



**27-я Международная Крымская конференция
СВЧ-техника
и телекоммуникационные
технологии
Материалы конференции**

**10—16 сентября 2017 г.
Севастополь, Крым, Россия**

Том 9
Материалы докладов,
полученные Оргкомитетом после установленного срока

Москва • Минск • Севастополь
2017

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431
С255

Организаторы:

Российский фонд фундаментальных исследований (РФФИ) — проект № 17-07-20555
Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи
(РНТОРЭС) им. А. С. Попова
Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН (Москва)
Крымский научно-технологический центр им. проф. А. С. Попова (Севастополь)
Севастопольский государственный университет,
Институт радиоэлектроники и информационной безопасности
Крымский федеральный университет им. В. И. Вернадского,
Физико-технический институт (Симферополь)
Крымская астрофизическая обсерватория,
Отдел радиоастрономии и геодинамики (Кацивели)
ОАО «НПП "Исток" им. Шокина» (Фрязино)
ОАО «Интеграл», НТЦ «Белмикросистемы» (Минск)
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (Минск)
НП ОАО «Фаза» (Ростов-на-Дону)
АО «Микроволновые системы» (Москва)
НПП «Системные ресурсы» (Москва)
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
ООО «Радиокомп» (Москва)
Уральский федеральный университет им. Б. Н. Ельцина (Екатеринбург)
National Instruments (Москва)
Таркус (Ростов-на-Дону — Севастополь)

Техническая и информационная поддержка:

IEEE, Moscow MTT/ED Chapter
IEEE, Moscow AP Chapter
Медиагруппа «Электроника»

27-я Международная Крымская конференция «**СВЧ-техника** и телеком-
С255 муникационные технологии» (КрыМиКо'2017). Севастополь, 10—16 сентября
2017 г. : материалы конф. в 9 т. — Москва ; Минск ; Севастополь, 2017. —
ISBN 978-966-335-433-0 (тт. 1—9).

Т. 9 : iii, 32 [1891—1922] с. : ил. — ISBN 978-966-335-442-2.

В 9-й том включены материалы 6 докладов, полученных Оргкомитетом после установленного срока.

Сборник предназначен для широкого круга специалистов в области СВЧ-техники и телекоммуникационных технологий. Сборник также будет полезен студентам и аспирантам телекоммуникационных, радиотехнических и радиофизических факультетов вузов.

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431

ISBN 978-966-335-433-0 (тт. 1—9)
ISBN 978-966-335-442-2 (т. 9)

© Оргкомитет КрыМиКо'2017
© КНТЦ им. Попова, 2017

Том 9

1a.8p	УСИЛИТЕЛЬ КВ ДИАПАЗОНА С ПОЛЯРНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ Смекодуб В. А., Пахомов В. П., Калюжный Л. И.	1891
3a.9p	МОДЕЛИ И МЕТОДЫ РАСЧЕТА РАЙОНА ВЕРОЯТНОГО МЕСТОНАХОЖДЕНИЯ ОБЪЕКТОВ ПОИСКА И СПАСАНИЯ ПРИ ДРЕЙФЕ НА МОРЕ Селезень Я. Ю.	1898
4.10p	СПОСОБ РАСЧЕТА ВХОДНОГО ИМПЕДАНСА МИКРОПОЛОСКОВОЙ АНТЕННЫ УМЕНЬШЕННЫХ ГАБАРИТОВ Бадалов А. Г., Гришук А. В., Кисляк Е. Н.	1902
4.29p	СВОЙСТВА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ, СФОКУСИРОВАННОГО В ДИССИПАТИВНОЙ СРЕДЕ Веденькин Д. А., Седельников Ю. Е.	1907
5b.28	3D КРЕМНИЕВЫЕ ФОТОННЫЕ СТРУКТУРЫ С ОПТИЧЕСКИМИ МЕЖСОЕДИНЕНИЯМИ ЧЕРЕЗ МИКРОКАНАЛЬНУЮ ПЛАСТИНУ Лазарук С. К., Лешок А. А., Долбик А. В., Высоцкий В. Б., Шведов С. В., Солoduха В. А., Лабунов В. А.	1913
8.20p	СФОКУСИРОВАННАЯ ШИРОКОПОЛОСНАЯ СИСТЕМА РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ Веденькин Д. А., Седельников Ю. Е.	1918

Усилитель КВ диапазона с полярной обратной связью

Смекодуб В.А., Пахомов В.П., Калюжный Л.И.

ООО «Уранис»

г. Севастополь, 299053, Российская Федерация

info@uranis.pro

Аннотация: *Исследуется структурная схема усилителя КВ диапазона с полярной обратной связью. Показано, что усилитель работает устойчиво при различных параметрах нагрузки (нагрузка может иметь индуктивный или емкостной характер), что позволяет использовать усилитель с несогласованной нагрузкой, при этом усилитель не будет возбуждаться. Устойчивость усилителя при работе на реактивную нагрузку позволяет увеличить петлевое усиление усилителя за счет, чего снижается общий уровень интермодуляционных искажений.*

Ключевые слова: *усилитель, КВ диапазон, полярная обратная связь, реактивная нагрузка, устойчивость.*

1. Введение

В настоящее время в радиотехнике широкое применение нашли цифровые радиосистемы передачи информации, которые предполагают использование радиосигналов с ортогональным мультиплексированием (OFDM), с квадратурной фазовой (QPSK) и амплитудной манипуляциями (QAM). Усилитель работающий с сигналами такого рода должен обладать высокой линейностью как формы сигнала, так и фазовой составляющей. К сожалению современная элементная база, не позволяет создавать усиленные устройства для диапазона радиочастот от 1 МГц до 30 МГц с высокими энергетическими показателями и малыми собственными искажениями сигнала. К сожалению применение транзисторов, созданных на основе арсенид-галлия (GaAs) и нитрид-галлия (GaN) не позволяет существенно улучшить показатели усилителей мощности, даже несмотря на то, что последние являются гораздо более стабильными приборами при воздействии на них дестабилизирующий факторов. В связи с этим возникает необходимость создания устройства усиления сигнала не по классической концепции усилителя мощности, а по принципу работы с системой полярной обратной связи, что позволяет существенно улучшить основные показатели усилителя мощности для КВ диапазона.

На данный момент усилители мощности КВ диапазона обладают весьма малым КПД, порядка 30 % — 40 %. Уровень нелинейных составляющих сигнала порядка –36 дБ при мощности усилителя порядка 1 кВт. Это типовые значения, которыми обладают современные усилители в данном диапазоне частот. К основным лидерам относятся: *Atlas* (Германия), *Barrett* (Австралия), *Codan* (Австралия), *Datron* (США), *Empower* (США), *Icom* (Япония), *Juma* (Финляндия), *Milpower* (США), *Micom* (Израиль), *Thales* (Франция), *Sunair* (США), *Uranis* (Россия).

Целью работы является разработка усилителя КВ диапазона, который будет обладать лучшими энергетическими характеристиками, по сравнению с теми усилителями, которые существуют на рынке. Решение данной задачи позволит сократить энергозатраты. Повышение КПД с 40 % до 60 % приведет к существенной экономии электроэнергии, снижению тепловыделения устройства, повышению надежности и долговечности усилителя. На данный момент, при выходной мощности в 1 кВт, усилитель потребляет порядка 3 кВт — 3,6 кВт. Повышение КПД позволит при той же выходной мощности получить потребление порядка 1,8 кВт — 2 кВт.

При выполнении работы применены методы программного моделирования при помощи пакетов прикладных программ для решения задач технического применения *MatLab* и *Microwave Office*.

2. Исследуемая модель

Рассмотрим принцип работы усилителя КВ диапазона с полярной обратной связью на структурном уровне. На рис. 1 приведена структурная схема рассматриваемого устройства. Принцип работы основывается на отслеживании фазовой и амплитудной составляющих усиливаемого сигнала. Обработка сигнала происходит прямо на несущей частоте без переноса на промежуточные частоты. Фазовая составляющая сигнала подстраивается на несущей частоте при помощи управляемой линии задержки. Размах усиленного сигнала так же поддерживается при помощи обратной связи. Такой способ реализации полярной обратной связи был выбран по причине относительной простоты обработки сигнала в цифровой форме. Следует учесть, что от разрядности АЦП и ЦАП будет зависеть качество обработки сигнала. Современные ПЛИС и ЦСП имеют частоты дискретизации до 1 ГГц, а разрядность 12 бит.

