный интеграл (ОКИ) пространственно-временной обработки (ПВО) сигналов на выходе ММО антенной системы (АС) радиовысотомера при наличии переотражений от земной поверхности. Представлены результаты расчета одномерного сечения ОКИ по углу места при известной дальности цели и двумерного сечения ОКИ «горизонтальная дальность-высота» при различных коэффициентах отражения от поверхности.

1. Введение

При создании малогабаритных РЛС с начала 2000-х годов стали активно применять заимствованные из систем передачи информации (СПИ) технологии ММО, основанные на использовании антенных решеток (АР), передающие элементы которых излучают взаимно ортогональные сигналы [1, 2]. Рассеянные целями зондирующие сигналы (ЗС) передающих элементов на выходах приемных элементов АР могут быть разделены с учетом ортогональности. Аналогичные решения имели место в РЛС большой дальности RIAS [3], созданной 80...90-х годах прошлого века, когда технологии ММО в СПИ еще отсутствовали. Использование ММО АС приводит к существенному сокращению общего числа элементов АР, упрощению запитки элементов и разводки сигналов, что актуально при построении малогабаритных РЛС.

В работе получено общее выражение для ОКИ при ПВО ортогональных сигналов, рассеянных целью и ее «антиподом» [4], моделирующим переотражение от земной поверхности. В докладе даются примеры расчета сечений ОКИ по углу места и в координатах «дальность-высота» при изменении коэффициента отражения от поверхности для радиовысотомера (РВ) с АС типа ММО.

2. Обобщенный корреляционный интеграл по пространственным координатам

Рассматривалась ММО АС на основе линейных передающих и приемных подрешеток (ПР) при работе РЛС в режиме РВ. Это позволило приближенно заменить каждую из ПР ее фазовым центром (ФЦ), имеющим широкую в вертикальной плоскости диаграмму направленности, а всю АС представить в виде вертикальной ММО АР, состоящей из N_t передающих и N_r приемных ФЦ с векторами координат $\vec{r}_{in}$ и $\vec{r}_{rk}$. Передающие ПР излучают ЛЧМ зондирующие сигналы (ЗС) с взаимно ортогональными компонентами на частотах ω_n с шагом $\Delta\omega$ и комплексной огибающей $\dot{U}(t)$:

$$\dot{s}_n(t) = \dot{U}(t) \exp(j\omega_n t), \quad \omega_n = \omega_0 + (n-1) \cdot \Delta\omega, \quad n = 1, \dots, N_t. \quad (1)$$

При большой частотно-временной базе ЛЧМ сигналов с девиацией частоты, равной частотному шагу $\Delta\omega$ в (1), форма модуля спектра комплексной амплитуды $|\dot{G}_U(\omega)|$ близка к прямоугольной [5], и спектры ортогональных парциальных ЗС (1) практически не перекрываются.

При наличии отражений от поверхности традиционно рассматривают точечную цель и ее антипод, имеющие вектора координат $\vec{r} = \|x, y, z\|$ и $\vec{r}' = \|x, y, -z\|$. При оговоренных выше условиях для ОКИ радиовысотомера типа ММО при отражении от поверхности с комплексным коэффициентом отражения $\dot{\rho}$ было получено выражение (с точностью до постоянного множителя) в виде:

$$\dot{Q}(\vec{r}, \vec{r}_0) = \sum_{k=0}^{N_r} \sum_{n=0}^{N_t} \left\{ q_{nk}^{(0)}(\vec{r}, \vec{r}_0) + \dot{\rho} \cdot \left[q_{nk}^{(1)}(\vec{r}, \vec{r}_0) + q_{nk}^{(2)}(\vec{r}, \vec{r}_0) \right] + \dot{\rho}^2 \cdot q_{nk}^{(3)}(\vec{r}, \vec{r}_0) \right\}. \quad (2)$$

В (2) использованы следующие обозначения при $p = 0, 1, 2, 3$:

$$q_{nk}^{(p)}(\vec{r}, \vec{r}_0) = \text{sinc} \left[\frac{\Delta\omega}{2} \Delta\tau_{nk}^{(p)}(\vec{r}, \vec{r}_0) \right] \exp \left\{ j\omega_n \Delta\tau_{nk}^{(p)}(\vec{r}, \vec{r}_0) \right\}, \quad \Delta\tau_{nk}^{(p)}(\vec{r}, \vec{r}_0) = \tau_{nk}^{(0)}(\vec{r}_0) - \tau_{nk}^{(p)}(\vec{r}), \quad (3)$$

где $\vec{r}_0 = \|x_0, y_0, z_0\|$ - вектор опорной точки пространства, а $\tau_{nk}^{(p)}(\vec{r})$ определяются с помощью формул

$$\tau_{nk}^{(0)}(\vec{r}) = c^{-1} \{ |\vec{r} - \vec{r}_{in}| + |\vec{r} - \vec{r}_{rk}| \}, \quad \tau_{nk}^{(1)}(\vec{r}) = c^{-1} \{ |\vec{r} - \vec{r}_{in}| + |\vec{r}' - \vec{r}_{rk}| \}, \quad (4)$$

$$\tau_{nk}^{(2)}(\vec{r}) = c^{-1} \{ |\vec{r}' - \vec{r}_{in}| + |\vec{r} - \vec{r}_{rk}| \}, \quad \tau_{nk}^{(3)}(\vec{r}) = c^{-1} \{ |\vec{r}' - \vec{r}_{rk}| + |\vec{r}' - \vec{r}_{in}| \}, \quad (5)$$

с учетом того, что $\vec{r} = \|x, y, z\|$, $\vec{r}' = \|x, y, -z\|$ есть координаты цели и антипода. Используя сферические координаты, ОКИ (2) можно записать также в функции векторов $\vec{r} = \|r, \beta, \varepsilon\|$ и $\vec{r}_0 = \|r_0, \beta_0, \varepsilon_0\|$.

Примеры двумерных сечений модуля ОКИ для вертикальной МИМО АР, имитирующей работу МИМО РЛС малой дальности в режиме РВ, представлены на рис. 1а,б. АР состояла из 8-и приемных и 4-х передающих элементов, расположенных по два сверху и снизу приемной части АР таким образом, чтобы виртуальная АР [1,2] при числе элементов $8 \times 4 = 32$ была плотной и эквидистантной с шагом $0,25\lambda$ и вертикальным размером $0,8\text{м}$. Общая полоса излучения составляла 20 МГц при частотном шаге и ширине полосы ЛЧМ ЗС каждого из 4-х передающих элементов 5 МГц. Коэффициент отражения от поверхности на рис. 1 принимался равным $\rho = -0,5$.

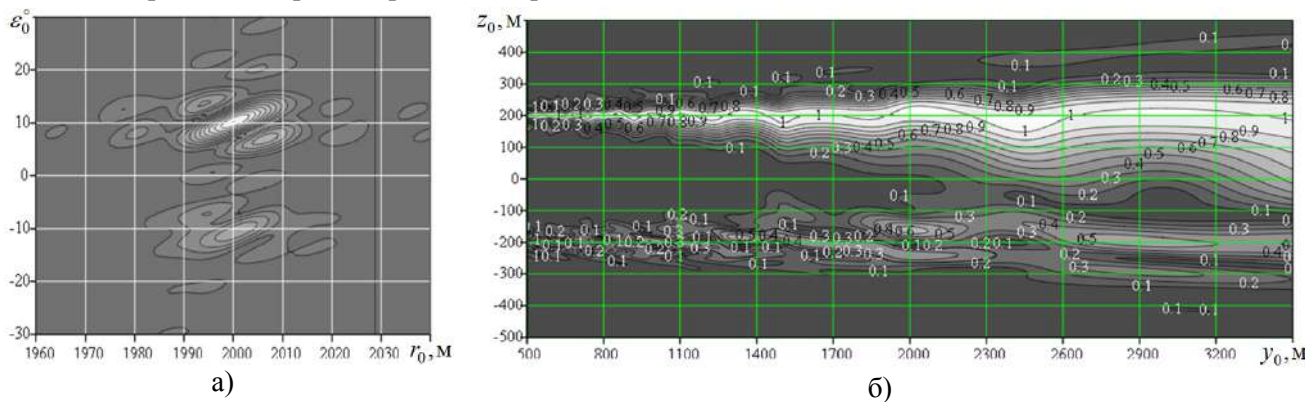


Рис. 1. Двумерные сечения нормированного модуля ОКИ: а) в полярных координатах (r_0, ε_0)

при $r = 2000\text{м}$, $\varepsilon = 10^\circ$, $\beta = 0$; б) в декартовых координатах (y_0, z_0) при $x = x_0 = 0$ и $z = 200\text{м}$.

На каждом из рис. 1а и 1б видны максимумы, соответствующие углу места и высоте истинной цели, позволяющие оценивать разрешающие способности и систематические погрешности оценок по углу места и высоте цели с учетом влияния артефактов, обусловленные антиподом при действии отражении от земной поверхности при разных коэффициентах отражения.

Заключение

В докладе предложен математический аппарат на основе вычисления многомерного обобщенного корреляционного интеграла пространственно-временной обработки сигналов в МИМО РЛС малой дальности в режиме РВ, адекватный наблюдению целей на фоне переотражений от поверхности Земли сигналов передающих элементов АР МИМО РЛС. В качестве примера представлены количественные результаты для задачи высотомерных измерений в МИМО РЛС с конкретными параметрами АС и ЗС.

Предложенная теоретическая методика допускает простое обобщение на случай МИМО АС с линейными горизонтальными подрешетками, а также с МИМО АС иных конфигураций и актуальна в процессе предпроектной разработки технического облика МИМО АС маловысотных МИМО РЛС.

Список литературы

1. J. Klare, O. Saalman. MIRA-CLE X: A new Imaging MIMO-Radar for Multi-Purpose Applications. Proceedings of the 7th European Radar Conference. 30 September – 1 October 2010, Paris, France. P. 129-132.
2. O. Biallawons, J. Klare, O. Saalman. Technical realization of the MIMO radar MIRA CLE Ka. Proceedings of the 10th European Radar Conference. 9-11 October 2013, Nuremberg, Germany. P. 21-24.
3. Dorey J., Blanchard Y., Christophe F. Le projet RIAS, un approche nouvelle du radar de surveillance aerienne // Colloque International dur le radar. Versailles. 21-24 mai 1984.
4. Д. К. Бартон. Радиолокационное сопровождение целей при малых углах места. ТИИЭР, 1974г., т. 42, №6, с. 37-61.
5. И. С. Гоноровский. Радиотехнические цепи и сигналы. Ч.1. Изд. «Сов. Радио». М. 1967.

К вопросу о выборе системы координат при построении пространственной обобщенной функции неопределенности для радиолокационных систем типа ММО

В. В. Чапурский, А. А. Филатов, Р. В. Водолазов,
 НИИ радиоэлектронной техники МГТУ им. Н.Э. Баумана
 ул. 2-я бауманская д.2, стр. 1, Москва, 105005, Российская федерация
niiret@bmstu.ru , valch2008@yandex.ru

Аннотация: На основе анализа сечений пространственной обобщенной функции неопределенности (ОФН) для линейной ММО антенной системы (АС) исследован вопрос о выборе системы пространственных координат адекватной физическому смыслу задачи локации. Представлены результаты сравнения сечений ОФН по двумерным координатам лоцируемого объекта для декартовой, сферической и модифицированной сферической систем координат, обосновывающие предпочтение между ними в зависимости от решаемой задачи.

1. Введение

При исследовании пространственной разрешающей способности систем радиолокации, гидролокации и дистанционного зондирования, основанных на актуальных в настоящее время принципах ММО (Multiple Input – Multiple Output) [1, 2], закономерно используют понятие ОФН по пространственным координатам (см., например [2]). Исследование координатных сечений ОФН при различных конфигурациях антенной системы (АС) и ансамблях зондирующих сигналов (ЗС), компоненты которого ортогональны для разных передающих элементов АС, позволяет обоснованно выбрать рациональный вариант расположения передающих и приемных элементов ММО АС и форму ЗС.

ОФН является нормированным аналогом обобщенного корреляционного интеграла (ОКИ) пространственно-временной обработки (ПВО) сигналов с выхода приемных элементов ММО АС при наблюдении сигналов точечного объекта. Первоначально ОКИ рассчитывается в декартовой системе координат для случая АС типа линейной антенной решетки (АР), состоящей из передающих и приемных элементов, расположенных на горизонтальной прямой. Точечный объект находится в произвольно заданной точке пространства с вектором координат $\vec{r} = \|x, y, z\|$, а ОКИ рассчитывается с помощью излученных и рассеянных опорной точечной целью сигналов, принятых приемными элементами при условии нахождения ее в опорной точке с координатами $\vec{r}_0 = \|x_0, y_0, z_0\|$.

В докладе в качестве простейшего примера ММО АС рассматривается горизонтальная антенная решетка (АР) из 4- передающих и 8-и приемных элементов, расположенных на оси Ox , а ортогональными ЗС являются ЛЧМ ЗС с неперекрывающимися спектрами. В качестве первой альтернативы декартовой системе координат вводится классическая система сферических координат, для образования которой за основу берется ось Oz декартовой системы, перпендикулярная линейной ММО АР. В качестве второй альтернативы рассматривается сферическая система координат, привязанная к оси Ox декартовой системы. Показано, что для одних и тех же геометрических параметров ММО АС и положений точечной цели двумерные сечения ОФН в разных системах координат могут отличаться не только количественно, но и качественно.

2. Сравнение формы двумерных сечений ОФН в разных системах координат

Расположение элементов исследуемой АС типа ММО на оси Ox декартовой системы координат представлено на рис. 1, на котором кружками отмечены 4 передающих элемента, а ромбами – 8 приемных элементов. Расстояния между элементами ММО АС выбраны таким образом, чтобы эквивалентная виртуальная приемо-передающая АР [1] была плотной, в данном случае с шагом $0.25\lambda_0$, где $\lambda_0 = 10\text{см}$ - длина волны на средней частоте спектра начальной частотной компоненты. Передающие элементы излучают ЛЧМ зондирующие сигналы (ЗС) с неперекрывающимися спектрами, что обеспечивается при их большой частотно-временной базе.

Координаты элементов виртуальной АР в числе $32 = 8 \times 4$, обозначенные светлыми треугольниками, показаны условно на том же рис. 1 для удобства иллюстрации со сдвигом по вертикали относительно исходной ММО АР. Внизу рисунка дан масштаб в метрах.

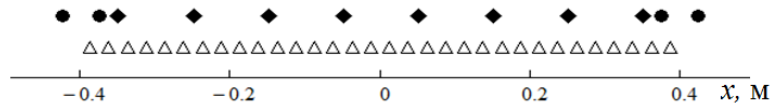


Рис. 1. Расположение реальных и виртуальных элементов ММО АС.

В качестве ОФН использовался нормированный модуль ОКИ, при парциальных ЛЧМ ЗС равный [3]

$$|\dot{Q}(\vec{r}, \vec{r}_0)| = \frac{1}{(N_t + 1)(N_r + 1)} \left| \sum_{k=0}^{N_r} \sum_{n=0}^{N_t} \text{sinc} \left[\frac{\Delta\omega}{2} \Delta\tau_{nk}(\vec{r}, \vec{r}_0) \right] \exp \{ j\omega_n \Delta\tau_{nk}(\vec{r}, \vec{r}_0) \} \right|, \quad (2)$$

$$\text{где } \Delta\tau_{nk}(\vec{r}, \vec{r}_0) = \tau_{nk}(\vec{r}_0) - \tau_{nk}(\vec{r}) \text{ при } \tau_{nk}(\vec{r}) = c^{-1} \{ |\vec{r} - \vec{r}_{tn}| + |\vec{r} - \vec{r}_{rk}| \}. \quad (3)$$

Здесь $N_t + 1$ и $N_r + 1$ число передающих и приемных элементов, $\vec{r}_{tn}$ и $\vec{r}_{rk}$ - вектора их координат.

Помимо декартовых координат векторов $\vec{r} = \|x, y, z\|$ и $\vec{r}_0 = \|x_0, y_0, z_0\|$ далее использовались сферические координаты в двух вариантах, (см. введение, п. 1) со следующими преобразованиями:

$$(I) \begin{cases} x = r \cos \varepsilon \cdot \sin \beta \\ y = r \cos \varepsilon \cdot \cos \beta \\ z = r \sin \varepsilon \end{cases}, \quad (II) \begin{cases} x = r \sin \varepsilon \\ y = r \cos \varepsilon \cdot \cos \beta \\ z = r \cos \varepsilon \cdot \sin \beta \end{cases}. \quad (4)$$

Примеры двумерных сечений ОФН для горизонтальной ММО АР (рис. 1) представлены на рис. 2 в декартовых (рис. 2а), сферических вида (I) (рис. 2б) и вида (II) (рис. 2в) координатах. Общая полоса излучения составляла 20 МГц при частотном шаге и ширине спектра ЛЧМ ЗС каждого из 4-х передающих элементов $\Delta f = 5$ МГц и средней частоте спектра начальной компоненты $f_0 = 3$ ГГц

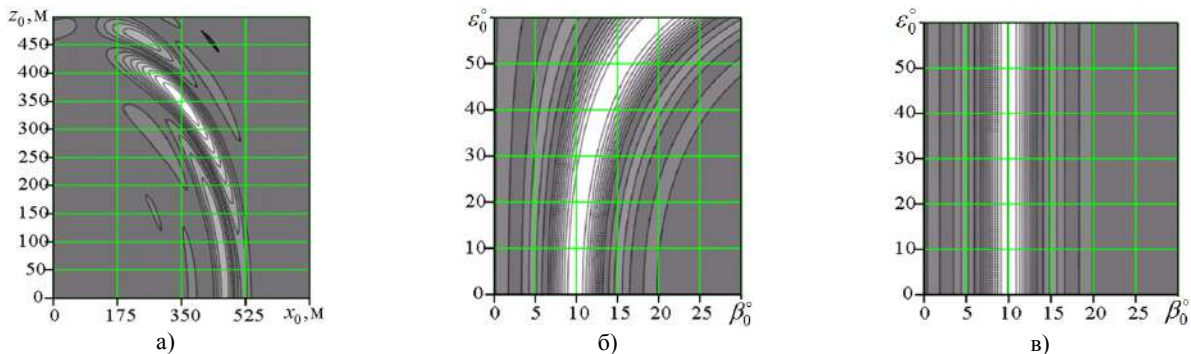


Рис. 2. Двумерные сечения ОФН: а) в декартовых координатах при $x = z = 350$ м, $y = 2000$ м,

б) в сферических координатах I и в) в сферических координатах II при $r = 2000$ м, $\varepsilon = 10^\circ$, $\beta = 10^\circ$.