Рассмотрим принцип работы усилителя с полярной обратной связью. Сигнал поступает на вход усилителя одновременно на PLD (*programmable logic device*) программируемую логическую интегральную схему, и на *oPS*

(*offset phases shifter*) управляемую линию задержки канала А. Блок *oPS* подстраивает фазовую составляющую сигнала. Управлением подстройки фазовой составляющей сигнала занимается блок *PLD*, который сравнивает сигналы, поступающие на вход усилителя и с выхода каналов усиления А и Б. После блока *oPS* сигнал поступает на суммирующее устройство. В суммирующем устройстве два входа, на один из входов поступает входной сигнал, а на второй поступает сигнал с блока *TrFn* (*transfer function*) который задает передаточную функцию цепи обратной связи. После сумматора сигнал поступает на усилитель *PA 1* (*power amplifier*). С выхода блока усилителя *PA 1* сигнал поступает на линию задержки *PS1* (*phases shifter*). Линия задержки *PS1* является фактически эквивалентом фазового сдвига сигнала самого усилителя мощности *PA 1*. Сигнал с выхода линии задержки поступает на выходное суммирующее устройство. Цепь обратной связи усилителя канала А подключена к выходу усилителя. Это сделано для того, чтобы усилитель канала А боролся с искажениями формы выходного сигнала. Одновременно входной сигнал поступает и на вход канала Б. На входе канала Б так же стоит линия задержки *PS2*. Линия задержки в канале Б, обеспечивает постоянную задержку сигнала на определенное время (или сдвиг по фазе сигнала). После линии задержки сигнал поступает на суммирующее устройство, на второй вход которого поступает сигнал с выхода усилителя *PA 2*. После сумматора сигнал поступает на вход усилителя, после чего усиленный сигнал поступает на выходное суммирующее устройство. Коэффициент усиления канала Б, может достигать $K_B \geq 0,1K_A$. Увеличивать мощность канала Б не имеет смысла, так как канал Б не является основным усилителем мощности, он служит только для отслеживания сдвига фазовой составляющей выходного сигнала.

Такая структурная схема усилителя позволяет подстраивать фазовую составляющую входного сигнала и одновременно бороться с искажениями формы выходного сигнала. Усилитель мощности *PA 1* имеет большую выходную мощность, фактически обеспечивая основное усиление сигнала. Усилитель *PA 2* можно заменить усилителем входного устройства. Основная задача линии задержки *oPS* обеспечить выполнение тождества, приведенного ниже:

$$d\varphi 1 = d\varphi 2 - d\varphi 3 \quad (1)$$

где $d\varphi 1$ — фазовый сдвиг вносимый линией задержки *oPS*, $d\varphi 2$ — фазовый сдвиг вносимый линией задержки *PS1* и соответственно $d\varphi 3$ — фазовый сдвиг вносимый линией задержки *PS2*.

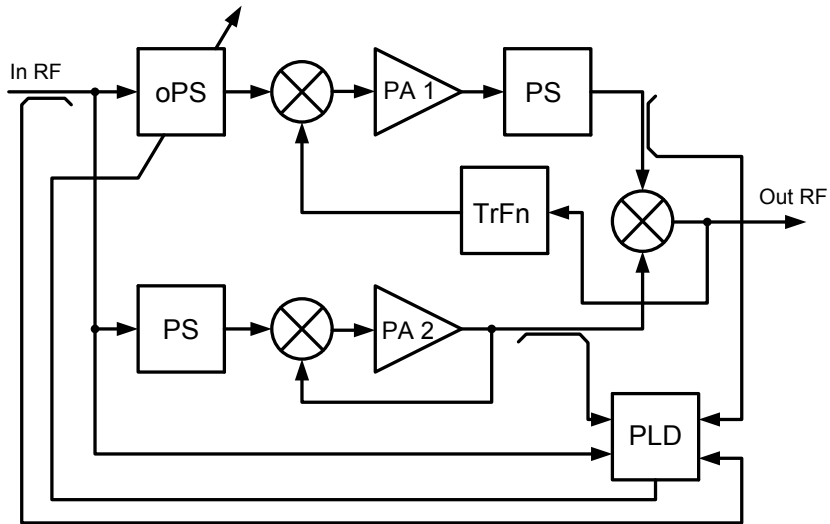


Рис. 3.1. Структурная схема усилителя мощности

Выполнение данного условия (1) позволит создать усилитель, который будет устойчив при работе на реактивную нагрузку, что очень важно при плохом согласовании с антенной. Так же выполнение данного условия позволяет создать усилитель мощности с большим петлевым усилением, и при этом усилитель не будет возбуждаться.

3. Практические результаты

Исходя из предложенной выше структурной схемы, была составлена схема для моделирования в пакете прикладных программ для решения задач технического применения *MatLab*, структурная схема приведена на рис. 2.

Основной задачей при моделировании являлось проверка эффективности работы полярной обратной связи в частности эффективность подавления нелинейных искажений.

В таблице 1 и 2 приведены данные по уровням гармонических составляющих на выходе устройства при изменении петлевого усиления усилителя мощности *Gain* (усилитель мощности PA 1 на рис. 1).

На основе полученных данных составим таблицы 3.1 и 3.2 для анализа коэффициента нелинейных искажений.

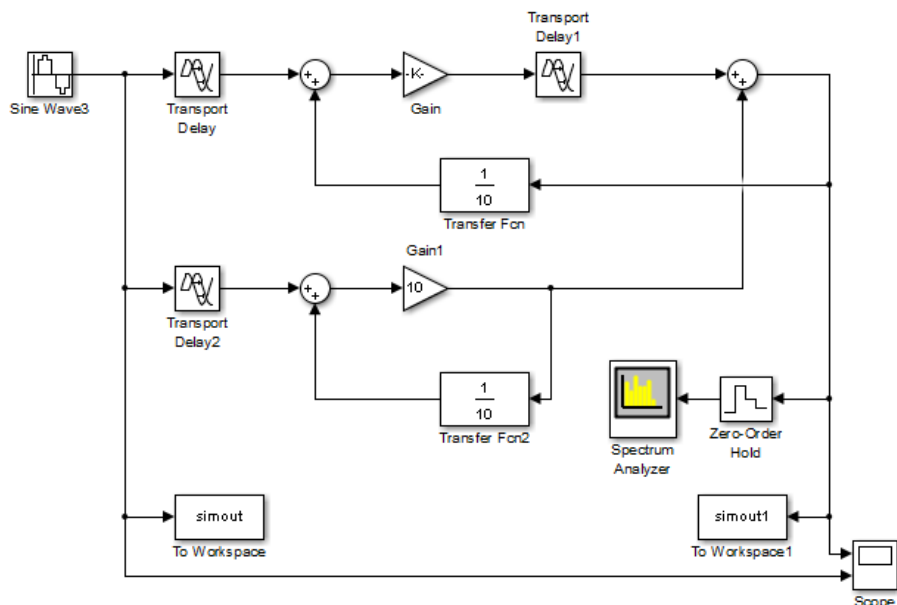


Рис. 2. Структурная схема усилителя в пакете прикладных программ *MatLab*

Таблица 3.1. Уровень гармонических составляющих сигнала при различных уровнях входного сигнала, коэффициент усиления блока усиления $K_{PA1} = 1000$

Уровень входного сигнала, мВ	Уровень гармоник сигнала, мВ				
	1	2	3	4	5
1	10	0,00052	0,00024	0,0001	1,45E-04
2	20	0,0016	0,00033	0,00017	4,30E-05
4	40	0,0035	0,0113	0,0012	1,70E-04
8	80	0,0067	0,0099	0,00129	0,0015
16	160	0,0138	0,0423	0,0027	0,0063
32	320	0,0266	0,178	0,0052	0,025
64	640	0,0547	0,704	0,0113	0,105
100	1000	0,089	1,546	0,0179	0,281

Таблица 3.2. Уровень гармонических составляющих сигнала при различных уровнях входного сигнала, коэффициент усиления блока усиления $K_{PA1} = 100$

Уровень входного сигнала, мВ	Уровень гармоник сигнала, мВ				
	1	2	3	4	5
1	10	0,0026	0,00001	1,50E-06	8,20E-07
2	20	0,01	0,00013	2,30E-05	1,82E-05
4	40	0,043	0,00012	6,80E-05	3,56E-05

Уровень входного сигнала, мВ	Уровень гармоник сигнала, мВ				
	1	2	3	4	5
8	80	0,173	0,00056	0,00046	0,00032
16	160	0,511	0,098	0,04	0,0034
32	320	1	0,597	0,127	0,036
64	640	1,856	2,8	0,26	0,29
100	1000	2,834	6,143	0,474	0,736

Исходя из полученных результатов, можно сделать вывод, что при различных коэффициентах усиления блока, нелинейные искажения сигнала снижаются с ростом внутриспетлевого усиления усилителя. КНИ усилителя при усилении блока усилителя $K_{PA1} = 1000$, составляет от 0,00142 % при уровне входного сигнала 100 мВ до 0,00347 % при уровне входного сигнала 1 мВ. В то время как КНИ для усилителя с коэффициентом усиления блока усиления $K_{PA1} = 100$, составляет 0,00324 % при уровне входного сигнала 100 мВ и 0,00512 % при уровне входного сигнала 1 мВ. Эти данные говорят о том, что система работоспособна. Увеличивая коэффициент усиления усилителя мощности *Gain* можно снизить уровень интермодуляционных составляющих выходного сигнала. Со снижением нелинейных искажений так же снижаются и интермодуляционные искажения [6]. Особенно важен уровень интермодуляционных искажений при передаче информации с помощи цифровых видов модуляции.

4. Заключение

Таким образом в работе исследован усилитель мощности КВ диапазона с полярной обратной связью. Рассмотрена модель усилителя в пакете прикладных программ *MatLab* при анализе которой были получены результаты по уровням гармонических составляющих выходного сигнала.

С увеличением внутриспетлевого усиления проявляется явная зависимость, которая говорит о взаимосвязи внутриспетлевого усиления и уровне гармонических составляющих выходного сигнала. С увеличением внутриспетлевого усиления происходит снижение коэффициента нелинейных искажений. Эта зависимость не является линейной, однако имеется возможность дальнейшего увеличения коэффициента внутриспетлевого усиления до определенного предела, когда уровень нелинейных искажений не будет практически изменяться. Повышение внутриспетлевого усиления ведет к неустойчивой работе устройства, что оказывает существенное влияние на проектируемое устройство.

Список литературы

- [1] Алексеев, О.В. Широкополосные радиопередающие устройства / О.В. Алексеев, А.А. Головков, В.В. Полевой, А.А. Соловьев.; под. ред. О.В. Алексеева. — М. : Связь, 1978. — 304 с.
- [2] Богданович, Б.М. Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах / Б.М. Богданович. — М. : Связь, 1980 — 280 с.
- [3] Козырев, В. Б. Транзисторные генераторы гармонических колебаний в ключевом режиме / В. Б. Козырев, В. Г. Лаврушенков, В. П. Леонов и др.; под ред. И. А. Попова. — М. : Радио и связь, 1985. — 195с.
- [4] Мелихов, С.В. Влияние нагружающих обратных связей на уровень выходного сигнала усилительных каскадов широкополосные усилители / С.В. Мелихов, И.А. Колесов. — Томск: изд во ТГУ, 1975, вып. 4. — С. 102–110.
- [5] Рэд, Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике: Схемы, блоки, 50 омная техника / Э. Рэд; под. ред. Ю.А. Лурье. — М.: Мир, 1990. — 253 с.
- [6] Шахгильдян, В. В. Проектирование радиопередатчиков: Учеб. пособие для вузов / В.В. Шахгильдян, М.С. Шумилин, В.Б. Козырев и др.; под ред. В.В. Шахгильдяна. — М. : Радио и связь, 2003. — 656 с.

Модели и методы расчета района вероятного местонахождения объектов поиска и спасания при дрейфе на море

Селезень Я.Ю.

ФГБОУ ВО «Государственный морской университет им. адм. Ф.Ф. Ушакова»
г. Новороссийск, 353918, Российская Федерация
y.selezen@mail.ru

Аннотация: В докладе представлены результаты анализа существующих моделей расчета района вероятного местонахождения объектов поиска и спасания при дрейфе на море. Модели расчета района вероятного местонахождения классифицированы по приоритетности содержания конкретных методов на аналитические и численные. Актуализируется необходимость разработки модели расчета района вероятного местонахождения объектов поиска и спасания при дрейфе на море учитывающей недостатки имеющихся моделей.

Ключевые слова: дрейф в подветренную сторону; неконтролируемый дрейф; морские аварии; прогнозирование дрейфа; поиск и спасание, спасение.

1. Введение

Район возможного местонахождения объектов поиска и спасания к необходимому моменту времени определяют путем оценки начального местонахождения объектов с последующим учетом смещения данного местонахождения вследствие дрейфа.

Координаты объекта дрейфа к необходимому моменту времени при заданных начальных координатах определяют на основании предполагаемой дрейфовой скорости объекта, состоящей из таких компонентов, как скорость дрейфа в подветренную сторону и скорость суммарного водного течения [1].

Траекторию дрейфа определяют итерационным методом, представляя интервал времени дрейфа в виде временных отрезков, за которые рассчитывают последовательные смещения объекта в пространстве.

Однако, в связи с тем, что расчетные скорости дрейфа и результирующие расстояния являются неточными величинами, это приводит к изменению степени неопределенности местонахождения объекта поиска. Изменение степени неопределенности местонахождения объекта при дрейфе, в свою очередь, отражается на изменении параметров района воз-

можного местонахождения. В совокупности возникновение погрешностей оценок передвижения объектов поиска и спасания изменчивость характера условий окружающей среды в различных участках возможного района, их непостоянство во времени, оказывает влияние на размеры и геометрию района вероятного местонахождения и характера локализации объекта в данном районе.

Учет данных факторов имеет непосредственное значение при определении района вероятного местонахождения. Качественно разработанные модели и методы расчёта вероятного местонахождения объектов при дрейфе должны учитывать данные факторы, минимизировать пространственную область вероятного местонахождения объекта и включать оценку пространственного распределения вероятности местонахождения, при этом в корректно полученном районе вероятного местонахождения вероятность локализации должна приближаться к 100 %.

2. Классификация моделей и методов

Все существующие модели расчета района вероятного местонахождения и соответственно методики, построенные на базе данных моделей, целесообразно классифицировать по приоритетности содержания конкретных методов на аналитические и численные.

К аналитическим моделям относятся:

модель Руководства МАМПС[1];

— MiniMax модель Национального Дополнения Канады к Руководству МАМПС [2];

— модель средств планирования морского поиска и спасания Канады Canadian Maritime Search and Rescue Planning Tool (CANSARP) [3, 4];

— модель морского университета в Гдыне Burgiu Z и др. [5, 6, 7].

К численным моделям относятся:

— модель системы компьютерной поддержки планирования поиска Computer Assisted Search Planning (CASP) [8];

— численная модель расчета района дрейфа в подветренную сторону Allen and Plourde [9].

3. Анализ моделей и методов

Аналитические модели фундаментированы на смещении исходной точки по одной или нескольким возможным траекториям дрейфа. При их использовании отслеживание неопределенности в отношении местона-

хождения объекта в результате случайных отклонений компенсируют за счет расширения круга или эллипса суммарной погрешности определения местонахождения, построенного относительно исходной точки. Другие виды исходных пунктов частично моделируются путем их представления совокупностью исходных точек.

Численные модели ориентированы на представлении района вероятного местонахождения посредством совокупности дрейфующих единиц не взаимодействующих между собой, распределённых в районе случайным образом в соответствии с заданным законом распределения плотности вероятности местонахождения объекта и отражающих дрейфовые свойства объекта — репликации объекта поиска и спасания [10]. При этом достоверность моделирования с использованием численных моделей во многом зависит от количества данных репликации. Отметим, что реализация численных моделей и методик расчета района вероятного местонахождения объектов поиска и спасания при дрейфе на море возможна лишь с использованием компьютерных вычислительных ресурсов.

Основным преимуществом численных моделей перед аналитическими является их гибкость в возможности представления различных видов исходных пунктов и районов вероятного местонахождения при дрейфе с вероятностью распределения местонахождения объекта в районе, не характерной аналитическим законам представления случайных величин. Кроме этого, район возможного местонахождения может захватывать значительные площади, а условия внешней среды, имеющие решающее значение на оценку предполагаемого местоположения и состояния объекта, могут отличаться в различных точках район, эти отличия достаточно полно учитываются при использовании численных моделей.

В целом, следует акцентировать, что в существующих моделях расчета района вероятного местонахождения объектов поиска и спасания при дрейфе на море довольно проблематичным остается математический компонент определения параметров дрейфа, не позволяющий качественно дифференцировать влияние различных факторов на движение объекта поиска и спасания. Так, к примеру, эффект волнового дрейфа, инерционные свойства объектов, режимы обтекания объекта средой при различных скоростях среды относительно объекта и ряд других эффектов в существующих моделях в настоящее время не учитываются, это соответствующим образом отражается на увеличении степени неопределенности местонахождения объекта в процессе дрейфа. Учет же данных факторов позволит снизить увеличение степени неопределенности местонахождения объекта.