Заключение

Анализ двумерных сечений ОФН по координатам (рис. 2), полученных для линейной ММО АС, показал следующее. Сечение ОФН в декартовых координатах позволяет определить положение цели при наличии некоторой неопределенности в плоскости линейных азимутальных и угломестных координат. Переход к классическим сферическим координатам (вида I) приводит к систематическим погрешностям оценки азимута при увеличении угла места, в то время как при модифицированных сферических координатах (вида II) систематические погрешности отсутствуют, и оценка азимута цели становится независимой от ее угла места. Данные результаты свидетельствуют о важности правильного выбора системы координат при проектировании ММО локационных систем, в том числе требуют дополнительного изучения данного вопроса в случае двумерных (плоских) ММО АС.

Список литературы

1. J. Klare, O. Saalman. MIRA-CLE X: A new Imaging MIMO-Radar for Multi-Purpose Applications. Proceedings of the 7th European Radar Conference. 30 September – 1 October 2010, Paris, France. P. 129-132.
2. В. В. Чапурский. Избранные задачи теории сверхширокополосных радиолокационных систем. Изд. МГТУ им. Н.Э. Баумана, М. 2012г.
3. И. В. Крючков, В. В. Чапурский. Аналитическая аппроксимация обобщенной функции неопределенности системы радиолокационного синтезирования апертуры типа ММО. Радиотехника и электроника, 2017, том 62, № 11, с. 1133–1141.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ПО ОЦЕНКЕ КАЧЕСТВА СОВМЕСТНОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ В НАЗЕМНОЙ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РЛС

¹ РЫМОВ А.И., ² Савельев А.Н., ² Семёнов А.Н

¹ Военный учебно-научный центр военно-воздушных сил «Военно-воздушная инженерная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (ВУНЦ ВВС), ул. Старых Большевиков, 54 «А», Воронеж, 394064
rymov69@mail.ru

² Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана
ул. 2-я Бауманская, д. 5, стр. 1, Москва, 105005, Россия
savelyev.an@bmstu.ru, semenov.an@bmstu.ru

Аннотация: Показана зависимость качества радиолокационного изображения по результатам совместной обработки от процедуры выравнивания динамического диапазона радиолокационной информации от разных радиолокационных датчиков. Приведен алгоритм калибровки радиолокационной информации для совместной обработки. Сделаны выводы о потенциальной разрешающей способности многопозиционной РЛС.

1. Введение

Повышенное внимание к обеспечению безопасности полетов и решению аэронавигационных задач обуславливает необходимость поиска и создания наземных радиолокационных систем обзора летного поля (РЛС ОЛП). В последнее время предпочтение специалистов на данном направлении отдается сантиметровому диапазону волн, недорогим радиолокационным датчикам (РЛД) [1] и мультитрадарной обработке широкополосных сигналов [2]. Достижение высоких требований, предъявляемых к РЛС ОЛП, обеспечивается за счет совместной обработки радиолокационной информации, получаемой от разнесенных в пространстве РЛД, входящих в состав многопозиционной РЛС ОЛП.

2. Особенности обработки радиолокационной информации в многопозиционной РЛС малой дальности

Возможности совместной обработки ограничены характеристиками РЛД, структурой и конфигурацией многопозиционной РЛС. При этом необходимо учитывать ряд технических особенностей совместной работы РЛД:

- круговой обзор пространства, определяющий период обновления кадров;
- асинхронность вращения электрохимических антенных устройств и предоставления сформированной радиолокационной информации в систему ее совместной обработки;
- низкая по отношению к существующим требованиям разрешающая способность РЛД по одной из координат (как правило, по азимуту);
- большой динамический диапазон «яркости» фрагментов кадров радиолокационного изображения;
- зависимость интенсивности отражений от дальности до облучающего РЛД.

Таким образом, на вход системы совместной обработки асинхронно поступают видеокадры радиолокационного изображения множества РЛД. Эффективность совместной обработки зависит от согласования приходящих кадров по динамическому диапазону. Поэтому необходимо предусмотреть процедуру калибровки яркости кадров радиолокационных изображений, поступающих от разнесенных в пространстве РЛД [2].

В качестве источника калиброванного сигнала целесообразно на поле размещать эталонные радиолокационные отражатели с известными координатами, доступные для наблюдения различными РЛД, входящими в состав многопозиционной РЛС.

3. Оценка эффективности совместной обработки радиолокационной информации

Сущность процедуры калибровки сводится к нормировке кадров радиолокационных изображений, формируемых разнесенными в пространстве РЛД из состава многопозиционной РЛС относительно эталонного радиолокационного отражателя по формуле [5]:

$$\sigma_i(x, y) = \sigma_0 \frac{P_i R_i^4}{P_{i0} R_{i0}^4} \quad (1)$$

где σ_0 - ЭПР эталонного радиолокационного отражателя с координатами (x_0, y_0) и мощностью отраженного сигнала P_0 , удаленного от i -го РЛД на расстояние R_0 , $\sigma_i(x, y)$ - откалиброванная ЭПР точки с координатами (x, y) и мощностью отраженного сигнала P , удаленной от i -го РЛД на расстояние R .

Последующая совместная обработка откалиброванных радиолокационных изображений заключалась в суммировании кадров [2-4].

Предложенная методика была реализована на примере радиолокационной информации, полученной от 4-х РЛД сантиметрового диапазона с разрешением по дальности 7,65 м и по азимуту 1,5 гр. На рис. 1 показаны результаты объединения с калибровкой и без нее. На рис. 2 показаны сечения элемента разрешения на дальности 527 м от облучающего РЛД без калибровки и с калибровкой.

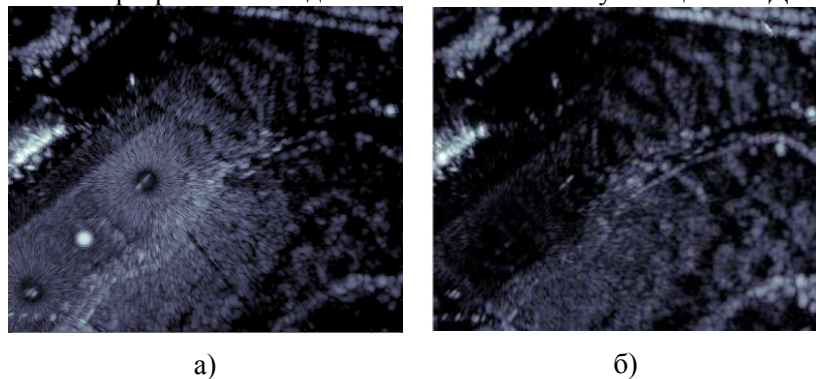


Рис. 1. Результаты совместной обработки кадров радиолокационной информации а) без калибровки б) с калибровкой.

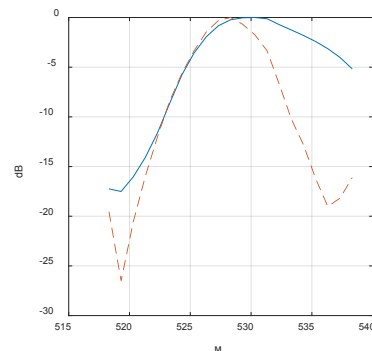


Рис. 2. Сечение элемента разрешения без калибровки (сплошная линия) и после калибровки радиолокационной информации (штриховая).

Из рис.1 видно, что процедура калибровки позволяет повысить контрастность изображения при совместной обработке кадров. Из рис. 2 видно, что разрешение радиолокационного изображения повышается за счет выравнивания динамических диапазонов кадров радиолокационной информации при совместной обработке и может достигать двукратного улучшения.

4. Заключение

Показано влияние на качество радиолокационного изображения процедуры калибровки кадров радиолокационной информации, полученных от разных РЛД. Потенциальная разрешающая способность многопозиционных РЛС при совместной обработке может существенно зависеть от взаимного расположения РЛД. Подтверждено, разрешающая способность многопозиционной РЛС в любом направлении не хуже разрешающей способности по дальности.

Список литературы

1. Обоснование приоритетных направлений создания перспективных радиолокационных комплексов обзора летного поля. / О.В. Васильев, С.А. Зябкин, А.С. Иванов, М.Д. Кальной, А.С. Пешко, А.Н. Савельев, А.Н. Семенов // Радиотехника. Информационно-измерительные и управляющие системы, № 10, 2017, с. 53 - 63.
2. Чапурский В.В. Избранные задачи теории сверхширокополосных радиолокационных систем / В.В. Чапурский. – М.: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2012.-279 с.: ил.
3. Экспериментальные исследования по оценке разрешающей способности радиолокационных датчиков из состава многопозиционного радиолокационного комплекса обзора летного поля / М.Д. Кальной, А.Н. Савельев, А.Н. Семенов // Радиостроение, № 6, 2017, с. 1 - 13.
4. Анализ потенциальной разрешающей способности многопозиционного радиолокационного комплекса обзора летного поля / М.Д. Кальной, А.Н. Савельев, А.Н. Семенов // Машиностроение и компьютерные технологии, № 12, 2017, с. 32 – 44.
5. Семёнов А.Н., Шустиков В.Ю., Растворов С.А. Методика экспериментальной оценки ЭПР локальных центров рассеяния сверх-короткоимпульсной РЛС. Радиостроение. 2015;(5):79-86.

Сверхразрешение в задачах дистанционного зондирования малоразмерных источников

¹ Лаговский Б.А., ¹ Самохин А.Б., ² Трипати М.Р.

¹ Московский технологический университет РТУ МИРЭА
пр-т Вернадского, 78, Москва, 119454, Российская Федерация, robertlag@yandex.ru

² Университет Дружбы Уттар-Прадеш, Сектор 125, Нойда, Индия.

Аннотация: Представлены аналитические и численные результаты разработки новых методов достижения углового сверхразрешения при использовании частично известной информации об источнике сигналов. Предложенные быстродействующие алгоритмы позволяют использовать их в режиме реального времени. Устойчивость получаемых решений обеспечивает адекватное восстановление радиоизображений объектов при уровнях случайных составляющих больших, чем описанные в отечественной и зарубежной литературе.

1. Введение

Повышение информативности систем дистанционного зондирования - одно из основных направлений совершенствования таких систем. Задача получения сверхразрешения относится к классу обратных задач. Попытки преодолеть за счёт цифровой обработки сигналов часто приводят к появлению неустойчивостей в решениях и значительным ошибкам. Известно немало методов достижения сверхразрешения [1-2]. В основном, они начинают успешно работать при отношении сигнал/шум не ниже 20-25 дБ. Быстродействие многих из упомянутых выше методов недостаточно для работы в режиме реального времени.

2. Метод исследований

Задача состоит в восстановлении со сверхразрешением углового распределения амплитуды отражённого объектами сигнала $I(\varphi, \theta)$ на основе анализа сигнала, принятого при сканировании $U(\varphi, \theta)$ и известной диаграммы направленности (ДН) антенной системы $f(\theta, \varphi)$. Поиск углового распределения $I(\varphi, \theta)$ сводится к приближённому решению линейного интегрального уравнения Фредгольма первого рода типа свёртки:

$$U(\varphi, \theta) = \int_{\Omega} f(\varphi - \alpha, \theta - \gamma) I(\alpha, \gamma) \cos \gamma d\alpha d\gamma, \quad (1)$$

где Ω - угловая область расположения источников излучения.

Перспективными оказываются приближённые методы решения, названные алгебраическими, основанные на представлении $I(\alpha, \varphi)$ в виде разложения по конечной системе из N ортонормированных в области Ω функций $g_m(\alpha, \varphi)$ с неизвестными коэффициентами разложения b_m :

$$I(\alpha, \varphi) = \sum_{m=1}^N b_m g_m(\alpha, \varphi). \quad (2)$$

Коэффициенты b_m , обеспечивающие наилучшее среднеквадратическое приближение (2) к истинному источнику, находятся из решения системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) относительно вектора B неизвестных коэффициентов b_m :

$$V = G B, \quad (3)$$

$$\chi_m(\varphi, \theta) = \int_{\Omega} f(\varphi - \varphi', \theta - \theta') g_m(\varphi', \theta') d\varphi' d\theta', \quad V_m = \int_{\Theta} U(\varphi, \theta) \chi_m(\varphi, \theta) d\varphi d\theta, \quad G_{j,m} = \int_{\Theta} \chi_j(\varphi, \theta) \chi_m(\varphi, \theta) d\varphi d\theta \quad (4)$$

где углы $(\varphi, \theta) \in \Theta \geq \Omega$.

Наиболее устойчивые решения (3) получим, если функции $\chi_m(\varphi, \theta)$ оказываются ортогональными в области Θ . В этом случае коэффициенты b_m находятся не при решении плохо обусловленных систем (3,4), а непосредственно из каждого из уравнений в (3).

Возникает вопрос о возможности и способе создания такой ортогональной в области Ω системы функций $\tilde{g}_m(\varphi)$, отличной от системы собственных функций, образы которых $\tilde{\chi}_m(\varphi)$ являются ортогональными в области Θ . На основе решения этой задачи определяются системы функций, одновременно представляющие искомое решение ИУ и исследуемый сигнал $U(\alpha)$ в виде удобных для анализа и численного решения обратной задачи разложений по системам ортогональных функций.

Решение на основе двойной ортогонализации особенно эффективно в условиях воздействия шумов. Оно правильно передаёт основные характеристики источника – угловое положение, интенсивность и его локальные особенности вплоть до отношения $q = 13$ дБ, а иногда и менее. Уменьшение размерности матриц систем типа (3) позволяет увеличить устойчивость решений. Описана возможность уменьшения размерности матриц без снижения разрешения. Для этого предварительно проводится симметризация обратных задач, и исходная задача заменяется двумя задачами вдвое меньшей размерности. Для двумерных задач вводится понятие двойной чётности, и общее решение задачи оказывается суперпозицией решений всех четырёх чётностей.

На рис. 1 приведены решения обратных задач (1). Полученное разрешение вдвое превысило критерий Рэлея при высокой точности локализации объектов.

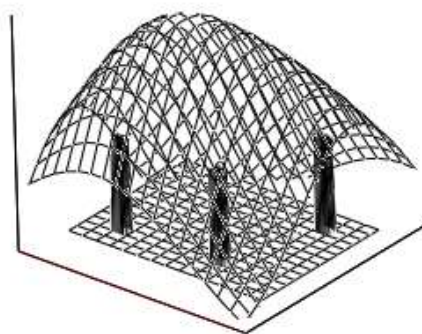
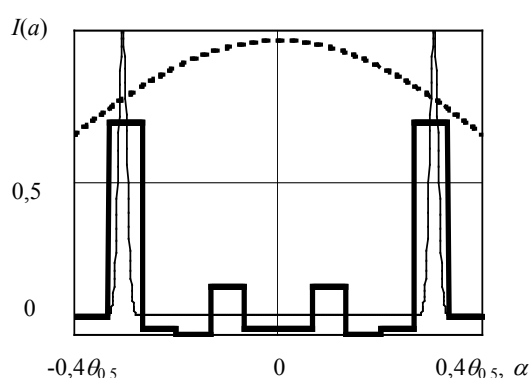


Рис.1. Изображения одно- и двумерных объектов. Жирная сплошная – решения, штриховая на левом и сеточная поверхность на правом рис. – исследуемый сигнал, тонкая сплошная слева – истинный источник. На правом рис. решение практически совпадает с реальным изображением источника

3. Заключение

Исследования количественных характеристик превышения критерия Рэлея доказали, что разработанные алгебраические методы обработки сигналов позволяют получать изображения объектов с угловым разрешением, превышающим критерий Рэлея в 2-8, а при благоприятных условиях и более раз. В ходе численных экспериментов показано, что предложенные методы позволяют восстанавливать изображения со сверхразрешением при больших уровнях случайных составляющих, чем многие, описанные в отечественной и зарубежной литературе. Предложенные быстросействующие алгоритмы позволяют использовать их в режиме реального времени.

Список литературы

1. Herman M. A., Strohmer T., High-resolution radar via compressed sensing // IEEE Trans. Signal Processing, v. 57, 2009, p. 2275–2284.
2. Zhang Y., Jakobsson A., Yang J., Range-Recursive IAA for Scanning Radar Angular Super-Resolution // IEEE Geosci. Remote Sens. Lett. 2017, No 14, p. 1675–1679.
3. Lagovsky A., Samokhin A., Shestopalov Y., Increasing accuracy of angular measurements using UWB signals // 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), IEEE Conference Publications, Paris, 2017, p. 1083 – 1086.
4. Lagovsky B. A., Samokhin A. B., Shestopalov Y. V., Creating Two-Dimensional Images of Objects with High Angular Resolution // 2018 IEEE Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP), Conference Publications, pp. 114 – 115.
5. Lagovsky B., Samokhin A., Shestopalov Y., Increasing Effective Angular Resolution Measuring Systems Based on Antenna Arrays // Proceedings of the 2016 URSI Intern. Symposium on Electromagnetic Theory (EMTS), Finland, 2016, pp. 432 - 434.
6. Lagovsky B., Samokhin A., Shestopalov Y., Superresolution Based on the Methods of Extrapolation // Progress In Electromagnetics Research Symposium, Proceedings. Prague, 2015, pp. 1548 – 1551.
7. Lagovsky B., Superresolution by extrapolation for solving remote sensing problems // Proceedings of the 25th Int. Crimean Conference “Microwave and Telecommunication Technology”, 2015, v.1, pp. 1144-1146.
8. Lagovsky B.A., Samokhin A.B., Superresolution in signal processing using a priori information // International Conference Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA). Verona, Italy, 2017, pp. 779 – 783.

Методы селекции малоразмерных низкоскоростных объектов в панорамных РЛС с короткоимпульсным зондирующим сигналом

А.Е. Ананенков, П.В. Соколов, В.М. Нуждин, Д.В. Марин
 Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет),
 Российская Федерация, 125993, Москва, Волоколамское ш., д.4
kaf407@mai.ru

Аннотация: Представлен алгоритм обработки отраженных сигналов короткоимпульсной РЛС, позволяющий выделять малоразмерные низкоскоростные цели, в том числе и остановившиеся. По результатам обработки данных натурных испытаний получены оценки коэффициента подавления фоновых отражений от подстилающих поверхностей различных типов.

1. Введение

В настоящее время проблема обеспечения безопасности территорий стратегических объектов, мест массового скопления людей и т.д., напрямую связанная с обнаружением низкоскоростных малоразмерных объектов на фоне земной поверхности, очень актуальна. Потенциально опасными могут стать люди, транспорт, а также новый класс угроз [1, 2] – малоразмерные беспилотные летательные аппараты (БЛА), которые в последнее время получили широкое распространение.