Заключение

Рассмотренная ситуация актуализирует целесообразность разработки математической модели расчета района вероятного местонахождения объектов поиска и спасания при дрейфе на море, позволяющей учесть влияние указанных факторов на движение объекта. В качестве основы для разработки такой модели целесообразно использовать подход, лежащий в основе численного метода расчета района вероятного местонахождения объектов поиска и спасания при дрейфе на море.

Выражение признательности

Автор выражает признательность научному руководителю, заведующему кафедрой «Судовождение» ФГБОУ ВО «Государственный морской университет им. адм. Ф. Ф. Ушакова» к.т.н. доценту А. Л. Боран-Кешишьяну и заведующему кафедрой «Радиоэлектроника и телекоммуникации» ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет» д.т.н профессору И. Л. Афонину за внимание к работе и ряд полезных советов.

Список литературы

- [1] Координация операций // Руководство по международному авиационному и морскому поиску и спасанию: Doc. 9731 – AN/958: в III томах. Т. II. Лондон: IMO; Монреаль: ICAO, 2010.
- [2] Canadian Aeronautical and Maritime Search and Rescue Manual Supplement to the IAMSAR Manual B-GA-209-001/FP – 001 – DFO 5449, Combined edition - V. I, II and III. 2014. 522p.
- [3] CANSARP V 5.0 User Manual / Fisheries and Oceans Canada, Canadian Coast Guard. 2009. 248p.
- [4] CANSARP V3.2 Technical Manual / Seaconsult Marine Research Ltd.- Vancouver. 1993. 51p.
- [5] Burciu Z., Starosta A., SAR action effectiveness measures // Journal of KONBIN, 3(6), 2008. Air Force Institute of Technology. Warsaw. 2008. P. 137-152.
- [6] Burciu Z., Application of Fokker-Planck equation for modeling the search and rescue area at sea // Annual of Nawigation, N04 2002. Gdynia. 2002. P. 21-32.
- [7] Burciu Z., The model of surface currents field as an element of determining search Domain // 6th IFAC Conference on Maneuvering and Control of Marine Crafts, Institute of Informatics and Applications (II A), University of Girona Catalonia, Spain Joan Battle. 2003. P. 108-112.
- [8] Raunig, D.L., R.Q. Robe, B.D. Perkins. Computer Aided Search Planning (CASP) Version 1.0 Validation Interim Report. U.S. Coast Guard Informal Report. 1995. 44p.
- [9] Breivik, Ø., Allen, A. A. An operational search and rescue model for the Norwegian Sea and the North Sea. // J Marine Syst. 69 (1-2). 2008. P. 99-113.
- [10] Селезень, Я. Ю. Математическая постановка задачи определения предполагаемого местоположения и состояния объекта морского поиска и спасания / Я. Ю. Селезень // Измерительная и вычислительная техника в технологических процессах «ВОТТП 14 2015»: ОНАС им. А. С. Попова - Одесса, ХНУ - Хмельницкий, 2015 - С. 198-200.

Способ расчета входного импеданса микрополосковой антенны уменьшенных габаритов

Бадалов А.Г., Грищук А.В., Кисляк Е.Н.
Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
a.badalov@mail.ru

Аннотация: Предлагается подход, основанный на представлении МПА уменьшенных габаритов в виде эквивалентной двухпроводной линии, в которой с геометрической периодичностью включены суммарные сопротивления излучения эквивалентных щелевых планарных излучателей. Входной импеданс антенны рассчитывается путем последовательного пересчета входного сопротивления участков эквивалентной двухпроводной линии от ее конца к началу в сечениях расположения щелевых излучателей и определяется как входное сопротивление последнего, считая от конца, участка линии.

Ключевые слова: микрополосковая антенна, входной импеданс, уменьшенные габариты, полоса рабочих частот, щелевой излучатель.

1. Введение

Появление новых типов портативных электронных устройств (сотовая связь, мобильная медицина, системы безопасности и т.п.) определяют актуальность задачи уменьшения габаритов микрополосковых антенн (МПА). При этом интерес представляет расширение диапазона рабочих частот МПА с уменьшенными габаритами.

Для оценки частотных свойств антенны при заданных конструктивных параметрах (например, максимального размера антенны l) можно ввести понятие добротности Q , предельное минимальное значение которой можно рассчитать по формуле [1]:

$$Q_{\min} = \frac{1}{M} \left[\frac{1}{(kl)^2} + \frac{M}{kl} \right], \quad (1)$$

где $M=1$ соответствует возбуждению поля линейной поляризации, $M=2$ соответствует возбуждению поля круговой поляризации, λ — длина волны на рабочей частоте.

По полученному значению можно определить ширину полосы рабочих частот B антенны при заданном значении габарита l :

$$B \approx \frac{1}{Q} \left(\frac{VSWR - 1}{\sqrt{VSWR}} \right), \quad (2)$$

где $VSWR$ — значение КСВ антенны.

При этом практический интерес представляет оценка возможности изменения B в случае уменьшения габаритов антенны. Такую задачу можно решить на основании анализа частотных характеристик входного импеданса $Z_{вх}$. Изложим способ расчета входного импеданса МПА уменьшенных габаритов, не требующий сложного математического аппарата.

2. Описание способа расчета

Рассмотрим в качестве варианта МПА, габариты которой будут уменьшены, печатный полуволновый вибратор с максимальным размером l , определяемым соотношением [2]:

$$l \approx \frac{\lambda}{2\sqrt{\epsilon}} \quad (3)$$

где ϵ — диэлектрическая проницаемость материала подложки МПА с толщиной h .

Наиболее эффективным способом уменьшения габаритов МПА подобного типа является «сворачивание» излучающей поверхности антенны в структуру типа «меандр» (рис.1).

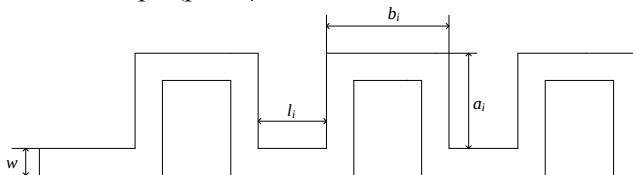


Рис. 1. МПА, свернутая в структуру типа «меандр»

Для определения входного импеданса рассматриваемой антенны приведем ее эквивалентную схему в виде однородной двухпроводной линии, в которой с геометрической периодичностью, определяемой отрезками l_i , включены сопротивления $Z_{\Sigma i}$, соответствующие П-образным фрагментам микрополосковой структуры антенны с размерами b_i и a_i (рис.2).

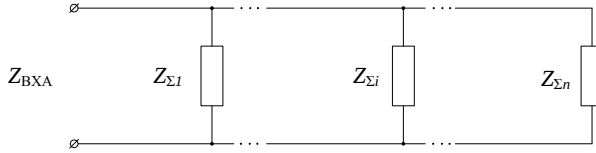


Рис. 2. Эквивалентная схема МПА с уменьшенными габаритами

Предлагаемый способ расчета входного импеданса Z_{BXA} основан на последовательном пересчете входного сопротивления участков эквивалентной двухпроводной линии от ее конца к началу в сечениях расположения П-образных фрагментов меандра l_i ; при этом Z_{BXA} определяется как входное сопротивление последнего, считая от конца, участка линии ($Z_{BXA} = Z_1$).

Расчет производится по формуле (4) [3]:

$$Z_{BXi} = W_{\text{л}} \cdot \frac{Z_{\Sigma i} + iW_{\text{л}} \cdot \text{tg} \beta l_i}{W_{\text{л}} + i \cdot Z_{\Sigma i} \cdot \text{tg} \beta l_i}, \quad (4)$$

где $W_{\text{л}}$ — волновое сопротивление полосковой линии, β — постоянная распространения квази-Т волны.

В свою очередь, сопротивление $Z_{\Sigma i}$ определяется параллельным соединением сопротивлений $Z_{\Pi i}$ и Z_{BXi+1} :

$$Z_{\Sigma i} = \frac{Z_{\Pi i} \cdot Z_{BXi+1}}{Z_{\Pi i} + Z_{BXi+1}}, \quad (5)$$

где $Z_{\Pi i}$ — входное сопротивление П-образного i -го фрагмента меандра, Z_{BXi+1} — входное сопротивление участка $i+1$ эквивалентной двухпроводной линии.

Для расчета входного импеданса антенны по формулам (4) и (5) необходимо получить выражения для $Z_{\Pi i}$. В случае выполнения конструктивных условий

$$b_i < a_i \text{ и } k \cdot b_i \ll 1 \quad (6)$$

можно представить П-образный участок меандра как параллельное соединение двух щелевых излучателей:

$$Z_{\Pi i} = \frac{Z_{\text{Щ1}} \cdot Z_{\text{Щ2}}}{Z_{\text{Щ1}} + Z_{\text{Щ2}}},$$

где $Z_{\text{Щ1}}$, $Z_{\text{Щ2}}$ — сопротивления излучения щелей, определяемые соотношениями [4]:

$$G = \frac{1}{Z_{\text{ш}}} = G^a + iG^r \quad (7)$$

Входящие в формулы величины определяются соотношениями:

$$G^a = \frac{\pi a}{\mu_0} \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}}, G^r = \frac{\pi a}{\mu_0} \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \cdot (1 - 0,276 \cdot \ln(k_0 \cdot h)),$$

где $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \frac{\text{Ф}}{\text{м}}$, $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Гн}}{\text{м}}$

В соответствии с изложенным выше способом был произведен расчет входного импеданса полуволнового микрополоскового вибратора со следующими геометрическими параметрами $l = 48$ мм, $b = 11$ мм, $a = 15$ мм на рабочей частоте 800 МГц. Для центральной частоты f_0 получен результат

$$Z_{\text{ВХА}} = 61,347 + i32,328 \text{ Ом.}$$

При отстройке от частоты f_0 на 5% расчеты дают следующие значения:

$$Z_{\text{ВХА}} = 67,44 + i85,61 \text{ Ом (на частоте } f_1 = 760 \text{ МГц),}$$

$$Z_{\text{ВХА}} = 70,72 - i112,65 \text{ Ом (на частоте } f_2 = 840 \text{ МГц).}$$

Для рассматриваемого варианта МПА с уменьшенными габаритами был произведено моделирование в среде *Antenna Toolbox* пакета *MATLAB*. Частотные характеристики $Z_{\text{ВХА}}$ и диаграмма направленности для рассматриваемых частот приведены на рис.3.

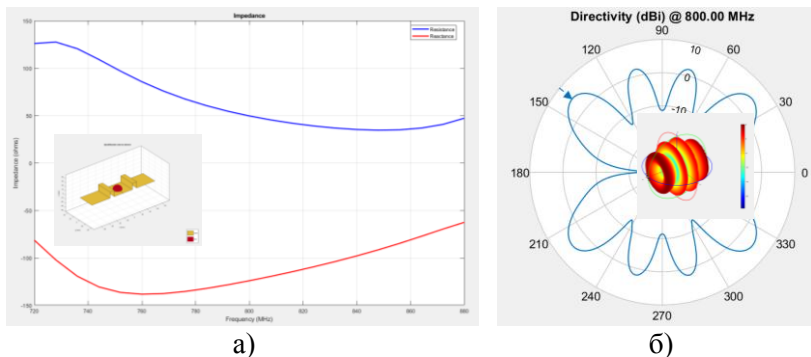


Рис. 3. Частотные характеристики входного импеданса $Z_{\text{ВХА}}$ (а) и диаграмма направленности в плоскости XOZ (б) микрополоскового полуволнового вибратора с излучающей структурой типа «меандр»

3. Заключение

Таким образом, в работе изложен способ расчета входного импеданса микрополоскового полуволнового вибратора с габаритами, уменьшенными за счет сворачивания излучающей поверхности антенны в структуру типа «меандр» на плоскости. На основании представления рассматриваемой антенны в виде эквивалентной двухпроводной линии, в которую с определенной геометрической периодичностью включены сопротивления, соответствующие П-образным фрагментам меандра, получены выражения для расчета входного импеданса рассматриваемой антенны. Произведено сравнение результатов расчета с данными компьютерного моделирования в среде *Antenna Toolbox* пакета *MATLab*. Выявленное отличие может быть уменьшено за счет уточнения конструктивных условий (6), а также использованием выражений, учитывающих взаимное влияние близко расположенных щелевых излучателей. Предложенный способ расчета может быть использован при инженерном проектировании линейных полосковых структур.

Список литературы

- [1] Kramer B.A., Chen C.C., Volakis J.L. Some basic guidelines for miniaturizing UWB antennas // *Antennas and Propagation Society International Symposium*.2008. AP-S 2008.IEEE. July 2008.pp. 1-4.
- [2] Панченко Б.А., Нефедов Е.И. Микрополосковые антенны. - М.: Радио и связь, 1986. – 144 с.
- [3] Проектирование полосковых СВЧ устройств: Учебное пособие. – Ульяновск, УГТУ,2001. –123 с.
- [4] Банков С.Е., Давыдов А.Г., Папилов К.Б. Малогабаритные печатные антенны круговой поляризации // <http://jre.cplire.ru/mac/aug10/1/text.html>

Properties of electromagnetic fields, focused in a dissipative substance

¹Vedenkin D.A., ²Sedelnikov Y.E.

¹Volga State University of Technology
Yoshkar-Ola, 424000, Russian Federation
denis_ved@mail.ru

² Kazan National Research Technical University n.a. A.N. Tupolev,
Kazan, 420111, Russian Federation

Abstract: The report reviews the results and quantitative estimates of the properties of bulk antenna arrays focused in the region of the near-field radiation in substances with losses. At the same time, frequently questions related to the estimation of the parameters of the focused electromagnetic field in a lossy medium while forming it with the use of a volume focused antenna array remain in details. The data obtained during the computational experiments contribute to the optimization of the characteristics of devices using the principles of the focused aperture.

Keywords: Focused antenna array, focused area, substance with losses.

Свойства электромагнитного излучения, сфокусированного в диссипативной среде

¹Веденькин Д.А., ²Седельников Ю.Е.

¹Поволжский государственный технологический университет
г. Йошкар-Ола, 424000, Российская Федерация
denis_ved@mail.ru

²Казанский национальный исследовательский технический университет
им. А.Н. Туполева-КАИ
г. Казань, 420111, Российская Федерация

Аннотация: В докладе проведен обзор результатов и количественных оценок свойств объемных антенных решеток, сфокусированных в зоне ближнего излученного поля в веществах с потерями. При этом зачастую вопросы, связанные с оценкой параметров сфокусированного электромагнитного поля в среде с потерями, при его формировании с использованием объемной сфокусированной антенной решетки остаются детально нерассмотренными. Полученные в ходе вычислительных экспериментов данные способствуют проведению процедур оптимизации характеристик устройств, использующих принципы сфокусированной апертуры.

Ключевые слова: сфокусированная антенна, область фокусировки, среда с потерями.

1. Введение

Согласно определению диссипативной средой считается распределенная физическая система, в которой энергия одних движений или полей (обычно упорядоченных) необратимым образом переходит в энергию др. движений или полей (обычно хаотических). Фактически диссипативны все реальные среды, ибо в соответствии с общим принципом возрастания энтропии любая замкнутая система стремится перейти в термодинамически равновесное состояние, т. е. свести на нет регулярное движение, преобразуя его энергию в тепло. Поэтому диссипативной средой называют также поглощающей средой или средой с потерями. Подобные среды могут оказывать существенное влияние на распространение радиоволн в них, вызывая поглощение энергии электромагнитного поля. Мету этих потерь определяют электрофизические параметры сред, которые зависят от их состава, температуры, влажности и т.д. [1]. Таким образом важным является учет влияния диссипативной среды на возможность и эффективность фокусировки и, следовательно, разработке математических моделей объемных сфокусированных антенных решеток, учитывающих затухание в среде распространения.

2. Математическая модель объемной антенной решетки, сфокусированной в среде с потерями

Поскольку речь идет о случайных антенных решетках, излучатели которых располагаются в объеме и расстояния от условного центра подобной антенной решетки распределены по равномерному закону, то в качестве поверхности, ограничивающей размеры антенной решетки, выберем сферу. Тогда основные параметры математической модели антенной решетки будут следующими:

1. Число излучателей – $n=20$;
2. Радиус ограничивающей сферы – 1000 м.;
3. Расстояние до точки фокусировки – 10 км и 30 км;
4. Возбуждающий ток в антенне парциального излучателя 0,1 А;
5. Закон распределения координат парциальных излучателей антенной решетки по координатным осям – равномерный.

Запишем формулу для расчета напряженности электромагнитного поля сфокусированной антенной решетки в среде с потерями:

$$E_{\Phi}(t, u, v, \alpha) = \left| \sum_{q=1}^n I_q e^{-jk \left(\sqrt{(x_{\Phi}-t)^2 + (y_{\Phi}-u)^2 + (z_{\Phi}-v)^2} - R_{\Phi} \right)} \cdot e^{-\alpha \sqrt{(x_{\Phi}-t)^2 + (y_{\Phi}-u)^2 + (z_{\Phi}-v)^2}} \right|, \quad (1)$$

где k – волновое число, t, u, v – переменные координаты по осям OX, OY и OZ, x_ϕ, y_ϕ, z_ϕ – координаты точки фокусировки, α – коэффициент затухания в среде распространения.