Мониторинг территории может осуществляться с помощью различных средств [3], наиболее эффективными, отвечающими требованиям всепогодности и работе в любое время суток, являются радиолокационные средства. Одними из самых сложных объектов с точки зрения обнаружения для РЛС, обеспечивающих мониторинг вверенной территории, являются именно малоразмерные БЛА, которые обладают следующими особенностями: возможностью перемещаться на малых высотах при широком диапазоне скоростей: от долей до 70-80 метров в секунду, в том числе с возможностью зависания, малыми ЭПР [4].

В данной работе описаны методы селекции в короткоимпульсных РЛС малой дальности, позволяющие обнаруживать малоразмерные низкоскоростные объекты, в том числе и остановившиеся, на фоне отражений от подстилающей поверхности, приведены оценки эффективности подавления пассивных помех (ПП).

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Объектами исследований являются сигналы, отраженные от малоразмерных БЛА и людей в различной фоноцелевой обстановке: в условиях городской застройки, на аэродроме, на фоне подстилающей поверхности, состоящей из высокой травы и кустов. Лоцирование проводилось при настильных углах визирования с помощью макетного образца короткоимпульсной РЛС [5] со следующими характеристиками: длина волны – 3 см, длительность импульса – 10 нс, импульсная мощность – 45 Вт, частота повторения – 10 КГц, ширина диаграммы направленности в азимутальной плоскости – 1°.

3. Анализ экспериментальных результатов

Добиться улучшения способности РЛС выделять малоразмерные и низкоскоростные объекты можно не только увеличивая эффективность процедур селекции движущихся целей (СДЦ), но и напрямую сокращая мощность помехового сигнала на входе устройства $P_{\text{пвх}}$, улучшая разрешение по дальности (при отсутствии вклада от боковых лепестков функции селекции по дальности).

$$P_{\text{пвх}} = P_{\text{пвх}} / K_{\text{п}}$$

где: $K_{\text{п}}$ – коэффициент подавления эхо-сигнала от подстилающей поверхности процедурами СДЦ.

В РЛС с высоким пространственным разрешением наряду с доплеровскими алгоритмами селекции могут использоваться алгоритмы, их не использующие, например, метод межобзорного вычитания (МОВ)

[6], который не имеет слепых скоростей и к тому же позволяет обнаруживать в том числе и медленно движущиеся объекты со скоростями

$$V_{r \geq \frac{c \tau_{\text{И}}}{2 \cdot T_{\text{П}}}}$$

где c – скорость света, $\tau_{\text{И}}$ – длительность импульса, $T_{\text{П}}$ – период обзора РЛС.

Если же использовать в этом методе вычитание не соседнего, а кадра, полученного несколько периодов назад, то в этом случае появляется возможность обнаруживать объекты с нулевыми радиальными скоростями: зависшие БЛА, оставленные на ВПП предметы и т.п. На рисунке 1 приведена зависимость коэффициента подавления для МОВ от количества периодов обзора, прошедших между моментами, получения текущего и вычитаемого (опорного) кадра.

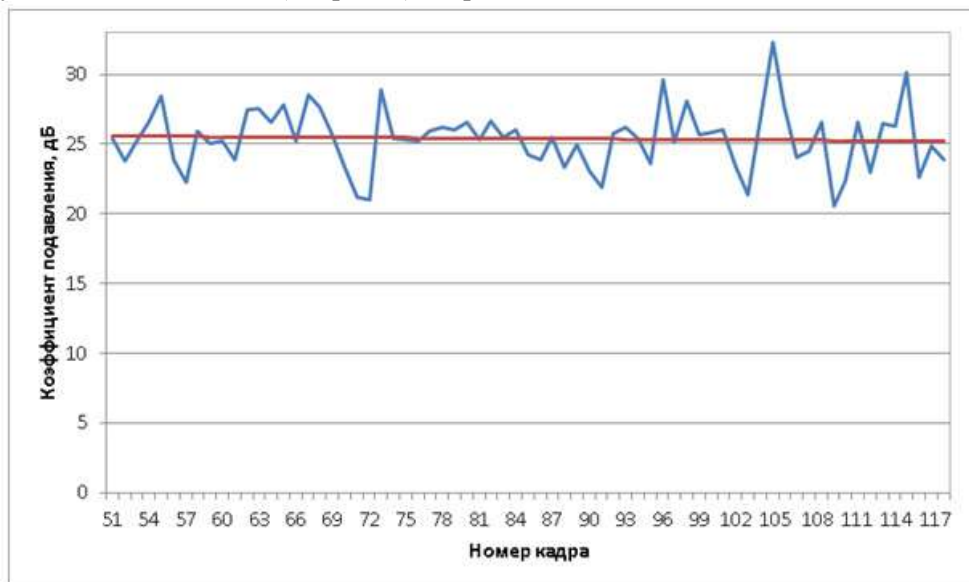


Рисунок 1. Зависимость коэффициента подавления ПП от номера кадра (синим), тренд (красным).

Из рисунка 1 видно, что для объектов городской застройки МОВ обеспечивает коэффициент подавления порядка 25 дБ, к тому же, на рассматриваемом интервале времени наблюдалось «старение» опорного кадра, т.е. уменьшение коэффициента подавления с течением времени при одних и тех же параметрах РЛС.

4. Заключение

Предложен метод обработки эхо-сигналов в короткоимпульсной РЛС, который позволяет выделять малоразмерные объекты как неподвижные (зависший дрон, оставленный предмет на ВПП), так и со скоростями в доли м/с.

Показана возможность обнаружения низкоскоростных малоразмерных объектов и исключения «слепых» скоростей, при использовании в короткоимпульсной РЛС предложенного типа обработки.

Список литературы

1. Coulter M., Rovnick N. “How big a threat are drones at airports?”. December 20, 2018. <https://www.ft.com/content/ee9bb576-0455-11e9-99df-6183d3002ee1>.
2. Simmons C. “Drones: protecting airports and aircraft”. Aviation Security International. April 15, 2018.
3. Dietrich B., Iff S., Profelt J. et al. “Development of a Local Air Surveillance System for Security Purposes: Design and Core Characteristics”. European Journal for Security Research. Vol. 2, Issue 2. November 2017. pp 71-81.
4. Krátký M., Fuxa L. “Mini UAVs Detection by Radar”. International Conference on Military Technologies (ICMT), Brno, May 2015.
5. А.Е. Ананенков, В.М. Нуждин, В.В. Расторгуев, В.Н. Скосырев. «Высокоинформативные РЛС малой дальности». Издательство МАИ, Москва, 2018 г.
6. М.И. Сколник, «Справочник по радиолокации», т.1, изд. Техносфера, Москва, 2014.

Методика цифрового формирования сложных зондирующих сигналов для космических РСА

Тарасенко А.М.

Акционерное общество «Концерн радиостроения «Вега»
Кутузовский проспект, 34, Москва, 121170, Россия
asianna@list.ru

Аннотация: Предложена методика цифрового формирования сложных зондирующих сигналов для космических РСА, включающая в себя исследование свойств модулирующих функций и моделирование различных вариантов построения сигнала, а также исследование влияния вносимого аппаратурой на ключевые параметры радиолокатора.

1. Введение

Выбор зондирующего сигнала для космических РСА определяется рядом требований, предъявляемым к целевым характеристикам РСА: максимальной дальностью действия (радиометрической чувствительностью), пространственной разрешающей способностью, динамическим диапазоном радиолокационного изображения, подавлением ложных изображений, помехоустойчивостью. Для получения высокой разрешающей способности и обеспечения однозначности по дальности применяется метода внутриимпульсной модуляции зондирующего сигнала, который позволяет излучать относительно протяженные импульсы с большой шириной спектра.

2. Методика цифрового формирования сложных зондирующих сигналов

Для корректного выбора вида сложного сигнала и его воспроизведения предложена следующая методика формирования зондирующих сигналов с различными видами модуляции.

1. Выбор семейства модулирующих функций на основе анализа их автокорреляционных и взаимокорреляционных функций по критериям: база, ширина главного максимума, максимальный и интегральный уровни боковых лепестков.

2. Построение цифровой модели двумерного зондирующего сигнала (серии импульсов, модулированных исследуемыми функциями). Построение цифровой модели двумерной функции отклика на одиночную точечную цель: двумерное сжатие модели сигнала, имитирующей отраженный сигнал от одиночной точечной цели на траверсе, по дальности и азимуту.

3. Анализ цифровой модели функции отклика на одиночную точечную цель (определение ширины сечений интерполированной (сглаженной) огибающей главного лепестка, относительных и интегральных уровней пиковых боковых лепестков;

4. Построение цифровой модели модулирующего сигнала с учётом особенностей генератора: полосы пропускания, частоты дискретизации, разрядности: количество отсчетов в импульсе, отношение частоты дискретизации к полной девиации частоты для ЛЧМ и применение к цифровой модели сигнала формирующего фильтра для ограничения ширины спектра; передискретизация в соответствии с тактовой частотой генератора для фазокодовой модуляции.

5. Формирование файла данных в формате, поддерживаемом генератором сигналов (для работы на стенде), или бинарного файла для сохранения в долговременной памяти радиолокатора.

6. Воспроизведение сигнала из цифровой модели, приём этого же сигнала через шлейф, запись цифровой радиоголограммы. Сжатие радиоголограммы по дальности и азимуту.

7. Анализ двумерной аппаратной функции отклика (на имитированную одиночную точечную цель). Сравнение характеристик аппаратной и модельной функций отклика.

8. Анализ возможных источников несоответствия результатов эксперимента и моделирования. Коррекция модели и условий эксперимента. Повторный анализ модели и проведение эксперимента.

Данная методика позволяет осуществить корректный и обоснованный выбор вида зондирующего сигнала и оценить искажения, вносимые аппаратурой, а также может использоваться на различных этапах жизненного цикла, начиная с разработки, испытаний и включая эксплуатацию.

МОНОИМУЛЬСНАЯ ОЦЕНКА УГЛОВОГО ПОЛОЖЕНИЯ ЦЕЛИ В ММО РЛС

¹ Семёнов А.Н., ¹ Крайний В.И., ¹ Родичев И.А.

¹ Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана
ул. 2-я Бауманская, д. 5, стр. 1, Москва, 105005, Россия
semenov.an@bmstu.ru, vladk@bmstu.ru

Аннотация: В докладе рассматривается обобщение амплитудного суммарно-разностного моноимпульсного метода оценивания угловой координаты для радиолокаторов со множеством приёмных и передающих элементов (ММО-систем). Представлены пеленгационные характеристики для разреженных виртуальных антенных решеток. Показано восстановленное изображение источника излучения для двух случаев пеленгации: на основе вычисления корреляционного интеграла и на основе весового суммирования сигналов по апертуре виртуальной антенной решетки..

1. Введение

В настоящее время ведутся активные исследования в области управления беспилотным транспортом. В условиях плохой видимости окружающей обстановки наиболее качественное решение задачи наблюдения и слежения за препятствиями получается с помощью радиолокационных средств. При этом для обеспечения высокого углового разрешения и точности пеленгации необходимо увеличивать размеры антенной системы с одной стороны, а с другой переходить к более коротким длинам волн [1], что приводит к реализации усложнению и увеличению стоимости всей системы. Альтернативой получения точных угловых оценок целей являются моноимпульсные системы, сочетающие простоту исполнения и невысокую вычислительную сложность.

Концепция объединения радиолокационных систем со множеством приёмных и передающих элементов (Multiple Input – Multiple Output, ММО) и моноимпульсных систем пеленгации (ММО-моноразност) описана в литературе [1-3]. В работе рассматривается применение разреженной ММО-системы для точной оценки углового положения цели, в которой положения приёмных и передающих элементов совпадают, а сами элементы могут изменять свое функциональное назначение с приемника на передатчик через СВЧ-коммутатор.

2. Модель ММО-системы

Пусть радиолокационная система состоит из линейной антенной решетки с общим числом элементов n , в которой один элемент является передающим, а все остальные – приёмными. Общее количество принятых сигналов при изменении положения передатчика будет равно $N = n \cdot (n - 1)$, которые можно рассматривать как принятые виртуальной антенной решеткой из N элементов. Обработка сигнала, зарегистрированного ММО-системой, осуществляется через вычисление комплексного корреляционного интеграла [2]:

$$\dot{Q}(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0) = \int Y(t, \mathbf{r})^T Y(t, \mathbf{r}_0) dt, \quad (1)$$

где $(\mathbf{r}, \mathbf{r}_0)$ – радиус-векторы до цели и до некоторой точки в пространстве соответственно, а $Y(t, \mathbf{r})$ – многомерный сигнал, принятый виртуальной антенной решеткой:

$$Y(t) = A(\theta)^T \cdot \beta \cdot s(t - \tau), \quad (2)$$

где $A(\theta)$ – вектор фазовых сдвигов из-за разности хода лучей между приёмными и передающими элементами антенной системы до цели, θ – азимут цели, β – амплитуда отраженного сигнала от цели, а $s(t - \tau)$ – принятый сигнал.

Раскрывая выражение (1), относительно вектора фазовых сдвигов $\mathbf{A}(\theta_0)$ можно показать, что вычисление комплексного корреляционного интеграла сводится к вычислению диаграммы направленности виртуальной антенной решетки:

$$Q(\theta_0) = \mathbf{u}(\theta, \tau, \tau_0)^T \cdot \mathbf{A}(\theta_0) \quad (3),$$

где $\mathbf{u}(\theta, \tau, \tau_0)$ - свертка сигнала во временной области.

3. Моноимпульсная оценка угловой координаты в разреженной ММО РЛС

Подставляя выражение (3) в отношение для амплитудной суммарно-разностной моноимпульсной оценки углового положения цели была получена пеленгационная характеристика для ММО-системы с разреженным расположением передатчиков, которая сравнивалась с пеленгационной характеристикой, полученной через весовые функции [1]. Сравнение пеленгационных характеристик проводилось на примере виртуальной антенной решетки из $N=56$ элементов, полученной путём последовательного изменения положения передатчика по $n=8$ позициям приёмников. Шаг между элементами решетки $d = 2\lambda$, рабочая длина волны $\lambda=0,125$ м. Моделируемая цель в виде точечного источника излучения располагалась на расстоянии 50 м и имела азимут 0 гр в секторе от -45 гр до +45 гр.

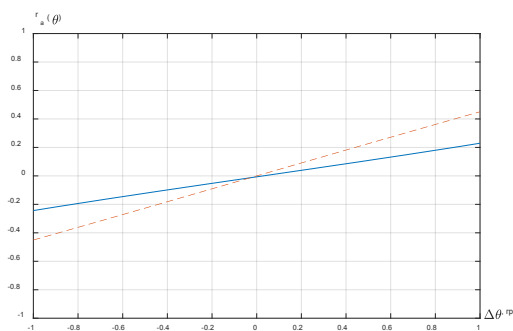


Рис. 1. Пеленгационные характеристики, полученные с помощью предложенного метода (сплошная линия) и с помощью весовых функций (штриховая).

Из рис.1 видно, что пеленгационные характеристики численно близки друг к другу и характеризуются достаточной линейностью. На рис. 2 показаны восстановленные изображения цели в пространстве для разреженной ММО-системы и двух способов пеленгации: через комплексный корреляционный интеграл а) и через весовые функции б). Видно, что при сопоставимых точностях пеленгации предложенный метод позволяет подавить побочные главные максимумы, а следовательно, не имеет неоднозначности при оценке углового положения.

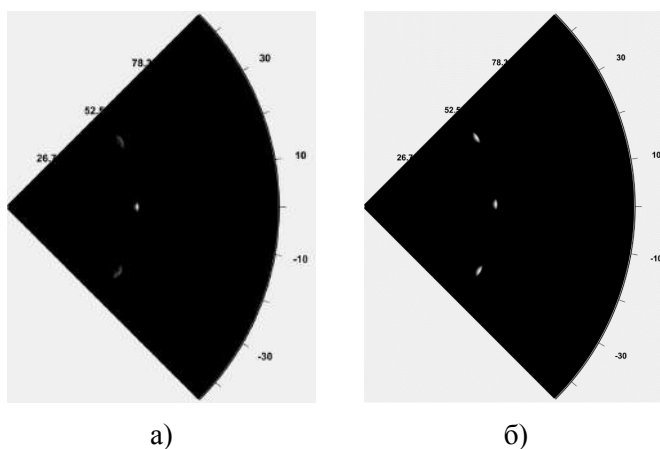


Рис. 2. Восстановленные изображения источников излучения предложенным методом а) и при помощи весовых функций б).

4. Заключение

Показано, что вычисление комплексного корреляционного интеграла в пространственно-многоканальной ММО-системе можно рассматривать с позиции формирования диаграммы направленности виртуальной антенной решетки с вектором фазовых сдвигов $\mathbf{A}(\theta)$, линейной комбинацией фазовых сдвигов сигнала, распространяющегося от передатчика до цели и от цели до приемного элемента. Оценка углового положения цели, полученная путем вычисления комплексного корреляционного интеграла, не имеет неоднозначности и характеризуется высокой точностью.

Список литературы

1. Feng R. и др. MIMO-monopulse target localisation for automotive radar // Sonar Navigation IET Radar. 2018. Т. 12. № 10. С. 1131–1136.
2. Чапурский В.В. Получение радиолографических изображений объектов на основе разреженных антенных решеток типа ММО с одночастотным и многочастотным излучением // Вестник Московского Государственного Технического Университета им. НЭ Баумана Серия Приборостроение. 2011. № 4. Р. 72–91.
3. Крайний В.И., Семенов А.Н. Результаты фокусировки радиоизображений объемных объектов по многочастотной мультистатической радиолограмме методом обратных проекций // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. 2016. С. 31–40.

Оценка влияния размера выборки на свойства алгоритма обнаружения протяженных объектов

Сорокин А. К., Важенин В. Г.

Уральский Федеральный Университет
ул. Мира, 32, Екатеринбург, 620002, Россия
sorokinak@mail.ru

Аннотация: В статье приведены оценки размера выборки, необходимой для работы алгоритма обнаружения протяженных объектов. Приведенные оценки позволяют выбирать размеры протяженных объектов, которые могут быть обнаружены с заданной вероятностью, либо выбирать количество отсчетов, необходимых для получения заданной вероятности обнаружения и доверительного уровня. Результаты работы могут быть использованы в разработке корректора навигационной системы.

1. Введение

В настоящее время существует необходимость разработки для летательных аппаратов (ЛА) автономных систем коррекции инерциальной навигационной системы (ИНС), поскольку в ряде случаев использование спутниковой навигационной системы (СНС) затруднено [1]. Традиционно в качестве альтернативной системы используется система коррекции по рельефу, которая работает в составе корреляционно-экстремальной навигационной системы (КЭНС). Однако, применение подобной системы затруднено в районах с слабовыраженным рельефом. В последнее время разработано достаточно большое количество систем коррекции, основанных на синтезе изображения по данным радара. В то же время, подобные системы требуют высоких вычислительных мощностей, а также приводят к повышенной нагрузке на энергосистему летательного аппарата, что вносит дополнительные ограничения на применение данных систем. Вследствие вышеперечисленного, необходимо разработать алгоритм, который обеспечивает надежное обнаружение объектов подстилающей поверхности. При этом алгоритм не должен предъявлять требования больших ресурсов различных систем ЛА.

2. Алгоритм обработки

Разработанный алгоритм [4] основывается на статистической обработке сигнала импульсного радиовысотомера. Алгоритм относится к классу алгоритмов максимального правдоподобия. Данный алгоритм рассчитан для применения в условиях известной траектории маршрутного участка полета ЛА, при этом выделяется несколько зон коррекции, где определены объекты коррекции. В качестве параметра алгоритма используется максимальная амплитуда отраженного сигнала импульсного радиовысотомера. В основе алгоритма лежит оценка области пересечения гистограмм. Одна из гистограмм является эталонной, другая получена в процессе полета. Другим ключевым понятием разработанного алгоритма является термин «протяженный объект» (ПО) [2]. ПО представляет собой объект подстилающей поверхности, образованный границами различных типовых подстилающих поверхностей («лес», «вода», «асфальт» и др.) таким образом, что граница раздела может быть аппроксимирована прямой линией, а длина этого объекта значительно больше, чем ширина пятна облучения.

Принцип работы алгоритма приведен на рис. 1.

3. Оценка размера выборки

Ошибки, возникающие при работе алгоритма могут быть разделены на ошибки смещения и флуктуационные ошибки. Первые могут быть компенсированы по сочетаниям обнаруженных типов подстилающей поверхности, они фиксированны для конкретных сочетаний типовых подстилающих поверхностей. Вторая группа ошибок определяется количеством отсчетов, участвующих в формировании гистограмм, а также в интегральном распределении вероятности. В этой группе можно выделить два типа ошибок: δ – ошибка приближения гистограммы и α – ошибка приближения интегрального распределения вероятности.

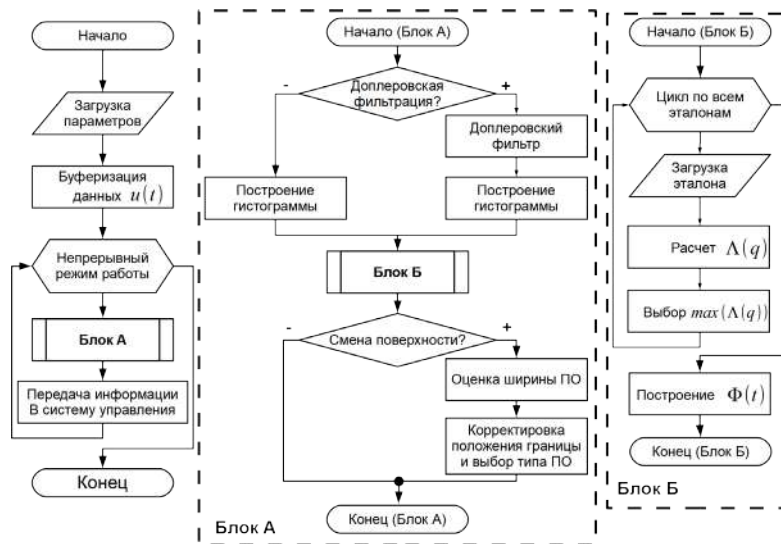


Рис. 1. Схема работы алгоритма обработки

В результате анализа и модельных экспериментов получено, что $\delta = c_\delta \frac{1}{\sqrt[3]{N}}$, а $\alpha = c_\alpha \frac{1}{\sqrt[2]{N_p}}$.

При этом коэффициенты пропорциональности c_δ и c_α по различным оценкам изменяется от 1 до 3. Ошибка α представляет собой уровень значимости критерия [3], лежащего в основании разработанного алгоритма. При этом количество отсчетов выборки, необходимое получения заданных ошибок составляет $N_\Sigma = N \cdot N_p$. А количество интервалов разбиения может быть представлено по следующей формуле $n = \sqrt[3]{N}$. Отсюда, для получения ошибок $\alpha = 0,1$ и $\delta = 0,2$ необходимо

$$N_\Sigma = N \cdot N_p = \frac{1}{\alpha^2} \cdot \frac{1}{\delta^3} = 100 \cdot 125 = 12500 \text{ отсчетов.}$$

4. Заключение

В данной статье показан принцип работы алгоритма обнаружения протяженных объектов. Основное внимание уделено оценке размеров выборки. Показано, каким образом необходимо выбирать количество отсчетов выборки для получения гистограмм. Данные оценки могут быть использованны для разработки системы коррекции при выборе навигационных объектов, которые могут быть обнаружены разработанным алгоритмом.¹

Список литературы

1. Сколник М. Справочник по радиолокации / Под ред. М. Сколника. Пер. с англ. под общ. ред. В. С. Вербы. В 2-х книгах. Книга 1. М.: Техносфера, 2014. – 672 с..
2. Бердышев, В. И. Экстремальные задачи и модели навигации по геофизическим полям / В. И. Бердышев, В. Б. Костусов. — Екатеринбург: УрОРАН, 2007. — 267 с.
3. Боровков, А.А. Математическая статистика. Оценка параметров, проверка гипотез / А.А. Боровков; Под ред. Ю.А. Мельника. — М.: Наука, 1984. — 264 с
4. Sorokin, A. K. The application of the pulse radar signal for the terrain's type and the lengthened objects identification / A. K. Sorokin, [etc.] // Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering. — Penang, Malaysia: JTEC. — Vol. 10(1-8), 2018. — P. 95–98.

¹ Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ (проект № 8.2538.2017/4.6).

Исследование поширотного влияния геомагнитных условий на вариации ПЭС над территорией Приволжского федерального округа

¹Рябова Н.В., ¹Зуев А.В., ¹Чернов А.А., ¹Катков Е.В.

¹Поволжский государственный технологический университет, г. Йошкар-Ола, пл. Ленина, 3
ZuevAV@volgatech.net

Аннотация: Проведен сравнительный анализ вариаций полного электронного содержания ионосферы Земли над территорией десяти экспериментальных станций, расположенных в Поволжье, с декабря 2015 по ноябрь 2016 года с учетом влияния географической широты и уровня возмущенности ионосферы.

1. Введение

Широкое использование средств радиосвязи повлекло за собой большой интерес к ионосфере, как среды, благодаря которой происходит передача информации. Одной из главных характеристик состояния ионосферы является полное электронное содержание ионосферы (ПЭС). В данной работе рассматриваются его вариации, которые могут быть как суточные, так и сезонные [1-4].

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Объектом исследования данной работы является изучение изменения вариаций полного электронного содержания (ПЭС) во время магнитных возмущений в ионосфере Земли в разные сезоны года и сравнение значений вариаций полного электронного содержания над территорией десяти экспериментальных станций Приволжского Федерального округа Российской Федерации.

Для определения ПЭС использовались фазовые измерения на двух частотах радионавигационных сигналов [1]. При оценке амплитуды вариаций ПЭС [3] из временных рядов ПЭС убирался тренд нулевого порядка, связанный с фазовой неоднозначностью. После этого оставался ряд данных ПЭС, включающий тренд первого порядка, который также удалялся на следующем этапе обработки. Полученные данные разделяются по уровню возмущенности магнитного поля Земли и сезонам года. Вариации ПЭС измерялись в TECU.

Полученные данные приемников сети подразделялись по уровню возмущенности магнитного поля Земли и сезонам года. Степень возмущенности магнитного поля определялась по величине K_p -индекса. Этот индекс вычисляется по данным Физического института РАН, представленным для общего пользования на официальном сайте института. Магнитоспокойными днями считались те, для которых K_p -индекс не превышал 3. Данные относились к магнитной буре, если $K_p > 5$.

3. Результаты экспериментальных исследований

В работе анализировались экспериментальные данные, полученные по навигационным измерениям сети референцных станций SmartNetRussia компании Навгеоком (в настоящий момент компания переименована в Hexagon). В таблице 1, расположенной ниже, представлены результаты расчетов максимальных и минимальных значений среднесуточных вариаций ПЭС в различные сезоны с декабря 2015 по ноябрь 2016 года с учетом влияния географической широты на основе экспериментальных данных сети референцных станций SmartNetRussia.

Таблица 1. Результаты расчетов вариаций ПЭС

Название города	Координаты (северной широты)	Максимальное значение среднесуточных вариаций ПЭС за весну	Минимальное значение среднесуточных вариаций ПЭС за весну	Максимальное значение среднесуточных вариаций ПЭС за лето	Минимальное значение среднесуточных вариаций ПЭС за лето	Максимальное значение среднесуточных вариаций ПЭС за осень	Минимальное значение среднесуточных вариаций ПЭС за осень	Максимальное значение среднесуточных вариаций ПЭС за зиму	Минимальное значение среднесуточных вариаций ПЭС за зиму
Оренбург	51°46'00"	0,051	0,037	0,035	0,026	0,056	0,022	0,042	0,044
Сызрань	53°10'00"	0,047	0,027	0,030	0,021	0,045	0,014	0,037	0,038
Самара	53°11'00"	0,047	0,024	0,028	0,020	0,046	0,013	0,036	0,037
Сергиевск	53°56'53"	0,050	0,026	0,032	0,024	0,048	0,0120	0,042	0,033
Саранск	54°11'00"	0,047	0,020	0,027	0,018	0,041	0,012	0,038	0,040
Уфа	54°44'00"	0,050	0,035	0,038	0,028	0,054	0,027	0,051	0,045
Чебоксары	56°07'00"	0,052	0,022	0,029	0,018	0,041	0,015	0,046	0,037
Нижний Новгород	56°19'37"	0,051	0,018	0,027	0,016	0,040	0,013	0,043	0,038
Йошкар-Ола	56°37'58"	0,056	0,023	0,031	0,022	0,044	0,020	0,050	0,038
Пермь	58°00'50"	0,064	0,024	0,035	0,018	0,044	0,020	0,047	0,033

4. Заключение

В ходе проведенного исследования получены следующие результаты:

1. Наибольшее увеличение вариаций ПЭС под воздействием магнитных бурь наблюдалось в весенний период над референцной станцией Нижний Новгород (увеличение в 2,83 раза относительно невозбужденной ионосферы), в летний и зимний периоды – над территорией города Пермь (увеличение в 1,94 раза и 1,42 раза соответственно), в осенний период – над территорией города Самара (увеличение в 3,54 раза).
2. Наименьшее увеличение вариаций ПЭС под воздействием магнитных бурь наблюдалось в весенний период над территорией города Оренбург (увеличение в 1,38 раза относительно невозбужденной ионосферы), в летний период – над территорией населенного пункта Сергиевск (увеличение в 1,33 раза), в осенний период – над территорией города Уфа (увеличение в 2 раза), в зимний период – над территорией города Оренбург (практически без изменений относительно невозбужденной ионосферы).

Благодарности

Работа выполнена при поддержке гранта Министерства науки и высшего образования РФ: № 3.4074.2017/ПЧ и грантов Российского фонда фундаментальных исследований: № 18-07-01377, № 17-07-01590

Список литературы

1. Афраймович Э.Л. GPS-мониторинг верхней атмосферы Земли / Э.Л. Афраймович, Н.П. Перевалова. – Иркутск: Изд.во ГУ НЦ ВВХ ВСНЦ СО РАМН. – 2006. – 480с.
2. Ясюкевич Ю. В. Суточная динамика вертикального полного электронного содержания над городами Иркутск и Йошкар-Ола по данным GPS/ГЛОНАСС и модели IRI-2012. /Ясюкевич Ю. В., Мыльникова А. А., Демьянов В. В., Иванов В. А., Рябова Н. В., Зуев А. В., Рябова М. И., Кислицын А. А. // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. - 2013.- №3.- С.18-29.
3. Механизмы воздействия нерегулярных геофизических факторов на функционирование спутниковых радионавигационных систем: монография / В. В. Демьянов, Ю. В. Ясюкевич.– Иркутск: Изд-во ИГУ, 2014. – 349 с
4. Иванов В.А. Влияние геомагнитных возмущений на полное электронное содержание ионосферы/ В.А. Иванов, А.Ю. Желонкин, Н.В. Рябова, А.В. Зуев // Вестник Марийского государственного технического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2011. – № 1. – С.24-30.

Адаптивное широкополосное эквалайзирование для коррекции частотной дисперсии в КВ диапазоне с учетом вариаций характеристик помех и параметров ионосферы

Иванов Д. В., Иванов В. А., Овчинников В. В., Елсуков А. А., Рябова М. И.

Поволжский государственный технологический университет
пл. Ленина, 3, Йошкар-Ола, 424000, Россия
OvchinnikovVV@volgatech.net

Аннотация: Представлены результаты исследований адаптивной коррекции частотной дисперсии и обеления помех в широкополосных КВ радиоканалах. Рассматривались каналы в полосе 1 МГц с однократным отражением от слоя F. Испытательная установка для проведения натурных экспериментов разработана с использованием широкополосного трансивера USRP N210 и технологии программно-определяемого радио. Верификация разработанных алгоритмов и схем осуществлялась в натурных экспериментах по наклонному зондированию FMCW сигналом радиотрассы о. Кипр – г. Йошкар-Ола.

1. Введение

Под воздействием среды, системные характеристики ионосферного радиоканала могут значительно изменяться. Это в свою очередь приводит к искажениям информации, содержащейся в радиосигналах, а также к нарушениям работы радиотехнических систем широкополосной связи. Распространение в ионосфере радиосигналов приводит к искажениям амплитуды и фазы из-за ряда «негативных» явлений. Наиболее существенными из них являются эффекты: многолучевого распространения; внутриволновой многолучёвости обусловленной магнитоионным расщеплением; рассеяния на случайных неоднородностях и частотной дисперсии из-за зависимости от частоты фазовой скорости распространения волны.

Коррекция частотной дисперсии позволит существенно увеличить полосу передаваемого сигнала, с целью эффективного управления частотным ресурсом радиолинии, повышения помехоустойчивости и скрытности работы РТС широкополосной связи при использовании возможностей современной технологии программно-определяемого радио в ВЧ диапазоне [1-3]. При коррекции следует учитывать влияние на параметры дисперсии географических (протяжённость трассы) и геофизических (МПЧ, время суток) [1], которые будут определять требования к эквалайзеру по несущей частоте, используемой полосе частот и длительности импульсной характеристики.

2. Теоретические основы адаптивной коррекции.

Распространение сигнала в среде эквивалентно прохождению им линейной системы [1], характеризующейся частотной $H(j\omega)$ и импульсной характеристиками $h(\tau)$, связанными прямым и обратным преобразованием Фурье. Для такой модели спектр сигнала $U_R(j\omega)$, прошедшего канал распространения, равен произведению спектра излучённого сигнала $U_T(j\omega)$ на частотную характеристику канала $H(j\omega)$: $U_R(j\omega) = U_T(j\omega) \cdot H(j\omega)$. В КВ-диапазоне преобладающими являются сосредоточенные помехи и флуктуационный шум различного происхождения. Таким образом, спектр комплексной амплитуды принимаемой смеси помех и сигнала, можно представить следующим образом:

$$Y_R(j\omega) = U_T(j\omega) \cdot H(j\omega) + \sum_{k=1}^{k_0} N_k(j\omega) + N_0(j\omega), \quad (1)$$

где $N_k(j\omega)$ - спектр узкополосной помехи, $N_0(j\omega)$ - спектр квазибелого шума.

Таким образом, задача коррекции заключается в построении эквалайзера, который позволяет нивелировать негативные эффекты в канале. Поэтому он имеет характеристику следующего вида:

$$G(j\omega) = \frac{H^*(j\omega)}{K^2(\omega)} \quad (2)$$

где $H^*(j\omega)$ - характеристика, комплексно-сопряжённая частотной характеристике канала, $K^2(\omega)$ - спектральная плотность мощности шума и помех в канале. Корректирующая помехи функция имеет следующий вид:

$$K(\omega) \approx \sqrt{\frac{\langle N_0^2(\omega) \rangle}{T_e} + \sum_{k=1}^{k_0} \frac{\langle N_k^2 \rangle}{T_e} \cdot \delta(\omega - \omega_k)}, \quad (3)$$

где T_e - время оценки единичного спектра принимаемой смеси помех, шума и сигнала.

Использование алгоритма коррекции в адаптивном режиме требует периодической оценки параметров канала и спектральной плотности шумов, которые могут быть получены путем периодического зондирования радиоканала.

3. Методика проведения измерений и экспериментальные результаты.

Широкополосные (с полосой 1 МГц) каналы выбирались из диапазона однолучевого распространения. В приемнике в начале осуществлялись обеление шума и режекция помех. Зондирующий FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) сигнал с полосой 1 МГц и скоростью изменения частоты 100 кГц/с нарезался на элементы длительностью $T_a = 0.08$ с, которые последовательно сжимались в частотной области. В результате определялись мгновенные комплексные профили задержки импульсной характеристики каналов с полосой 8 кГц при разрешении по задержке 125 мкс. Комплексный отсчет для глобального максимума профиля задержки давал значение частотной характеристики этого канала и отсчет $H^*(j\omega)$, который использовался в алгоритме коррекции дисперсии в канале с полосой 1 МГц. На рисунке 1 представлены полученные в эксперименте на среднеширотной радиотрассе о. Кипр – г. Йошкар-Ола нескорректированная и скорректированная амплитуды ИХ канала с полосой 1 МГц, нормированные к своему глобальному максимуму.

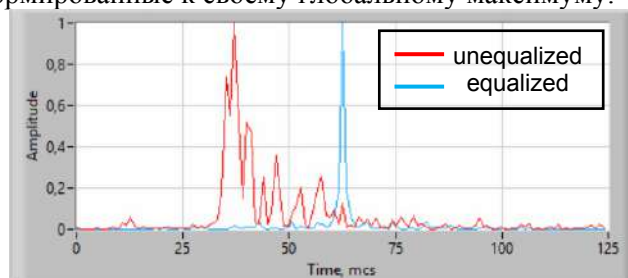


Рисунок 1. Нескорректированная и скорректированная амплитуда ИХ канала. Полоса – 1 МГц; центральная частота – 13 МГц; режим распространения – 1F2; дата – 13/02/2019 16:55 (LT)

4. Заключение.

Разработан и реализован алгоритм адаптивной коррекции частотной дисперсии в широкополосных (1 МГц) радиоканалах КВ связи. В основе методики лежит FMCW зондирование с периодом равным времени стационарности канала для актуализации данных о его АЧХ и ФЧХ. Экспериментально на среднеширотной трассе о. Кипр – г. Йошкар-Ола верифицированы результаты теоретического анализа, позволившие оценить основные характеристики широкополосного канала из диапазона одномодового распространения. Экспериментальные результаты показали эффективность коррекции дисперсионных искажения ИХ широкополосного радиоканала. При этом длительность ИХ уменьшалась до значений, обеспечиваемых широкой полосой в канале без дисперсии.