Интерес представляет сравнение сфокусированного поля с источником ненаправленного излучения при равенстве излучаемых мощностей. Запишем формулу для расчета напряженности поля одиночного излучателя в среде с потерями в следующем виде:

$$E_0(t, u, v, \alpha) = \left| \frac{I_0 e^{-jk\sqrt{t^2+u^2+v^2}} \cdot e^{-\alpha\sqrt{t^2+u^2+v^2}}}{\sqrt{t^2+u^2+v^2}} \right|, \quad (2)$$

где $I_0 = I_q \sqrt{n}$, остальные величины аналогичны описанным ранее.

Распределение напряженности поля в окрестности точки фокусировки с координатами (10000, 0, 500) для сфокусированной антенной решетки и одиночного излучателя вдоль оси OX представлены на рис. 1, вдоль оси OY – на рис. 2, вдоль оси OZ – на рис. 3.

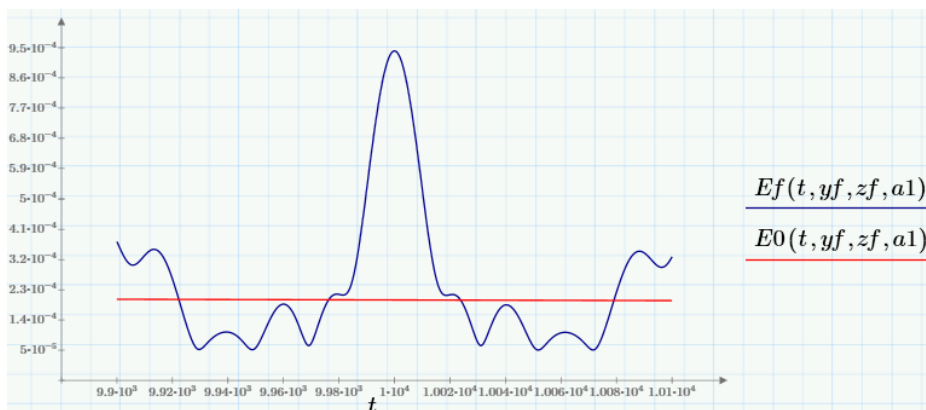


Рис. 1. Распределение напряженности поля в окрестности точки фокусировки вдоль оси OX для сфокусированной антенной решетки и одиночного излучателя.

Fig. 1. Distribution of the field strength in the vicinity of the focusing point along the OX axis for the focused antenna array and a single emitter

Как видно из представленных на рис. 1—3 данных, при использовании сфокусированных апертур наблюдается превышение напряженности электромагнитного поля на величину порядка $\sqrt{n}$ раз по сравнению с одиночным излучателем при равной излучаемой мощности.

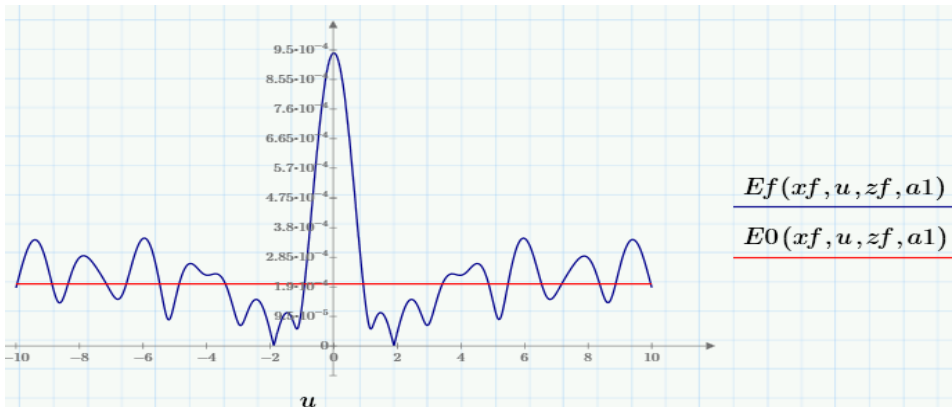


Рис. 2. Распределение напряженности поля в окрестности точки фокусировки вдоль оси OY для сфокусированной антенной решетки и одиночного излучателя.

Fig. 2. Distribution of the field strength in the vicinity of the focusing point along the OY axis for the focused antenna array and a single emitter

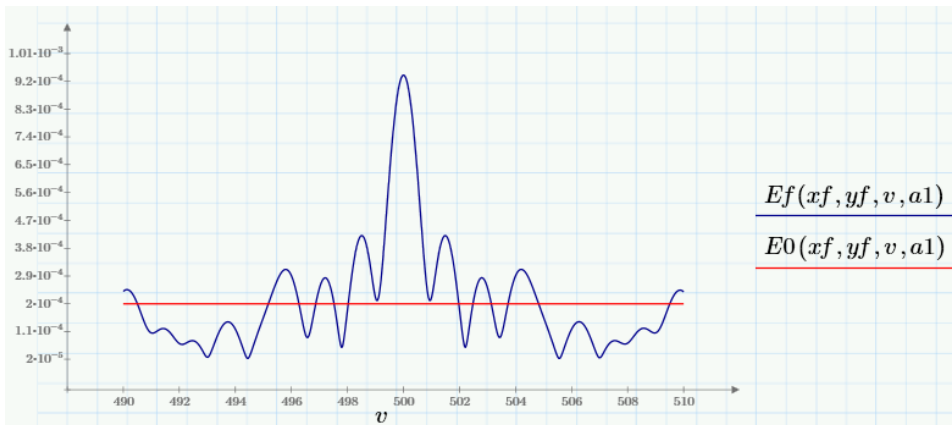


Рис. 3. Распределение напряженности поля в окрестности точки фокусировки вдоль оси OZ для сфокусированной антенной решетки и одиночного излучателя.

Fig. 3. Distribution of the field strength in the vicinity of the focusing point along the OZ axis for the focused antenna array and a single emitter

Рассчитаем и построим графики напряженности поля при различных значениях коэффициента затухания $\alpha_1 = 10^{-4}$, $\alpha_2 = 10^{-5}$, $\alpha_3 = 10^{-6}$. Результаты представлены на рис. 4.

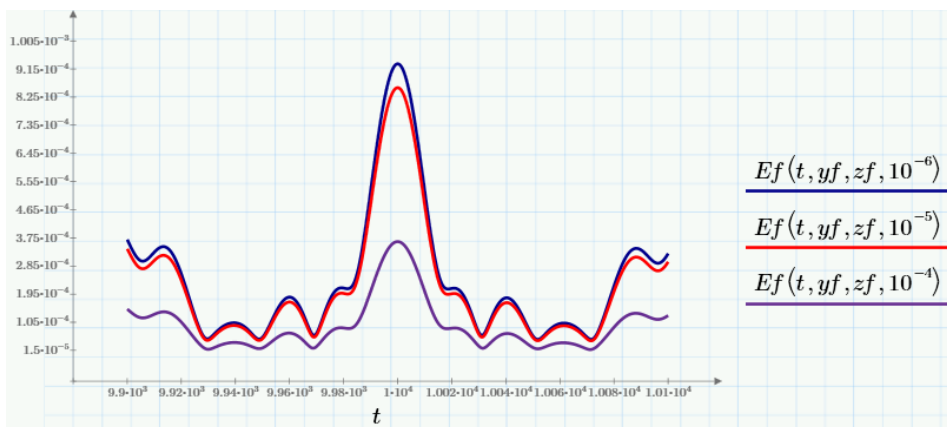


Рис. 4. Распределение напряженности поля в окрестности точки фокусировки вдоль оси OX для сфокусированной антенной решетки при различных значениях коэф-та затухания.

Fig. 4. The distribution of the field strength in the vicinity of the focusing point along the OX axis for the focused antenna array for different values of the attenuation coefficient

Следует отметить, что при коэффициенте затухания менее 10^{-6} (вплоть до коэффициента затухания равного нулю) график распределения напряженности поля в окрестности точки фокусировки практически совпадает со случаем $\alpha_3 = 10^{-6}$. Ввиду этого данный график для случая отсутствия затухания не приводится.

Важным будет оценить зависимость напряженности поля в точке фокусировки от величины коэффициента затухания с целью определения минимально допустимого значения этого коэффициента. Границей будем считать снижение напряженности поля до уровня 0,707 от максимального значения напряженности, рассчитанного при отсутствии затухания в среде. Результаты расчетов приведены на рис. 5.

Как видно из графиков, представленных на рис. 5 предельным значением коэффициента затухания, при котором напряженность поля снижается до значения 0,707 от максимального составляет порядка $3,65 \cdot 10^{-5}$. При этом, для одиночного излучателя это значение составляет $3,45 \cdot 10^{-5}$. Объяснить эту разницу можно тем, что некоторые излучатели сфокусированной антенной решетки располагаются к точке фокусировки несколько ближе, нежели условный центр антенной решетки, что и приводит к меньшему значению затухания поля в процессе распространения в среде с потерями.