Работа выполнена при поддержке гранта № 18-19-00401 Российского научного фонда.

Список литературы

1. Ivanov, V. A., Ivanov, D. V., Ryabova, N. V., Ryabova, M. I., Chernov, A. A., and Ovchinnikov, V. V. (2019). "Studying the parameters of frequency dispersion for radio links of different length using software" - defined radio based s
Radio Science, 54, 34–43. doi: 10.1029/2018RS006636
2. Dhar, S., and Perry, B. D. (1982). "Equalized Megahertz-Bandwidth HF Channels for Spread Spectrum Communications," MILCOM 1982 - IEEE Military Communications Conference - Progress in Spread Spectrum Communications, Boston, MA, USA, 1982, pp. 29.5-1-29.5-5. doi: 10.1109/MILCOM.1982.4805973
3. Ivanov, V. A., Ivanov, D. V., Ryabova, N. V., Ryabova, M. I., Chernov, A. A., Elsukov, A. A., (2015) "Algorithms and software of whitening of noise in the reception of broadband chirp signals in the HF communication channel," Journal of Applied Engineering Science, 13 (4), pp. 245-250. DOI: 10.5937/jaes13-9342

Метод адаптивного подавления пассивных помех в трехкоординатных доплеровских радарх

¹ Лесников Г.А., ¹ Нониашвили М.И., ¹ Ильясафов А.Д.

¹ НИИ РЭТ МГТУ им. Н.Э. Баумана
ул. 2-я Бауманская, 5 стр.1, Москва, 105005, Россия
gless@bk.ru

Аннотация: Предложен эвристический метод адаптивного подавления пассивных помех в трехкоординатных доплеровских радарх. Разработан и экспериментально проверен алгоритм, реализующий предложенный метод. Подтверждена работоспособность разработанного алгоритма.

1. Введение

РЛС всегда работают в условиях естественных пассивных помех (ПП). В боевых условиях работе РЛС мешают также и преднамеренные ПП. Подавление ПП необходимо в любой станции, реализующей вторичную и третичную обработку радиолокационной информации.

В современных радарх с цифровой обработкой сигнала наиболее распространен фильтровой метод борьбы с ПП [1, 2]. Это широкий класс алгоритмов СДЦ – от простых на основе многоканальных доплеровских фильтров [3] до сложных на базе адаптивных решетчатых фильтров [4, 5]. Адаптивные фильтровые алгоритмы СДЦ имеют общую особенность – они стремятся к оптимальности [1], однако в реальной помеховой обстановке практически невозможно достичь даже псевдооптимальности, поэтому эвристические методы подавления ПП также получают широкое применение.

Разработка эвристических методов осложняется особенностями современных многофункциональных радаров, которые приводят к нерегулярному периоду обзора пространства и изменяющимся в интервале однозначного измерения доплеровской частоты спектральным характеристикам ПП.

В данной работе приведено описание и результаты реализации эвристического метода адаптивного подавления ПП для трехкоординатных доплеровских радаров.

3. Описание и реализация метода

Сущность предлагаемого метода подавления ПП заключается в разбиении четырехмерного фазового пространства (три пространственных координаты и радиальная скорость – S_1, S_2, S_3, V) на элементы (каналы), оценке числа полученных отметок и, при необходимости, подавлении отметок в этих каналах.

Разработан алгоритм как реализация предлагаемого метода (рис.1).



Рис. 1. Общая схема алгоритма адаптивной СДЦ

Для разбиения пространства на каналы (рис. 2) могут использоваться различные системы координат (СК). Разбиение выполняется с полным (дублирующим) перекрытием каналов. Получаемые таким образом элементы пространства (S_1, S_2, S_3, V) называются субканалами. Положение каждого субканала описывается четырьмя индексами (i, j, k, v). По радиальной скорости, X и Y каналы центрируются относительно нуля; по углу места или высоте верхние (нижние) субканалы не ограничены сверху (снизу).

Сбор статистики – это накопление информации о числе отметок, попадающих в каждый субканал, за n периодов обзора. На рис. 3 приведены примеры распределения радиальной скорости ПП. Для радиальной скорости учитывается неоднозначность ее измерения, то есть одной отметке может соответствовать несколько субканалов, отличающихся индексом v . Статистика по текущему периоду обзора записывается в промежуточный массив *stat_buf*, который участвует в формировании битовой маски подавления.

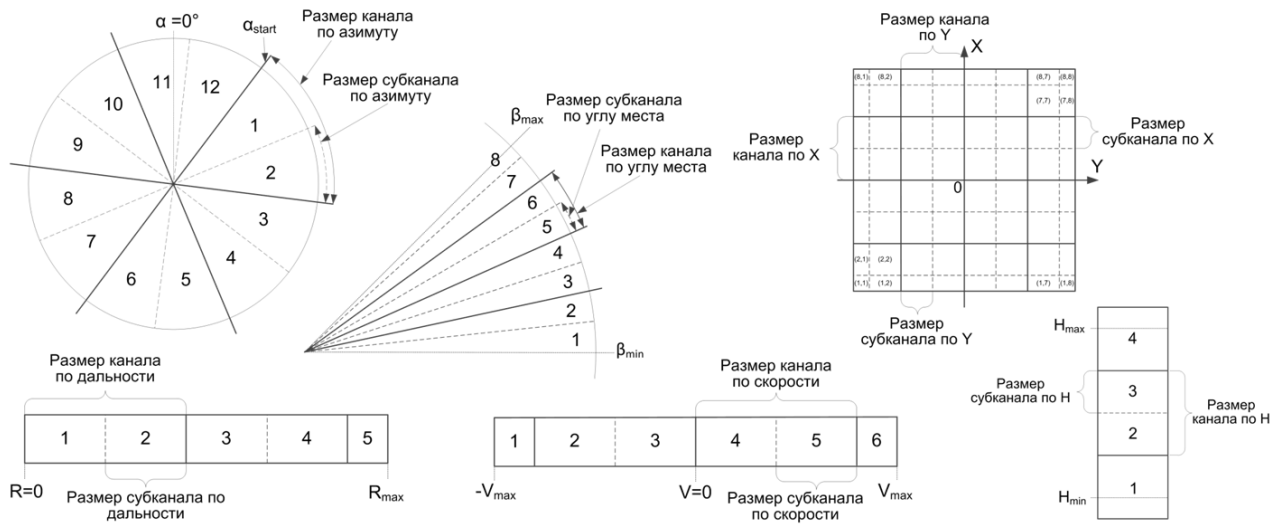


Рис. 2. Разбиение пространства на каналы с использованием сферической и декартовой СК

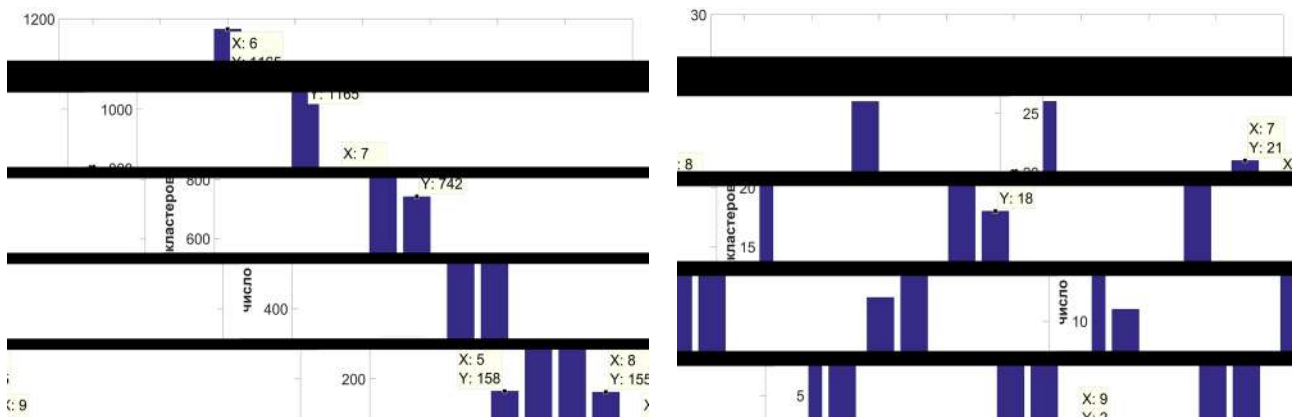


Рис. 3. Примеры распределения радиальной скорости ПП в одном пространственном канале

Формирование маски – это определение подавляемых каналов на текущем периоде обзора. Маска формируется в битовом виде в начале каждого тпериода обзора:

$$stat = stat - stat\_buf(1) + stat\_buf(n+1); \quad (1)$$

$$sum = \sum_{k_1}^{k_1+1} \sum_{k_2}^{k_2+1} \sum_{k_3}^{k_3+1} \sum_{k_4}^{k_4+1} stat(i, j, k, v); \quad (2)$$

$$\text{if } sum > n_{thr} \quad stat(k_1, k_1+1, k_2, k_2+1, k_3, k_3+1, k_4, k_4+1) = \text{true} \quad (3)$$

где $k_1 = \overline{1, n_{s_1} - 1}$, $k_2 = \overline{1, n_{s_2} - 1}$, $k_3 = \overline{1, n_{s_3} - 1}$, $k_4 = \overline{1, n_{s_4} - 1}$, n_a – число субканалов по координате a .

Подавление отметок – это их удаление из дальнейшей обработки в соответствии с битовой маской.

3. Заключение

Предложен эвристический метод адаптивного подавления ПП для трехкоординатных доплеровских радаров, в том числе многофункциональных с нежесткой циклограммой режимов работы. Разработан алгоритм как реализация предложенного метода. Экспериментально подтверждена работоспособность разработанного алгоритма. Определены основные направления совершенствования алгоритма.

Список литературы

1. Вовшин Б.М., Вылегжанин И.С., Корнеев А.Н., Лаврукевич В.В., Пушков А.А. Теоретико-экспериментальное сравнение адаптивных и традиционных устройств селекции движущихся целей в импульсных РЛС // Успехи современной радиоэлектроники. 2018. № 4. С. 40-56.
2. Бакулев П.А., Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Радио и связь. 1987.
3. Горбунов Ю. Н. Цифровые системы СДЦ и их оптимизация: Монография / Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Московский государственный институт радиотехники, электроники и автоматики (технический университет)» – М., 2008. – 132 с.
4. Фридландер Б. Решетчатые фильтры для адаптивной обработки данных / ТИИЭР. 1982. Т. 70. № 8. С. 54–97.
5. Адаптивные фильтры / Под ред. К.Ф. Коуэна и П.М. Гранта. Пер с англ. М.: Мир. 1988.

Помехоустойчивость системы когерентной стробоскопической обработки широкополосных радиосигналов в синхронном режиме

¹ Пак О. В., ² Захарченко В. Д.

¹ ООО «Аверия Электроникс»
ул. Качинцев, 39, Волгоград, 400010, Россия
oleg.pak86@gmail.com

² Волгоградский Государственный университет,
просп. Университетский, 100, Волгоград, 400062, Россия
ZVD@VolSU.ru

Аннотация: Произведен анализ работы схемы радиоимпульсного стробирования в «синхронном» режиме при синхронизации тактового интервала второй гармоникой промежуточной частоты. Представлены соотношения, описывающие связь амплитуды входного радиосигнала с трансформированной во времени фазовой модуляцией при работе преобразователя в синхронном режиме. Результаты полунатурного моделирования системы радиоимпульсного стробирования качественно согласуются с теоретическими расчетами.

1. Введение

Радиотехнические системы, использующие сигналы наносекундной длительности, обладают рядом преимуществ: они позволяют достичь высокой разрешающей способности по дальности, скрытности, электромагнитной совместимости в условиях одновременной работы с узкополосными радарными и др. [1,2]. Зондирующий сигнал в радиолокационных системах (РЛС) представляет собой периодическую последовательность СВЧ радиоимпульсов наносекундной длительности, а обработка принятых сигналов, как правило, ведется с использованием стробоскопических методов [3].

2. Радиоимпульсный стробоскопический преобразователь. Синхронный режим

Математическая модель системы радиоимпульсного стробирования показана на рисунке 1.

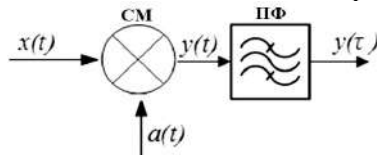


Рис. 1. Линейная математическая модель радиоимпульсного стробоскопического преобразователя: СМ – смеситель радиосигналов, ПФ – узкополосный полосовой фильтр.

Стробоскопический преобразователь периодической последовательности когерентных радиоимпульсов $x(t)$ реализует принцип супергетеродинного приемника, где в качестве сигнала опорного генератора используется последовательность стробирующих радиоимпульсов $a(t)$ [4]. Модели входного и стробирующего сигналов имеют вид:

$x(t) = \sum_{k=0}^N X(t - kT - t_0) \cos[\omega_0 t + \theta(t - kT - t_0)];$ $a(t) = \sum_{k=0}^N A(t - kT_1 - t_0) \cos[\omega_1 t + \varphi(t - kT_1 - t_0)].$	Здесь $X(t), A(t)$ – огибающие; ω_0, ω_1 – несущие частоты; $\theta(t), \varphi(t)$ – внутриимпульсная фазовая модуляция входного $x(t)$ и стробирующего $a(t)$ радиосигналов соответственно;
$\omega_0 - \omega_1 = \Omega$ ($\Omega \ll \omega_0, \omega_1$) – низкая промежуточная частота; T – период повторения входного сигнала; $T_1 = T + \Delta T$; ΔT – шаг считывания; N – коэффициент спектральной трансформации ($N \gg 1$).	

При синхронизации частоты следования входного сигнала второй гармоникой промежуточной частоты Ω (синхронный режим) сигнал на выходе преобразователя асимптотически (при $N \rightarrow \infty$) можно представить в виде [2]:

$$\tilde{y}(t) \sim \frac{\tilde{A}}{2T} X\left(\frac{t}{N}\right) \cos\left[\theta\left(\frac{t}{N}\right) + \Omega t_0 - \varphi_0\right] \cos\left(\frac{\pi t}{T_1}\right). \quad (1)$$

Таким образом, подбором фазы φ_0 или задержки t_0 можно компенсировать амплитуду преобразованного сигнала в точках t_k , где $\theta(t_k/N) = \pi/2 - \Omega t_0 + \varphi_0$.

Синхронный режим работы радиоимпульсного стробоскопического преобразователя был проверен экспериментально на разработанном макете, состав показан на рисунке 2 [5].

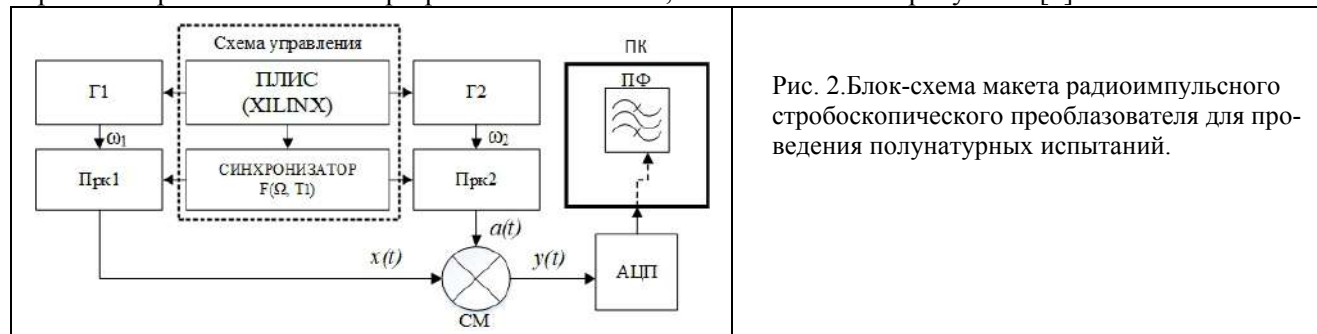


Рис. 2. Блок-схема макета радиоимпульсного стробоскопического преобразователя для проведения полунатурных испытаний.

Генераторы Г1 и Г2 вырабатывают гармонические сигналы с частотами $\omega_1 = 10,0$ МГц и $\omega_2 = 10,010$ МГц соответственно. Схема управления управляет переключателями (Прк1, Прк2) и формирует когерентную последовательность входного и стробирующего радиосигналов длительностью $\tau_x = 30$ мкс и $\tau_a = 0,5$ мкс. Коэффициент спектральной трансформации составляет величину порядка $N=5000$ при шаге считывания $\Delta T = 10$ нс. Оцифрованные отсчеты сигнала $y(t)$ передается в персональный компьютер (ПК) для последующей обработки.

На рисунке 3 приведены осциллограммы сигнала с выхода макета при работе в обычном режиме (спектральные составляющие полезного сигнала, расположенные на субгармониках частоты повторения, не попадают в полосу пропускания фильтра системы) и синхронном при $F_n = 20$ кГц.

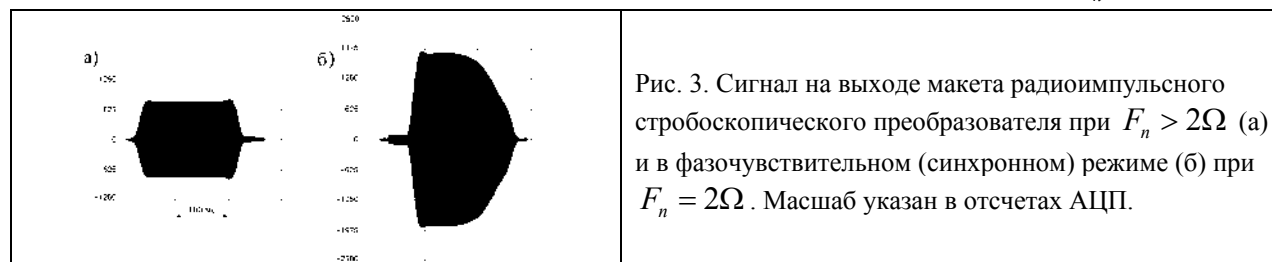


Рис. 3. Сигнал на выходе макета радиоимпульсного стробоскопического преобразователя при $F_n > 2\Omega$ (а) и в фазочувствительном (синхронном) режиме (б) при $F_n = 2\Omega$. Масштаб указан в отсчетах АЦП.

Из рисунка видно, что в фазочувствительном режиме огибающая преобразованного сигнала искажена. Это обусловлено наличием паразитной фазовой модуляции, являющейся специфической помехой в синхронном режиме, обусловленной разностью частот повторения входного сигнала и стробирующих радиоимпульсов. Эту помеху можно компенсировать, поменяв местами источники синхронизации запуска генераторов исследуемого сигнала и стробирующих радиоимпульсов.

3. Заключение

Произведен теоретический анализ работы системы радиоимпульсного стробирования в фазочувствительном (синхронном) режиме. Показано, что синхронный режим дает возможность трансформировать фазовую структуру сигнала в амплитудную модуляцию, что позволяет проводить фазовые измерения с помощью относительно простой аппаратуры. Предложен вариант компенсации паразитной фазовой модуляции полезного сигнала, являющейся специфической для синхронного режима.

Результаты полунатурного моделирования работы радиоимпульсного стробоскопического преобразователя в синхронном режиме качественно согласуются с теоретическим анализом.

Список литературы

1. Радзиевский В.Г., Трифонов П.А. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех. – М.: Радиотехника, 2009 г., 288 с.
2. V.D. Zakharchenko, I.G. Kovalenko, O.V. Pak, "Estimate of sizes of small asteroids (cosmic bodies) by the method of stroboscopic radiolocation," Earth and Planetary Astrophysics, Dec. 2014, doi: 10.1016/j.actaastro.2014.12.006.
3. Найденов А.И. Трансформация спектра наносекундных импульсов. - М.: Сов. Радио, 1973 г., 180 с.
4. Zakharchenko; O.V. Pak, "Potential of radar pulse strobing scheme use in phase-sensitive operation mode," Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW -2017), 2017, doi:10.1109/RSEMW.2017.8103641.
5. Захарченко В.Д., Пак О.В. Моделирование радиоимпульсного стробоскопического преобразователя // Методы и устройства формирования и обработки сигналов в информационных системах: Межвуз. сборник научных трудов – Рязань: РГРТУ, 2010. – С. 5-8.

Обработка радиолокационных изображений, содержащих объекты с существенно различающейся эффективной поверхностью рассеяния, в бортовом комплексе дистанционного зондирования при проведении поисково-спасательных операций в условиях Арктики

¹ Гармаш В.Н., ² Матвеев С.А., ² Петров Ю.В., ¹ Рогожин В.А., ² Рудыка С.А.

¹АО «Заслон»

ул. Коли Томчака, 9, Санкт-Петербург, 196084, РФ

gar-vitalij@yandex.ru

²Балтийский государственный технический университет «ВОЕНМЕХ» им. Д.Ф. Устинова

ул. 1-я Красноармейская, д.1., Санкт-Петербург, 190005, РФ

petrov-i4@yandex.ru

Аннотация: Предлагается метод нелинейной обработки радиолокационного сигнала при построении изображений земной поверхности. Метод реализуется на этапе согласования динамических диапазонов принятого сигнала и устройства визуализации радиолокационных изображений. Суть метода заключается в адаптивной нелинейной обработке сигнала, позволяющей добиться повышения локальной контрастности радиолокационных изображений и лучшей визуальной различимости отдельных объектов.

1. Введение

Наиболее удобным для человеческого восприятия источником информации об объектах окружающей действительности являются их оптические изображения. Именно поэтому оптические датчики с различными техническими характеристиками являются основой вертолетных оптико-электронных систем. Однако качество получаемых оптических изображений зависит от условий освещенности и прозрачности атмосферы, что существенно усложняет их использование в ночное время суток, а также в условиях тумана, дождя, снегопада. Этот фактор наиболее критичен для комплексов обеспечения поисково-спасательных операций [1], к которым предъявляются требования всепогодности, всесезонности и возможности работы в сложных климатических зонах, таких как Арктический регион. Для преодоления указанных недостатков совместно с оптическими камерами используют другие сенсоры, в том числе и радиолокационные комплексы дистанционного зондирования земли.

2. Проблема согласования динамических диапазонов радиолокационного сигнала и устройства визуализации

Количественным параметром, определяющим вид объектов наблюдаемой сцены при формировании двумерного радиолокационного изображения, является их эффективная поверхность рассеяния (ЭПР). При этом ЭПР объектов, представляющих интерес для радиолокационного наблюдения, может различаться на несколько порядков. На практике часто возникают ситуации, когда такие объекты одновременно находятся в пределах зоны обзора. При этом крайне желательно сформировать радиолокационное изображение таким образом, чтобы все эти объекты были хорошо различимы человеческим глазом, то есть обладали достаточным уровнем локального контраста.

Для решения данной задачи используются различные алгоритмы согласования динамического диапазона, каждый из которых обладает своими достоинствами и недостатками. Линейное согласование от минимума до максимума дает весьма плохие результаты, поэтому стандартным способом решения проблемы является статистический подход. Статистический подход к согласованию динамических диапазонов позволяет получать радиолокационные изображения земной поверхности, удобные для восприятия человеческим глазом. Однако при наличии в кадре крупных конгломератов с большой ЭПР некоторые объекты, представляющие интерес для наблюдения, оказываются трудно различимыми. Для повышения заметности деталей на слабо освещенных участках цифровых изобра-

жений широко используются такие алгоритмы, как логарифмирование, гамма-коррекция и алгоритм Retinex [2]. Все они устанавливают взаимосвязь между входным диапазоном сигнала и выходным диапазоном отображаемого изображения по нелинейному закону. Применение этих алгоритмов позволяет повысить заметность радиоконтрастных объектов на слабо отражающем фоне за счет повышения их локальной контрастности. Однако при этом значительно снижается уровень локального контраста в наиболее ярких областях. В результате объекты с большой ЭПР сливаются в крупные засвеченные «пятна»; ухудшается их различимость на окружающем фоне.

3. Разработка нового метода согласования динамических диапазонов

Ни одна из рассмотренных в разделе 2 процедур не обеспечивает приемлемого результата. Однако этого можно добиться, модифицировав и скомбинировав их нужным образом. Сформулируем требования к алгоритму, который обеспечил бы подходящий результат:

- алгоритм должен повышать заметность небольших радиоконтрастных объектов на фоне с низкой отражающей способностью;
- алгоритм не должен существенно снижать уровень локального контраста в наиболее ярких областях изображения;
- объекты с меньшей ЭПР не должны выглядеть ярче, чем объекты с многократно большей ЭПР;
- гистограмма сформированного изображения должна обладать рэлеевским законом распределения: этот фактор обусловлен теоретическими основами радиолокации [3, 4].

Предлагается новый метод согласования динамических диапазонов радиолокационного сигнала и устройства визуализации, удовлетворяющий перечисленным требованиям. Предложенный метод базируется на алгоритме Retinex и учитывает свойства локальных окрестностей каждого элемента разрешения, что способствует повышению заметности небольших радиоконтрастных объектов на фоне с низкой отражающей способностью. При этом алгоритм модифицирован и скомбинирован с логарифмическим методом таким образом, чтобы нивелировать эффект ухудшения локального контраста в ярких областях изображения и противодействовать уменьшению яркости объектов с большой ЭПР. Это позволяет им не сливаться в крупные яркие «пятна» и повышает их различимость на окружающем фоне. Преобразование принятого радиолокационного сигнала осуществляется:

$$R[x,y] = J[x,y] \cdot \log(J[x,y]) / G[x,y,r] * J[x,y] \quad (1)$$

где $J[x,y]$ – амплитуда сигнала, отраженного от элемента радиолокационного изображения с линейными координатами $[x,y]$, $G[x,y,r]$ – гауссово ядро с радиусом размытия r , $*$ – операция свертки. Чтобы обеспечить гистограмме формируемого радиолокационного изображения вид, максимально приближенный к рэлеевскому, полученный на этапе (1) результат приводится к диапазону $(0 \dots 3 \cdot \sigma)$:

$$\sigma = 2 \cdot \hat{m}^2 / \pi \quad (2)$$

где $\hat{m}$ – оценка математического ожидания обработанного сигнала $R(x,y)$.

4. Заключение

Предложен метод согласования динамических диапазонов радиолокационного сигнала, отраженного земной поверхностью, и устройства визуализации изображений. Метод базируется на адаптивной нелинейной обработке сигнала. Адаптивность достигается путем учета свойств локальных окрестностей каждого элемента разрешения. Применение метода позволяет добиться повышения уровня локальной контрастности радиолокационных изображений, лучшей визуальной различимости отдельных малоразмерных объектов и обеспечивает формирование изображений привычного для оператора вида. Проведена оптимизация метода по количеству вычислительных операций, что позволяет использовать его в режиме реального времени. Предложенный метод рекомендуется для использования во встроенных бортовых вычислителях в составе бортовых комплексов дистанционного зондирования при проведении поисково-спасательных операций.

Список литературы

1. Матвеев С.А., Бызов А.Н., Быстров С.Ю., Гармаш В.Н., Исенко С.И., Коробочкин Д.М., Петров Ю.В., Рудыка С.А., Страхов С.Ю., Сырцев А.Н. Вертолетный комплекс информационной поддержки безопасности полетов и проведения поисково-спасательных операций / Вестник КРСУ. 2018. Том 18. № 9 – с. 60-64.
2. Land, E.H., McCann, J.J. Lightness and Retinex Theory. / Journal of the Optical Society of America. 1971. 61 (1), p. 1–11.
3. Pasmurov, A.Y., Zinoviev, J.S. Radar Imaging and Holography / IEE radar, sonar and navigation series 19. IET, 2005 – 249 p.
4. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. Учебное пособие для вузов / Под ред. Г. С. Кондратенкова. – М.: «Радиотехника», 2005. – 368 с.

Радиолокационный комплекс РЛК-Л космического аппарата «Луна-Ресурс-1» в режиме приема спорадического излучения Земли

Лаптев М. А., Дутышев И. Н.

Федеральное государственное унитарное предприятие
Специальное конструкторское бюро Института радиотехники и электроники Российской академии наук,
141190, Московская обл., г. Фрязино, площадь имени академика Б. А. Введенского, д.4

Аннотация. Представлены расчеты мощности спорадического излучения Земли на входе приемника с использованием симметричной дипольной антенны и петлевого вибратора Пистолькорса при нерезонансном согласовании. Проведено сравнение соотношения сигнал/шум для вышеуказанных типов антенн. Показано, что на входе приёмника при одной и той же мощности полезного сигнала петлевой вибратор Пистолькорса позволяет улучшить отношение полезного сигнала к собственным шумам приемника более чем на 20 дБ по сравнению с симметричной дипольной антенной.

1. Введение

Большой интерес для изучения представляет авроральное (спорадическое) километровое радиоизлучение (АКР), представляющее собой мощное радиоизлучение в диапазоне частот от 30 до 700 кГц (максимум излучения наблюдается в частотном диапазоне от 100 до 300 кГц), генерируемое в авроральных областях магнитосферы и уходящее от Земли. [1] Природа возникновения спорадического излучения Земли до конца не изучена, и регистрация его в пассивном режиме РЛК-Л способствует дальнейшему изучению этого природного явления.

Основная энергия спорадического излучения Земли сосредоточена в диапазоне частот от 80 кГц до 10 МГц, далее энергия спорадического излучения резко падает и максимальная интегральная мощность $W_{\text{рад}}$ составляет $\approx$ от 10^{-15} до 10^{-16} Вт·м²·Гц⁻¹ [2, 3].

Целью данной работы является оценка реализации дополнительной научной задачи в виде приема спорадического излучения радиолокационным комплексом РЛК-Л, который предполагается осуществлять в диапазоне частот от 0,2 до 5 МГц симметричной дипольной антенной А-200, предназначенной для приёма сигнала на частоте 160 ± 20 МГц.

2. Расчет мощности сигнала на входе приемника

Расчет уровня мощности сигнала произведём на частоте 2 МГц, для этого воспользуемся формулой:

$$P = W_{\text{рад}} \cdot \lambda^2 \cdot \Delta f \cdot G \cdot Q \text{ [Вт]}, \quad (1)$$

где λ – длина волны, [м];

Δf – полоса частот (для расчета примем равной 10 кГц);

G – коэффициент усиления антенны (для малоразмерного диполя примем за 1,5);

Q – потери сигнала из-за рассогласования антенны и приёмника на частоте 2 МГц, [дБ];

Рассчитаем коэффициент отражения сигнала между антенной и приёмником возникающий из-за рассогласования антенны с приёмником Γ_n по формуле:

$$|\Gamma| = \sqrt{\frac{(R_{\text{вх}} - R_n)^2 + (X_{\text{вх}} - X_n)^2}{(R_{\text{вх}} + R_n)^2 + (X_{\text{вх}} + X_n)^2}}. \quad (2)$$

Где: R_n и $R_{\text{вх}}$ – активные сопротивления нагрузки и антенны [Ом];

X_n и $X_{\text{вх}}$ – реактивное сопротивление нагрузки и антенны [Ом].

Рассчитаем активное $R_{\text{вх}}$ и реактивное $X_{\text{вх}}$ сопротивление дипольной антенны по формулам:

$$R_{\text{вх}} = 20\pi^2 \left(\frac{2l}{\lambda} \right)^2, \quad (3)$$

$$X_{\text{вх}} = \frac{-120 \cdot \ln\left(\frac{0,5775 \cdot 2l}{d}\right)}{\tan\left(\frac{\pi \cdot 2l}{\lambda}\right)} \quad (4)$$

где l – дна вибратора [м].

Расчет потерь сигнала проведем, подставив расчетные величины активного и реактивного сопротивления антенны в формулу 2 с учетом оптимального сопротивления нагрузки (приёмника), $R_n \approx 20$ кОм, при этом сопротивление нагрузки будет иметь только активную составляющую. Для расчета соотношения сигнал/шум, рассчитаем мощность собственных шумов приемника по формуле:

$$P_{ш} = -204 + \Delta f + K_{ш}, \quad (5)$$

где $\Delta f = 10 \times \lg(\Delta f)$ – полоса частот шумов [дБ/Гц];

$-204 = 10 \times \lg(K_B \times T_0)$ [дБ/Дж];

$K_B = 1,38 \times 10^{-23}$ – постоянная Больцмана [Дж/°К], $T_0 = 293$ – температура среды [°К];

$K_{ш}$ – коэффициент шума приемника [дБ].

3. Расчет активной и реактивной составляющей входного сопротивления петлевого вибратора

Достичь улучшения параметров приема спорадического излучения можно применив в качестве приемопередающей антенны петлевой вибратор Пистолькорса. Ниже приведен расчет параметров петлевого вибратора на частотах 0,2 – 5 МГц.

Активное $R_{изл}$ и реактивное X сопротивление антенны рассчитаем по следующим формулам [4]:

$$R_{изл} = 20\pi^2 \left(\frac{P}{\lambda}\right)^4, \quad (6)$$

$$X = 120 \cdot \pi \cdot \left(\frac{P}{\lambda}\right) \cdot \left[\ln\left(\frac{2,54+P}{d}\right) - 2\right] \quad (7)$$

где $120 \cdot \pi$ – волновое сопротивление свободного пространства [Ом];

P – периметр антенны [м];

d – диаметр проводника [м].

Реактивное сопротивление петлевого вибратора Пистолькорса имеет индуктивный характер и на частоте 2 МГц индуктивность будет равна $L = 1,19$ мкГн.

4. Полученные результаты и выводы

В результате проведенных расчетов получены следующие значения:

- Входное сопротивление антенны А-200 $R_{вх} = 4,06 \cdot 10^{-3}$ Ом, $X_{вх} = -2,16 \cdot 10^4$ Ом;
- Потери, возникающие из-за рассогласования дипольной антенны ≈ 64 дБ;
- Мощность сигнала спорадического излучения на входе приемника $P = -109$ дБмВт;
- Мощность собственных шумов приемника $P_{ш} = -132$ дБмВт.
- Отношение полезного сигнала к собственным шумам приемника составляет 23 дБ, однако, с учетом фидера потери из-за рассогласования антенны составят ≈ 87 дБ (расчет проведен в программе «RFSimm»).
- Входное сопротивление петлевого вибратора Пистолькорса $R_{изл} = 5,3 \cdot 10^{-6}$ Ом, $X = 14,9$ Ом;
- Потери из-за рассогласования петлевой антенны $Q = 62$ дБ. Однако, с учетом фидера потери составляют всего 64 дБ, а это на 23 дБ меньше чем потери для дипольной антенны.

4. Заключение

Радиолокационный комплекс РЛК-Л может осуществлять прием спорадического излучения Земли и Солнечных вспышек в диапазоне частот от 0,2 до 5 МГц с использованием «Радара-200» на дипольную антенну и на антенну петлевого вибратора Пистолькорса. Однако, прием сигнала на антенну петлевого вибратора Пистолькорса более эффективен, так как отношение сигнал-шум с ней лучше более чем на 20 дБ по сравнению с дипольной антенной. Возможность изучения внутренней структуры Луны станет так же более эффективной при использовании спорадического излучения в качестве источника сигнала, когда КА будет находиться на лунной орбите за Луной.

Список литературы

1. Моисеенко И.Л., Могилевский М.М. Сезонные вариации интенсивности и механизм формирования барстерной структуры аврорального километрового излучения // Солнечно-земные связи и предвестники землетрясений: IV междунар. конф., с. Паратунка Камч. обл., 14–17 авг. 2007 г.: сб. докл. – Петропавловск-Камч.: ИКИР ДВО РАН, 2007. – С. 60.
2. Ono T., Kumamoto A., Kasahara Y. et al. The Lunar Radar Sounder (LRS) Onboard the KAGUYA (SELENE) Spacecraft. // Space Sci. Rev., 2010, V. 154: P. 145–192, DOI 10.1007/s11214-010- 9673-8;
3. Zarka P. Auroral radio emissions at the outer planets: Observations and theories // J. Geophys. Res. Planets, 1998, V. 103, No. E9, P. 20159-20194.
4. Гречихин А. Электрически малые антенны: возможности и заблуждения. Радио, 1992, №11, С. 9

Реализация алгоритма доплеровской обработки сигналов широкополосной РЛС на базе платформы спецвычислителя

¹ Водолазов А.В., ¹ Коротеев Д.Е., ¹ Растворов С.А., ¹ Шатов П.В., ¹ Слюсаренко Д.В.

¹ НИИ радиоэлектронной техники МГТУ им. Н.Э. Баумана
ул. 2-я Бауманская д.2, стр. 1, Москва, 105005, Российская Федерация

niiret@bmstu.ru

Аннотация: Описан подход к аппаратно-ориентированной оптимизации программного обеспечения при реализации цифровой обработки радиолокационного сигнала в реальном времени на примере типового алгоритма селекции движущихся целей. Приведены основные положения оптимизационного подхода. Показана скорость работы оптимизированного алгоритма в сравнении с реализацией, выполненной стандартными программными средствами. Обозначена возможность потенциального роста скорости обработки сигнала при аппаратно-ориентированной оптимизации.

1. Введение

Проектирование современных широкополосных РЛС связано с ростом сложности и стоимости трактов аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразований, а также специальных вычислителей, обеспечивающих как формирование цифровых потоков, так и их последующую обработку в масштабе реального времени.