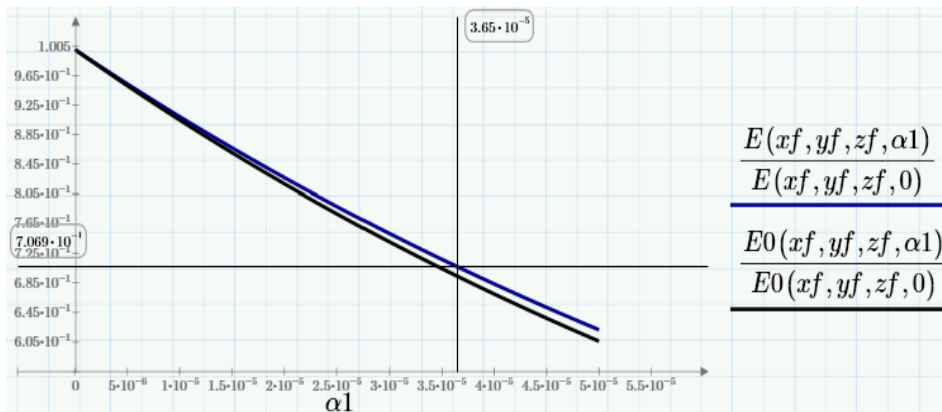


Рис. 5. Нормированные зависимости напряженности поля сфокусированной антенной решетки (синяя линия) и напряженности поля от одиночного излучателя (черная линия).

Fig. 5. Normalized field strengths of the focused antenna array (blue line) and field strength from a single radiator (black line)

3. Заключение

Таким образом показано, что коэффициент затухания среды вносит существенный вклад в возможность и эффективность фокусировки электромагнитного поля.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (Грант №15-19-10053).

Список литературы

[1] Яковлев, О.И. Распространение радиоволн / О.И. Яковлев, В.П. Якубов, В.П. Урядов, А.Г. Павельев // Учебник под ред. О.И. Яковлева. – М. : ЛЕНАНД, 2009. – 496 с.

References

[1] Yakovlev, O.I. Rasprostraneniye radiovoln / O.I. Yakovlev, V.P. Yakubov, V.P. Uryadov, A.G. Pavel'ev // Uchebnik pod red. O.I. Yakovleva –M.: LENAND, 2009 – 496 s.

Acknowledgements

This work was financially supported by The Russian Science Foundation (Grant № 15-19-10053).

3D кремниевые фотонные структуры с оптическими межсоединениями через микроканальную пластину

¹Лазарук С.К., ¹Лешок А.А., ¹Долбик А.В., ²Высоцкий В.Б.,

²Шведов С.В., ²Солодуха В.А., ¹Лабунцов В.А.

¹ Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

г. Минск, 220013, Беларусь

serg@nano.bsuir.edu.by

² ОАО «Интеграл»

г. Минск, 220108, Беларусь

Аннотация: Разработаны конструкция и технология изготовления 3D кремниевых фотонных структур. Разработанная конструкция состоит из кремниевых чипов, размещенных напротив друг друга и разделенных кремниевой микроканальной пластиной со сквозными отверстиями, выполняющими функции световодов. На поверхности кремниевых чипов сформированы светоизлучающие диоды и фотодетекторы на основе кремниевых нанокластеров, встроенных в алюмооксидную матрицу. Изготовленные структуры способны генерировать световые сигналы и детектировать их с коэффициентом преобразования по току 0,1%.

Ключевые слова: кремниевая фотоника, светоизлучающие диоды, фотодетекторы, наноструктурированные кремниевые кластеры, микроканальная пластина, оптические межсоединения.

1. Введение

Повышение быстродействия устройств интегральной электроники является одной из актуальных задач современности, продиктованных непрерывно возрастающими темпами научно-технического прогресса. Замена электронных межсоединений на оптические позволит повысить быстродействие интегральных микросхем за счет устранения резистивно-емкостных задержек металлической разводки.

В долгосрочной перспективе развития интегральных микросхем значительные ожидания связаны с созданием кремниевой фотоники, основными элементами которой являются источники излучения и фотоприемники на основе кремния, связанные волноводами различных конструкций. Среди преимуществ кремниевой фотоники – ее совместимость с высокоразвитой КМОП-технологией массового производства интегральных микросхем. Классический подход в проектировании устройств кремние-

вой фотоники состоит в том, что все эти три элемента расположены в горизонтальной плоскости [1-3]. Однако недавно была предложена новая 3D технология [4] и теперь она интенсивно развивается. Разработка промышленной технологии создания приборов 3D кремниевой фотоники способно воплотить в реальность мечту о стремительном развитии будущих поколений информационных и телекоммуникационных систем.

В данной работе представлена разработанная и изготовленная система, обеспечивающая междучиповые оптические межсоединения на основе кремниевых лавинных светодиодов и кремниевой микроканальной пластины со сквозными отверстиями. Измерения показали воспроизводимый отклик оптического сигнала лавинных светодиодов, регистрируемый фотодиодами на кремниевом кристалле, не имеющем электрической коммутации с другим кремниевым кристаллом, на котором расположены источники оптического излучения.

2. Эксперимент

Экспериментальные структуры создавали нанесением композиционной пленки алюминия с кремнием толщиной 1,0 мкм на пластины монокристаллического кремния n-типа (с удельным сопротивлением 0,3 Ом·см) методом магнетронного распыления. В качестве материалов мишеней использовали сплав алюминия с кремнием, где содержание кремния составляло 30 ат. %. Нанесенные пленки подвергали анодной обработке в 20 % водном растворе ортофосфорной кислоты через предварительно сформированные на их поверхностях фоторезистивные маски. Различные скорости анодирования алюминия и кремния обеспечивали формирование композитной пленки наноструктурированного кремния, встроенного в алюмооксидную матрицу. Непроанодированные области, защищенные фоторезистивной маской, образовывали металлические электроды между проанодированными областями. После анодирования фоторезистивные маски были удалены с поверхности сформированных структур.

Разработанная конструкция состоит из двух контактов Шоттки, а также из слоя анодного оксида алюминия, разделяющего алюминиевые электроды. Слой анодного оксида алюминия содержит кремниевые наночастицы, излучающие свет в режиме лавинного пробоя контакта Шоттки (LED). Эти же контакты Шоттки при обратном смещении до пробойного состояния (в данном случае до 12 В) чувствительны к внешнему световому сигналу, поэтому могут быть использованы как фотодиоды (PD) [5,6].

Кроме кремниевых чипов с диодными структурами, способными генерировать и регистрировать оптический сигнал, также изготавливались микроканальные кремниевые пластины толщиной 100-150 мкм со сквозными отверстиями диаметром 5-6 мкм. Расстояние между центрами пор составляет 10 мкм. Такие пластины способны пропускать оптический сигнал через сквозные отверстия с коэффициентом пропускания 15-20 %.

3. Результаты и их обсуждение

Экспериментальная структура междучиповых оптических межсоединений представлена на рис. 1. Микросистема состоит из двух кремниевых чипов, на поверхности которых сформированы матрицы диодных структур на основе барьеров Шоттки между алюминиевыми электродами и кремниевой поверхностью. Между лицевыми поверхностями чипов расположена микроканальная кремниевая пластина. Работает экспериментальная структура следующим образом. При использовании обратного электрического смещения на диодах более 12 В имеет место излучение света вдоль алюминиевых электродов. Излучаемый свет проходит через микроканалы промежуточной кремниевой пластины (optical interposer) и на выходе из них регистрируется либо при помощи оптической микроскопии, либо при помощи кремниевых чипов со сформированными диодами, работающими в режиме регистрации оптического сигнала.

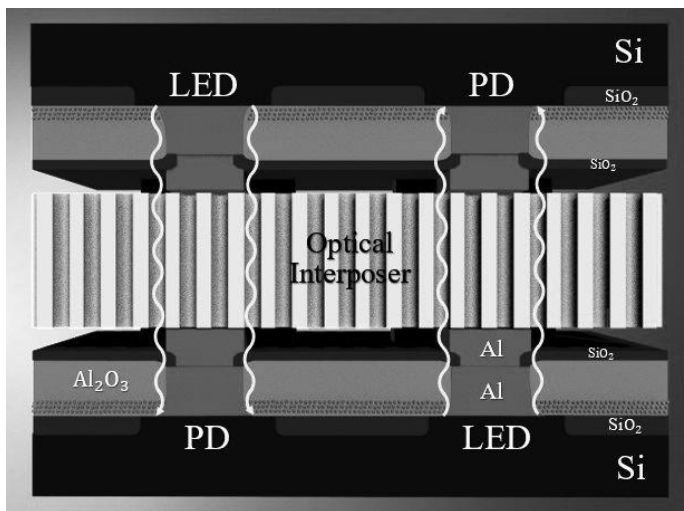


Рис. 1. Схематичное изображение экспериментальной структуры междучиповых оптических межсоединений

На рис. 2а,б представлены РЭМ изображения микроканальной кремниевой пластины, обеспечивающей передачу оптического сигнала в вертикальном направлении относительно поверхности кремниевых чипов. Как видно из рисунка сквозные отверстия составляют 20-25 % от всей рабочей поверхности пластины.