Наибольший вклад в стоимость вычислителя вносят части, реализующие первичную обработку сигнала. Несмотря на достаточно невысокую сложность применяемых на данном этапе обработки алгоритмов, требование высокой скорости их выполнения заставляет использовать, как правило, достаточно дорогие программно-аппаратные решения.

Реализация алгоритма обработки на элементной базе более общего назначения, например, на цифровых сигнальных процессорах, позволяет с одной стороны упростить структуру вычислителя, с другой – снижает его стоимость и облегчает процесс разработки программного обеспечения.

В данной статье описан пример реализации алгоритма селекции движущихся целей (СДЦ) [1, 2] на базе цифрового сигнального процессора [3, 4]. Проведена оптимизация алгоритма с учетом выбранной аппаратной платформы. Приведены результаты сравнения быстродействия программы, написанной на языке ассемблер с учетом особенностей аппаратной платформы, и программы на языке С, оптимизированной с помощью стандартных средств компилятора.

2. Описание алгоритма и спецвычислителя

В качестве типового алгоритма, который подвергается оптимизации реализации на цифровом сигнальном процессоре, используется реализация алгоритмов СДЦ, заключающееся в весовой обработке, нахождения быстрого преобразования Фурье (БПФ) по выборке $N=16$ с последующим нахождением квадрата амплитуд частотных откликов.

В качестве аппаратной платформы вычислителя используется цифровой сигнальный процессор TMS320C6678, имеющий в своем составе восемь ядер, позволяющих производить до 16 операций с плавающей точкой (одинарной точности) за один такт на каждом ядре при рабочих частотах до 1,25 ГГц.

3. Описание условий оптимизации и результаты

При реализации вышеперечисленных алгоритмов были применены различные подходы к описанию программного кода: 1) на языке С без оптимизации, прямое описание алгоритмов без учета особенностей архитектуры ядра; 2) на языке С с оптимизацией, т.е. с учетом особенностей ядра и использования специализированных библиотек; 3) ассемблерный код с оптимизацией.

При оптимизации реализации на Ассемблере учитывались следующие особенности: размер файлов регистров ядра и функциональное назначение 8-ми специализированных блоков ядра; разно-

образии SIMD операций и особенности архитектуры VLIM выбранного процессора; конвейерный характер выполнения большинства команд.

На рис. 1 представлена временная диаграмма загрузки вычислительных ресурсов ядра процессора. При реализации алгоритма учтена возможность не сохранять некоторые промежуточные результаты в буферную память, а вместо этого осуществлять часть перемежения с использованием регистров. Подобная реализация использует 85 % доступных регистров, а полезная загрузка вычислительных ресурсов ядра составляет порядка 40 %, при этом основная часть алгоритма (без учета начальной инициализации) выполняется за 59 тактов процессора.

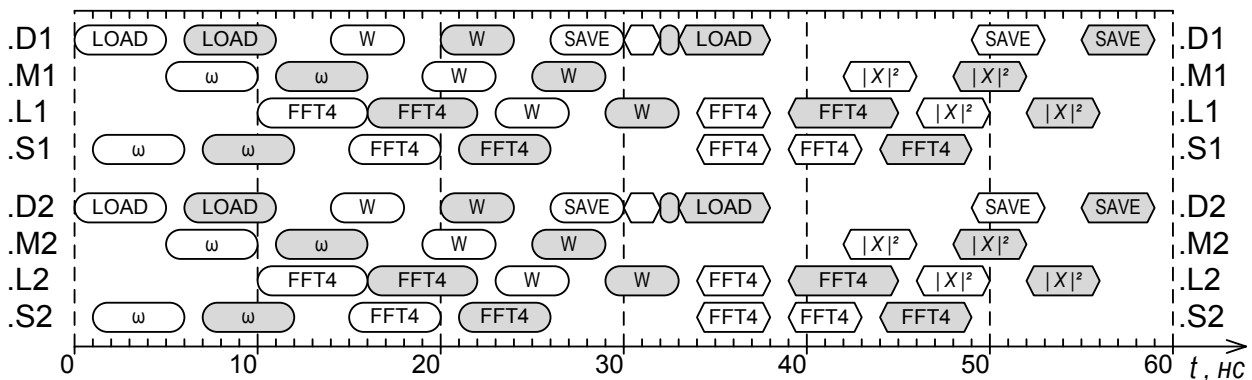


Рис. 1. Диаграмма загрузки вычислительных ресурсов ядра процессора

В таблице 1 представлены результаты тестирования программных кодов с различным уровнем оптимизации, реализующих описанный выше алгоритм СДЦ (с учетом накладных расходов времени). По приведенным данным видно, что реализация алгоритма на языке ассемблер, учитывающая аппаратные особенности ядра, в несколько раз превосходит по быстродействию программный код, оптимизированный стандартными средствами компилятора, написанный на языке С.

Таблица 1 –Быстродействие программ с различным уровнем оптимизации

	Язык С без оптимизации	Язык С с оптимизацией	Ассемблерный код
Быстродействие, такты	4119	278	59
Время выполнения, нс	3295,2	222,4	47,2

Заключение

По результатам тестирования описанной программы, оптимизированной вручную с учетом особенностей аппаратной платформы, было установлено, что её быстродействие четырехкратно превышает скорость работы программы, написанной на языке С и оптимизированной стандартными средствами компилятора. Таким образом, получена значительная экономия вычислительно-временных ресурсов аппаратуры, что в свою очередь позволяет заметно снизить стоимость самого вычислителя, а также уменьшить энергопотребление и тепловыделение. К недостаткам низкоуровневой ручной оптимизации можно отнести сравнительно высокую трудоемкость разработки и модернизации подобных реализаций алгоритмов.

Список литературы

1. Ширман Я.Д., Голиков В.Н., Бусыгин И.Н., Костин Г.А., Манжос В.Н., Минервин Н.Н., Найденов Б.В., Поляков В.И., Челпанов А.С. Теоретические основы радиолокации: учебное пособие для вузов / под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Советское радио, 1970. 560 с.
2. Васин В.А., Власов И.Б., Егоров Ю.М., Калмыков В.В., Кузнецов А.А., Николаев А.И., Пудловский В.Б., Родзивилов В.А., Себекин Ю.Н., Сенин А.И., Слукин Г.П., Федоров И.Б. Информационные технологии в радиотехнических системах: учебное пособие / под ред. И.Б. Федорова. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2003. 672 с.
3. Рабинер Л.Р., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов: пер. с англ. М. Мир, 1978. 848 с. [Rabiner L.R., Gold B. Theory And Application of Digital Signal Processing. New Jersey: Prentice-Hall, 1975.]
4. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: учебник для вузов. СПб.: Питер, 2003. 604 с.

Перспективы ближнепольного интерференционного СВЧ зондирования с использованием явления нарушенного полного внутреннего отражения

Беличенко В.П., Запасной А.С., Мироньчев А.С., Клоков А.В., Матвиевский Е.В.

*Национальный исследовательский Томский государственный университет
проспект Ленина, 50, Томск, 634050, Россия
bvp@mail.tsu.ru*

Уже длительное время проявляется неослабевающий интерес к фундаментальным исследованиям особенностей туннелирования электромагнитных волн. В первую очередь это стимулировалось желанием найти правдоподобное объяснение так называемому «парадоксу Хартмана» при туннелировании частиц потенциального барьера [1]. Дело в том, что непосредственное решение на основе экспериментальных исследований ключевой задачи о временах туннельных переходов электронов через квантовые барьеры чрезвычайно сложно. Поэтому ряд исследователей, имея в виду формальное сходство стационарного уравнения Шрёдингера и уравнения Гельмгольца, попытались найти ответ на основе исследования классических эффектов туннелирования электромагнитных волн через макроскопические фотонные барьеры [1-3].

Эксперименты по туннелированию электромагнитных волн проводились в условиях нарушенного полного внутреннего отражения (НПВО). Само НПВО реализовывалось [2] с помощью двух равнобедренных прозрачных для излучения прямоугольных призм с показателем преломления n , обращенных своими большими гранями друг к другу (рис. 1). При этом воздушный промежуток d представлял собой однородный фотонный барьер для пучка излучения 1, падающего на малую грань призмы I ортогонально, а на большую – под углом θ , превышающим угол $\theta_{кр} = \arcsin(1/n)$ полного внутреннего отражения. В указанных условиях происходит частичное отражение излучения в виде пучка 2, частичное туннелирование со сдвигом Гуса-Хансена через барьер в виде эванесцентной волны и последующее распространение пучка излучения 3 в призме II (рис. 1).

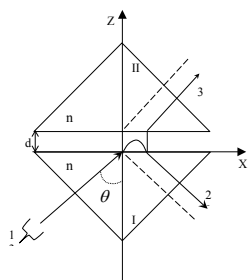


Рис. 1 Туннелирование электромагнитных волн через потенциальный барьер [2]

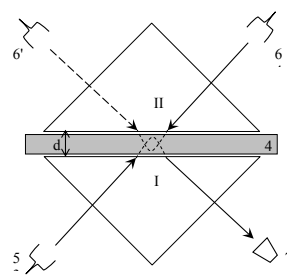


Рис. 2 Схема ближнепольного интерференционного СВЧ зондирования с использованием НПВО

Следует отметить, что результаты проведенных исследований встретили как поддержку, так и достаточно суровую критику. Оживленные дискуссии продолжаются и по сей день. В то же время определенная ценность этих исследований связана, во-первых, с достаточно тщательной отработкой экспериментальной базы, а во-вторых, с возможностью использования имеющих место физических процессов для решения совершенно иного круга проблем.

В частности, в предлагаемом докладе речь идет о модификации традиционной технологии сверхвысокочастотной (СВЧ) спектроскопии с использованием явления НПВО. В рамках традиционной технологии используется одна прямоугольная призма, выполненная из материала с большим показателем преломления. На большой грани призмы размещается исследуемый объект с обеспечением полного контакта с ее поверхностью. В условиях НПВО падающее излучение будет частично проникать в объект в виде эванесцентной волны. При этом коэффициент отражения этого излучения стано-

вится зависящим от материальных параметров исследуемого объекта. Извлечение материальных параметров из спектров НПВО производится после измерения и специальной обработки спектров отраженного излучения приемной системой.

Модифицированная технология реализуется с использованием двух одинаковых призм (рис. 2). Исследуемый объект 4 помещается в промежутке между большими гранями этих призм. Источником СВЧ излучения служит антенна 5 высокой направленности (рис. 2). Наряду с антенной 5 используется еще одна такая же СВЧ антенна 6 (размещение этой антенны в разных позициях (рис. 2) позволяет реализовать отличающиеся по своим характеристикам схемные решения). Обе антенны питаются от одного и того же генератора СВЧ. Тем самым обеспечивается когерентность излучаемых антеннами полей. Помимо этого, с помощью фазовращателя, включенного в цепь питания антенны 6, производится управление разностью фаз колебаний поступающих на входы антенн 5 и 6. Когда пучки электромагнитных волн излучаются антеннами под углами, превышающими критические значения, имеет место НПВО. В промежутке между большими гранями призм I и II происходит наложение эванесцентных волн, приводящее к формированию действительного интерференционного потока энергии [4]. Существенно подчеркнуть, что поток энергии отдельной эванесцентной волны при этом является чисто мнимым. Гибкое управление режимом воздействия СВЧ излучения на исследуемый объект 4 позволяет получить большой объем информации из результатов измерения приемной системой 7 отраженного излучения и их обработки.

При разработке макета, реализующего предлагаемую технологию, были использованы сведения о конструктивном исполнении и методологии проведения экспериментов, содержащиеся в [2]. В качестве примера результатов сравнительных тестовых испытаний технологии, на рис. 3а и 3б отражены результаты зондирования, направленные на выявление дефектов (разрывов) в тонких металлических пленках. Измерения проводились в частотном диапазоне от 1 до 7 ГГц, разрывы пленок составляли 1, 2, 4 и 6 мм, а сами пленки размещались либо на грани уединенной призмы, либо в промежутке между гранями двух призм. С целью существенного упрощения конструкции макета в цепь питания антенн был введен делитель мощности и производились измерения параметра S_{11} (коэффициента отражения) от делителя мощности с последующей нумеровкой результатов измерений на результаты измерений для пленок без дефектов. Как видно, даже в таком варианте проведения эксперимента предлагаемая технология имеет преимущества, по крайней мере, за счет возможности проведения зондирования в нескольких частотных интервалах.

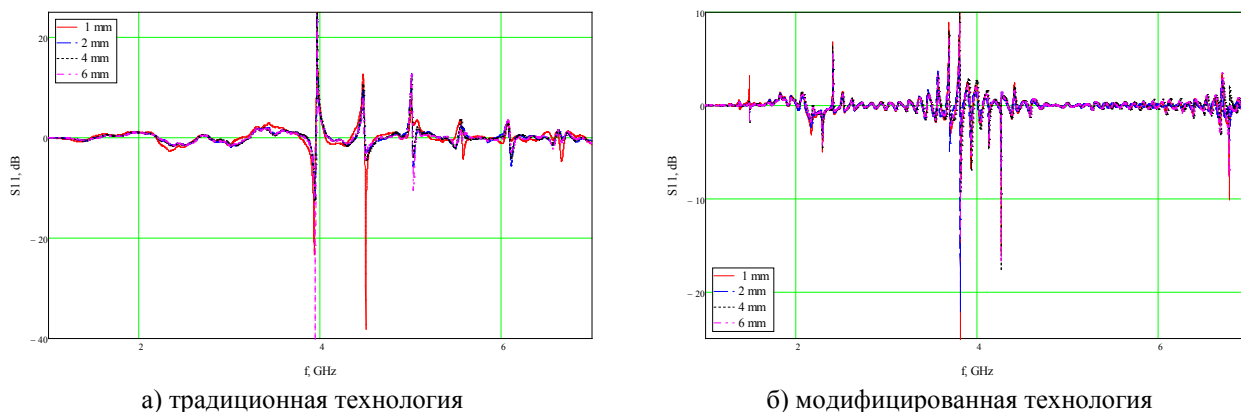


Рис. 3 Иллюстрация зависимости параметра S_{11} от примененной технологии зондирования

Дополнительные, более детальные измерения продемонстрировали, во-первых, улучшение чувствительности и разрешающей способности, и во-вторых, повышение достоверности результатов зондирования за счет возможности осуществления зондирования в нескольких частотных интервалах (такую возможность, как выяснилось в процессе экспериментов, традиционная технология практически не обеспечивает).

Список литературы

1. Шварцбург А.Б. Туннелирование электромагнитных волн - парадоксы и перспективы // Успехи физических наук. 2007. Т. 177. № 1. С. 43-58.
2. Haibel A., Nimtz G., Stahlhofen A.A. Frustrated total reflection: The double-prism revisited // Physical Review E. 2001. V. 63, P. 047601-1-047601-3.
3. Mugnai D., Ranfagni A. Microwave Experiments on Tunneling Time // Lect. Notes Phys. 2008. V. 734. P. 355-397.
4. Афанасьев С.А., Семенов Д.И. Поток энергии при интерференции электромагнитных волн // Успехи физических наук. 2008. Т. 178. № 4. С. 377-384.

Радиосистемы на страже аэрокосмических рубежей России. К 10-летию создания Главного центра предупреждения о ракетном нападении

Поляков А. Л., Ермолов П. П.

*Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, Россия, 299053
E-mail: AL_Polykov@inbox.ru, p.p.yermolov@mail.ru*

***Аннотация** — Главный центр предупреждения о ракетном нападении (ГЦ ПРН) был образован в ходе расформирования отдельной армии ракетно-космической обороны в результате структурных преобразований, в рамках формирования перспективного облика Вооруженных сил Российской Федерации. Датой создания ГЦ ПРН является 1 декабря 2009 года хотя история его зарождения и становления началась значительно раньше. В докладе показаны этапы становления и развития системы предупреждения о ракетном нападении, а также роль и место ГЦ ПРН, как основы системы в целом.*

ГЦ ПРН составляет основу системы предупреждения о ракетном нападении (СПРН), предназначенную для обнаружения в автоматическом режиме ракетного нападения на Российскую Федерацию, выдачи на пункты управления государственного и военного руководства информации для принятия решения на применения Вооруженных Сил РФ.

Главный центр ПРН включает в себя космические системы обнаружения стартов баллистических ракет с орбитальными группировками космических аппаратов и наземные радиолокационные станции, обеспечивающие обнаружение баллистических целей на траекториях полета со всех стратегических воздушно-космических направлений.

Главный центр предупреждения о ракетном нападении был сформирован 1 декабря 2009 года в ходе расформирования отдельной армии ракетно-космической обороны в результате структурных преобразований, в рамках формирования перспективного облика Вооруженных Сил Российской Федерации. Реальная же история ГЦ ПРН началась гораздо раньше.

Идея раннего (загоризонтного) обнаружения самолетов на дальности до 3000 км основана на явлении отражения радиосигналов от ионосферы Земли, была предложена в 1946 г. конструктором Н. И. Кабановым.

1946 — 1970гг.

Стартом работ по созданию РЛС дальнего обнаружения следует считать проведение с 1946 г. научно-исследовательской работы «Веер», результатом которой стало создание в 1949 году макетного образца загоризонтного радиолокатора с дальностью обнаружения 2500 км.

Идея создания СПНР как составной части системы противоракетной обороны возникла в начале 50-х годов, когда ни у нас, ни у США еще не было межконтинентальных баллистических ракет. Работы по созданию РЛС дальнего обнаружения начались после принятия в 1954 году решения Правительства СССР о разработке системы противоракетной обороны Москвы. Главным конструктором РЛС был назначен директор Радиотехнического института АН СССР (РТИ) Александр Львович Минц. Вскоре к созданию РЛС для СПНР подключился и НИИ Дальней радиосвязи (НИИДАР). В настоящий момент в России решением данной задачи занимаются эти два института, объединенные в Концерн «РТИ Системы».

В связи с тем, что создание глобальных радаров, способных обнаруживать летящие ракеты на расстоянии в три и более тысяч километров, было абсолютно новой задачей для радиотехников, то разработка первых дальних РЛС продолжалась почти десять лет.

Работы по созданию надгоризонтных РЛС начались в 1954 по специальному решению Правительства, которым было поручено разработать предложения по созданию противоракетной обороны Москвы.

В 1956 году в Казахстане были развернуты работы по исследованию отражающих параметров головных частей (ГЧ) баллистических ракет, запускаемых с полигона Капустин Яр.

В 1961 году в районе г. Сары-Шаган (оз. Балхаш) под руководством академика Минца А.Л. (Главный конструктор Ю. Поляк) была построена центральная станция обнаружения баллистических объектов (ЦСО-П) метрового диапазона волн (представлена на фото).

В 1960 году в НИИ-37 (позднее НИИ дальней радиосвязи НИИДАР) были начаты работы по созданию загоризонтной РЛС типа «Дуга» фиксирующей старт БР по сигналу отраженному от ионизированного следа оставляемого факелом ракетного двигателя.

В 1965 г. принимается постановление правительства о создании системы ПРН, а недалеко от г. Николаев создается опытный образец РЛС «Дуга», который начал работу 7 ноября 1971г.

Передающая антенна находилась в пос. Луч между Николаевом и Херсоном, приемная у пос. Калиновка под Николаевом. Расстояние между антеннами составляло 50-60 км. Работу станции можно было обнаружить в «эфире» по звукам в радиоприемниках, напоминающих стук дятла.

Приемная антенна, высотой 135м и шириной 300м, была оснащена 330 вибраторами размером около 15 метров каждый. Передающая антенна имела ширину 210м и высоту 85м. Комплекс имел 26 передатчиков размером с двухэтажный дом каждый. Станция обеспечивала просмотр воздушного пространства, в направлении Китая (в настоящее время эта станция демонтирована и сдана в металлолом).

Со середины 50-х в НИРИ на основе ЦСО-П началась разработка РЛС «Днепр». Несколько таких РЛС, объединенных в систему предупреждения о ракетном нападении (СПРН) должны были решать задачу недопущения внезапного ракетно-ядерного удара. Испытания РЛС «Днепр» завершились в июле 1962г. Весной 1964 г. было начато строительство четырех таких РЛС в районах Оленегорска (под Мурманском), Скрнды (под Ригой), Мишелевки (г. Усолье-Сибирское под Иркутском) и п. Гульшад (оз. Балхаш).

Кроме того под Москвой был создан командный пункт с линиями связи до космодрома Байконор, где в то время создавался стартовый комплекс системы ИС. Одновременно (в середине 60-х) началось проектирование на базе «Днепра» новой РЛС «Днепр», обладающей более высокими тактико-техническими характеристиками.

В марте 1967г. директивой Генерального штаба сформирована дивизия ПРН. Параллельно с этим была поставлена задача создания системы, обеспечивающей контроль всех, а не избранных ракетноопасных направлений. С этой целью в РТИ в 1968г. разработали первый эскизный проект развития СПРН, который предусматривал строительство РЛС «Днепр» на узлах под Мурманском, Ригой, Иркутском и у оз. Балхаш, и создание новых узлов раннего обнаружения (РО) в Севастополе (на мысе Херсонес) и в Мукачеве (у с. Пестрялово).

25 августа 1970 г. на вооружение был принят комплекс раннего обнаружения в составе командного пункта раннего обнаружения (КП РО) в г. Солнечногорске Московской обл. и узлов раннего обнаружения РО-1 и РО-2

Создание узлов РО-1 и РО-2 обеспечило надежный контроль ракетных баз США. Для создания единой системы ПРН и РКО было создано ЦНПО «Вымпел».

1971 — 1995гг.

На основе проведенного тщательного анализа был сделан вывод, что система, создаваемая на основе эскизного проекта 1968г. не позволит решить весь комплекс задач разведки космической обстановки (РКО). В 1972 году был принят к реализации вновь разработанный в ЦНПО «Вымпел» эскизный проект СПРН (получивший название «Экватор») с модернизированной РЛС «Днепр-М» отличавшейся улучшенным зондирующим сигналом, более совершенной системой обработки, улучшенным управлением процессом излучения и повышенной помехоустойчивостью.

В докладе также рассмотрены последующие периоды формирования Главного центра предупреждения о ракетном нападении.

References

- [1] P. Podvig, "History and the Current Status of the Russian Early-Warning System," *Science & Global Security*, vol. 10, no. 1, pp. 21–60, 2002.
- [2] V. P. Panchenko, *Zametki o sozdanii i razvitii sistemy preduprezhdeniya o raketnom napadenii* [Notes on the creation and development of a missile attack warning system]. Moscow: SamPoligrafist, 2014. (In Russ.).
- [3] V. K. Strel'nikov, *Posledneye preduprezhdeniye* [Last warning]. Moscow: Informatsionny most Co., 2008. (In Russ.).
- [4] A. A. Morgun, A. L. Polakov, and S. E. Lomonosov, "Analysis main directions of modernization of certain radio engineering units for solving problems of control and analysis space conditions," *Information Processing Systems*, no. 6 (104), pp. 75–80. (In Ukr.).

Изобретение аудиона

Пестриков В. М.

Санкт-Петербургский государственный университет кино и телевидения
ул. Правды, д. 13, Санкт-Петербург, Россия, 191119

pvm205@yandex.ru

Аннотация: Аудион, как усилитель радиосигналов, будь то телеграфного или телефонного, оказался далеко впереди любого другого усилителя, который когда-либо разрабатывался. В течение нескольких лет, с 1907 г. по 1911 г. аудион использовался исключительно в качестве чувствительного детектора при приеме радиосигналов. Общие принцип его работы не были поняты. Де Форест провел определенную экспериментальную работу по усилению звука телефонными ретрансляторами, но его ранние усилия не увенчались успехом. В 1912 году первый усилитель звуковой удалось построить Фрицу Левенштейну, бывшему сотруднику компании Фореста.

1. Введение

Сам Ли Де Форест, а также разработчики приемников на аудионе, в течение 1907-1910 г.г., были в неведении относительно его возможностей усиления электрических сигналов.

Конструкция аудиона была известна радиотехникам многих стран, одни из них копировали его для использования в своих радиоустройствах, а другие – занимались его усовершенствованием, стараясь создать на его основе свою оригинальную трехэлектродную лампу.

2. Усилитель радиочастоты Бронка

Первый патент, в котором трехэлектродная лампа типа аудиона использовался для усиления электрических сигналов, в частности, сигналов радиочастоты получил в 1911 года менеджер патентного отдела A.E.G.-Telefunken Отто фон Бронко (Otto Romanus von Bronk), рис.1.



Рис.1. Вакуумный триод Отто фон Бронка и схема детекторного приемника с усилителем радиочастоты на нем (1911 г.) и схема Стоуна (1907 г.)

Нужно заметить, что в этом патенте фон Бронка нет упоминаний о выборе параметров смещения на сетке аудиона, от которого зависит режим его работы (только детектирование или только усиление электрических сигналов). Следует заметить, что схема усилителя радиочастоты на вакуумном триоде фон Бронка напоминает схему аудионного приемника приведенную в патенте Джона С. Стоуна (1907 г.).

3. Усилитель звуковой частоты Левенштейна

Исследованиями возможностей использования аудиона в качестве усилителя электрических сигналов занимались инженеры в различных лабораториях мира. Важный шаг в этом направлении сделал австрийский инженер Фриц Левенштейн (англ. Fritz Lowenstein, нем. Fritz Löwenstein (Loewenstin), 07.09.1874-27.05.1922), работавший в США. Он обнаружил, что подача отрицательного смещения на сетку аудиона улучшает его работу.

4. Лаборатория Джона Хаммонда-младшего

В мае 1911 года Фриц Левенштейн был приглашен в качестве консультанта в лабораторию Джона Хаммонда-младшего (John Hays Hammond, Jr.) в Глостере (Gloucester, штат Массачусетс

(Massachusetts)), в которой занимались вопросами исследования возможностей радиуправления торпедами и кораблями в интересах ВМС США. До прихода Фрица Левенштейна, особых успехов в этой области у Дж. Хаммонда не было.

Левенштейн уже предпринимал попытки использовать аудион в качестве усилителя электрических сигналов, когда работал у De Forest Radio Telephone & Telegraph Co. и достиг определенных успехов. Первоначальные трудности в получении достаточно высокого вакуума (порядка 10^{-6} мм рт. ст.) им были преодолены, и 13 ноября 1911 года он сообщил об успехе. Это позволило изготовить усилитель на аудионе. Устройство прошло проверку в начале на телефонной линии и показало хорошие результаты. Переданный человеческий голос был очень громкий и четкий. Но главным в звуковом усилителе было то, что из схемы Фореста он исключил конденсатор в цепи сетки, который вносил нестабильность в работу аудиона. Для ее устранения, Левенштейн подал на сетку постоянное отрицательное смещение небольшой величины от гальванической батареи.

24 апреля 1912 года Фриц Левенштейн подал заявку на получение патента на усовершенствованную конструкцию аудиона в качестве усилителя для телефонных линий, рис.2 [1].

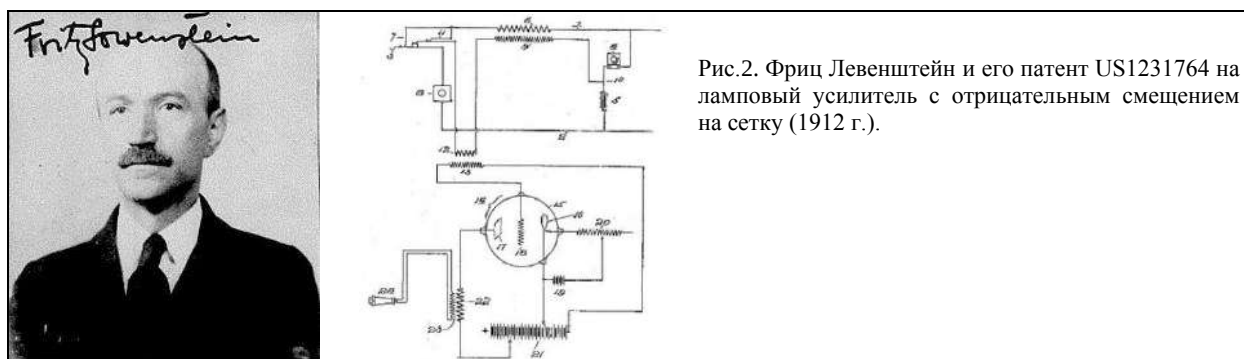


Рис.2. Фриц Левенштейн и его патент US1231764 на ламповый усилитель с отрицательным смещением на сетку (1912 г.).

Изобретение усилителя звуковой частоты Левенштейном не осталось незамеченным. Инженер GE Эрнст Александерсон, который посетил Хаммонда, случайно увидел ламповый усилитель и сообщил об этом Ирвину Ленгмюру. Это подтолкнуло Ленгмюра к разработке трехэлектродных вакуумных ламп с высоким вакуумом для усиления и генерирования электрических сигналов в 1913 г., которые получили название «пентроны».

6. Заключение

Главным в изобретении Левенштейн является, то, что автор впервые ввел понятие режима работы аудиона. Аудион будет усиливать звуковой сигнал, если на сетке будет установлено смещение. В последующие годы патент с отрицательным смещением приобрел большое значение и являлся предметом многочисленных судебных разбирательств.

Фриц Левенштейн получил патент на «Telephone-relay» (Телефонное реле) только через пять после подачи заявки, 3 июля 1917 года. Задержка была связана с тем, что уже был выдан американский патент на схему телефонного усилителя на немецкой лампе Lieben-Reisz (Relay For Undulatory Currents – Реле для переменного тока. Pat.US1038910 от 17.09.1917 с приоритетом от 30.01.1911). Левенштейн получил права только на батарею смещения "С", в то время как схема усилителя ему была неподвластна. AT&T была вынуждена купить патент у Левенштейна за \$150000, так как использовала усилители на аудионах с батареей смещения "С".

Список литературы

1. Фриц Левенштейн. Патент US1231764.

Борьба за дальность телефонной связи до изобретения аудиона Ли де Фореста

Пестриков В. М.

*Санкт-Петербургский государственный университет кино и телевидения
ул. Правды, д. 13, Санкт-Петербург, Россия, 191119
pvm205@yandex.ru*

Аннотация: Эксплуатация дальних телефонных линий связи, в начале 20 века, выявила ряд их недостатков, среди которых главным было отмечено - низкое качество передачи человеческой речи. Возникшая проблема требовала своего быстрого решения. Нужны были новые конструкции кабелей, принципиально отличные от существовавших, особенно от телеграфных кабелей. Практический выход из ситуации в 1893 году предложил Хевисайд. Для этого он предлагал включить в линию связи сосредоточенные катушки индуктивности на определенном и равном расстоянии друг от друга [1].

1. Введение

В 1885 году компания AT&T начала строить телефонные линии большой дальности. В 1892 году была проложена двухпроводная телефонная линия на расстояние 900 миль (1445 км), между Нью-Йорком и Чикаго (штат Иллинойс). Это, по-существу, был тот предел длины телефонной линии, при котором возможен был телефонный разговор без искажений, без использования в ней специальных устройств.

Устройства, которые до этого использовались, на телефонных линиях, не отвечали предъявляемым новым требованиям. Еще не был изобретен аудион Ли де Фореста, поэтому следовало искать другие подходы по усовершенствованию телефонных линий.

2. Исследования Хевисайда

Поиском возникшей проблемы передачи электрического сигнала без искажений по кабельной линии связи заинтересовался английский физик Оливер Хевисайд (18.05.1850-03.02.1925), который в свое время, с 1870 г. по 1874 г., проработал оператором-телеграфистом станции Great Northern Telegraph Company в городе Ньюкасле на северо-восточном побережье Великобритании. От этой станции был проложен телеграфный кабель в Данию.

Благодаря проведенным исследованиям, независимо от английского физика Дж. Г. Пойнтинга (John Henry Poynting, 09.09.1852-30.03.1914) и русского ученого Николая Алексеевича Умова (23.01.1846-5.01.1915), О. Хевисайд построил теорию передачи электрических сигналов в телеграфных линиях, которую затем обобщил на телефонные линии. Он вывел так называемое «телеграфное уравнение», которое описывает распространение электромагнитных волн по кабелю связи. Полученные им точные аналитические решения этого уравнения, позволили исследовать технические проблемы, встречающиеся при практической эксплуатации проводных линий связи.

3. Исследования Джорджа Кэмпбелла

Теория О. Хевисайда нашла понимание не у всех специалистов в области телефонии [2]. После экспериментальных исследований, проведенных Джорджем Эшли Кэмпбеллом (George Ashley Campbell, 27.11.1870-10.11.1954) и Майклом Идворски Пупином (Michael Idvorski Pupin, 09.10.1858-12.03.1935) ситуация в этом вопросе изменилась.

Дж. Кэмпбелл изучил теоретические исследования в этой области Оливера Хевисайда и решил применить его результаты на практике. Его научная работа была направлена на повышение эффективности междугородных телефонных линий, за счет установки в линию нагрузочных индуктивных элементов, чтобы избежать потерь и уменьшить искажения. Для этого он приступил к разработке нагрузочных катушек, что согласно теории Хевисайда должно было повысить качество телефонного разговора. Вскоре, за несколько месяцев до конца XIX века, были изготовлены необходимые индуктивные элементы. И, уже 6 сентября 1899 года в Бостоне, Дж. Кэмпбелл с помощником провел первые испытания телефонного кабеля с нагрузочными катушками на расстояние 46 миль. Используемый для экспериментов кабель получил название «Питтсбургский кабель», так как

до этого он проходил тестирование в Питтсбурге (англ. *Pittsburgh*). В том же году была запущена в коммерческую эксплуатацию телефонная линия между Филадельфией и Чикаго (678 миль или 1222 км).

В 1900 году Дж. Кэмпбелл получил патент Великобритании на конструкцию нагрузочных катушек и схему их включения в телефонную линию. Патент назывался: «Улучшение электрических цепей для передачи энергии с помощью переменных токов». Позже эти исследования стали частью его докторской диссертации (PhD), которую Дж. Кэмпбелл защитил в Гарварде в 1901 году [3].

4. «Пупинизация» телефонных линий

Проблемой увеличения дальности передачи телеграфных и телефонных сообщений по кабелям связывались ученые и в других научных центрах, в частности, американском Колумбийском университете. Здесь этими вопросами занимался возвратившийся из заграницы в родные стены выпускник университета Майкл Пупин.

Над проблемой дальней телефонной связи Майкл Пупин размышлял еще во время научной стажировки в Европе, о чем писал в своих воспоминаниях: «Это решение я нашел во время летних каникул 1894 г., которые я проводил в Швейцарии. Во время пеших странствий по этой стране мне пришла в голову мысль, что мое общее решение задачи Лагранжа может найти применение в телефонии» [4]. В том же году, он получил патент US519346 на «Устройство для телеграфирования и телефонирования», в котором для согласования электрического импеданса источника электрического сигнала и линии связи, в каждый ее провод включаются LC фильтры.

Нужно заметить, что в патенте US519346 в каждый провод линии связи включены катушки индуктивности. Каждая такая катушка намотана на отдельном тороидальном сердечнике, в то время как в главном его патенте US652231, обмотки катушек индуктивности, включенных в параллельные линии, были намотаны на одном сердечнике.

Компания AT&T была озадачена, когда узнала о получении Майклом Пупином патента на катушку индуктивности для увеличения самоиндукции телефонной линии. Дело в том, что оформление патента Дж. Кэмпбелла из-за бюрократических проволочек в компания AT&T был осуществлено с задержкой. Первенство в патентном споре принадлежало М. Пупину. Нужно заметить, что патенты Дж. Кэмпбелла и М. Пупина очень отличаются друг от друга, как по конструкции нагрузочных катушек, так и по схемам их включения в телефонную линию.

В 1900 году, AT&T, предвидя проблемы спатентными претензиями со стороны Пупина, купила за \$455000 права на все его патенты, связанные с дальней телефонной связью. Это позволило компании монополизировать технологии по двум патентам, которые были необходимы для постройки телефонных линий на большие расстояния. В AT&T, невзирая на это, продолжали совершенствоваться подобные технологии под руководством Дж. Кэмпбелла. В 1901 году компания AT&T построила самую длинную телефонную линию по новой технологии между Нью-Йорком и Денвером (1631 миль или 2625 км).

5. Заключение

Пупиновские катушки нашли особенно широкое применение на местных телефонных сетях США. На абонентских сетях России пупинизация применяется достаточно редко, например сеть МГТС имеет около 5 % пупинизированных кабелей. В связи с этим, обязательным условием применения любых технологий xDSL (семейство технологий абонентского доступа типа «точка-точка») на существующих абонентских линиях является удаление пупиновских катушек. Это связано с тем, что пупиновские катушки резко нарушают однородность медной пары. В этом случае, пара проводов практически превращается в идеальный фильтр нижних частот, затухание которого резко возрастает на высоких частотах [5].

Список литературы

1. Heaviside O. Electromagnetic theory.- London: The Electrician Company. Vol.1, 1893. 466P.
2. Баранов М. И. Оливер Хевисайд и его вклад в мировую сокровищницу науки // Электротехника и Электромеханика (Издание Национального технического университета «Харьковский политехнический институт») 2005. №4. С.5-14.
3. George A. Campbell, 1870-1954 // The Bell System Technical Journal, January 1955. Vol.34. No.1.P.1-4.
4. Сайт компании «Связь Комплект». Пупиновские катушки как источник проблем. URL: <http://www.skomplekt.com/technology/reflect/reel.htm> (20.03.2016).