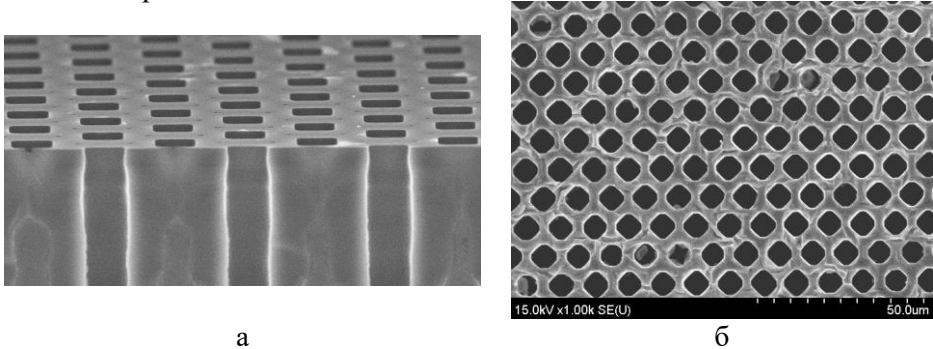


Рис. 2. РЭМ изображения сверху (а) и снизу (б) микроканальной кремниевой пластины, используемой для оптических межсоединений между кремниевыми чипами

На рис. 3 представлены вольт-амперные характеристики лавинных диодов, работающих в режиме регистрации светового сигнала. Как видно из характеристик оптический сигнал регистрируется в диапазоне обратного смещения от 0 до 12 В.

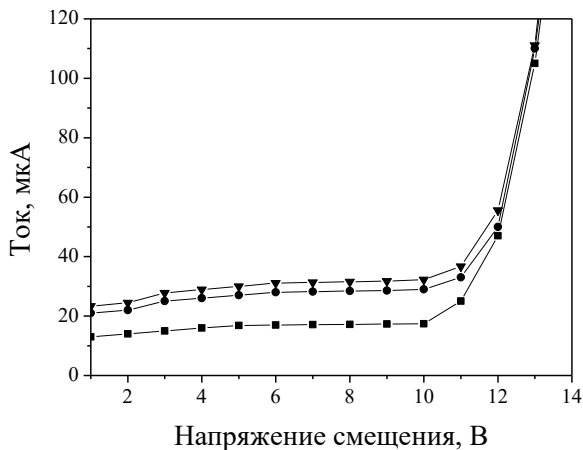


Рис. 3. Вольт-амперные характеристики лавинных диодов при различных методах светового экспонирования: квадраты – темновая характеристика, круги – световое экспонирование лавинными светодиодами при токе 30 мА; треугольники – световое экспонирование вольфрамовой лампой

После превышения обратного смещения 12 В вольт-амперные характеристики со световым экспонированием и без него практически не отличаются, что объясняется появлением собственного светоизлучения в исследуемых структурах. На этом же рисунке представлена вольт-амперная характеристика исследуемых лавинных диодов с экспонированием от внешнего источника света вольфрамовой лампы накаливания, обеспечивающей энергетическую освещенность поверхности 100 мВт/см^2 . Как видно из характеристик, отклик исследуемых диодов на излучение вольфрамовой лампы соизмерим с откликом на излучение лавинного светодиода при напряжении смещения 15 В и токе 30 мА, что свидетельствует о соизмеримости оптического потока обоих источников света.

4. Заключение

Таким образом, разработаны конструкция и технология изготовления междучиповых оптических межсоединений. Среди основных характеристик разработанной системы необходимо отметить, что коэффициент преобразования по току достигает 0,1 %, что открывает новые возможности для развития кремниевой оптоэлектроники.

Список литературы

- [1] Silicon Photonics III / L. Pavesi, D.J. Lockwood eds. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2016. 524 p.
- [2] Jaguiro P., Katsuba P., Lazarouk S., Moore S., Smirnov A. Si-based optoelectronic couple // Physica E: Low-dimensional Systems and Nanostructures. 2009. V. 41. No. 6. P. 1094-1096.
- [3] Lazarouk S.K., Leshok A.A., Labunov V.A., Borisenko V.E. Efficiency of avalanche light-emitting diodes based on porous silicon // Semiconductors. 2005. V. 39. No. 1. P. 136-138.
- [4] Лазарук С.К., Лешок А.А., Долбик А.В., Лабунов В.А., Солодуха В.А., Шведов С.В. Оптические межсоединения между кремниевыми кристаллами на основе лавинных светоизлучающих диодов из наноструктурированного кремния // Мат. V Международной научной конференции «Наноструктурные материалы-2016: Беларусь-Россия-Украина (НАНО-2016)». Минск: Беларуская навука, 2016. С. 549-551.
- [5] Lazarouk S.K., Leshok A.A., Borisenko V.E., Mazzoleni C., Pavesi L. On the route towards Si-based optical interconnects // Microelectronic Engineering. 2000. V. 50. No. 1-4. P. 81-86.
- [6] Lazarouk S.K., Jaguiro P.V., Leshok A.A., Borisenko V.E. Reverse biased porous silicon light-emitting diodes for optical intra-chip interconnects // Physica E: Low-dimensional Systems and Nanostructures. 2003. V. 16. No. 3-4. P. 495-498.

Focused broadband system of radio electronic struggle

¹Vedenkin D.A., ²Sedelnikov Y.E.

¹Volga State University of Technology
Yoshkar-Ola, 424000, Russian Federation
denis_ved@mail.ru

² Kazan National Research Technical University n.a. A.N. Tupolev,
Kazan, 420111, Russian Federation

Abstract: The report considers one of the options for realizing an incoherent focused wide-band antenna array, as a system for conducting radio-electronic wrestling. The use of an incoherent array makes it possible to construct radio-suppression equipment for radio facilities with short pulsed signals, in particular UWB radars with shock excitation of the antenna. The principle of action is considered that consists in receiving pulsed radiation from a suppressed radio facility coming from a certain area of space and forming a response pulse signal.

Keywords: Focused antenna array, wideband signal, nanosecond pulse.

Сфокусированная широкополосная система радиоэлектронной борьбы

¹Веденькин Д.А., ²Седельников Ю.Е.

¹Поволжский государственный технологический университет
г. Йошкар-Ола, 424000, Российская Федерация
denis_ved@mail.ru

²Казанский национальный исследовательский технический университет
им. А.Н. Туполева-КАИ
г. Казань, 420111, Российская Федерация

Аннотация: В докладе рассматривается один из вариантов реализации некогерентной сфокусированной широкополосной антенной решетки, как системы ведения радиоэлектронной борьбы. Использование некогерентной решетки позволяет строить аппаратуру радиоподавления радиосредств с короткими импульсными сигналами, в частности СШП РЛС с ударным возбуждением антенны. Рассмотрен принцип действия, состоящий в приеме импульсного излучения подавляемого радиосредства, приходящего из определенной области пространства и формировании ответного импульсного сигнала.

Ключевые слова: сфокусированная антенна, широкополосный сигнал, наносекундный импульс.

1. Введение

В целях радиоэлектронной борьбы используется широкий спектр устройств, создающих помехи РЭС противника – начиная от простейших пассивных рассеивателей вплоть до сложных современных систем, размещаемых на летательных аппаратах, в том числе беспилотных. Наряду со сложными многофункциональными комплексами рассматриваются и используются относительно простые средства, специализированные под решение конкретных задач радиоподавления. Использование некогерентной решетки позволяет строить аппаратуру радиоподавления радиосредств с короткими импульсными сигналами, в частности СШП РЛС с ударным возбуждением антенны.

2. Структурная схема и принцип функционирования

Принцип действия состоит в следующем: аппаратура группы БЛА принимает импульсное излучение, приходящее из конкретной точки пространства и формирует ответный импульсный сигнал таким образом, чтобы обеспечить синхронное воздействие отдельных импульсных излучений на первичный источник излучения. Технической задачей данного варианта применения является повышение эффективности создания помех при групповом применении станций помех, устанавливаемых на малоразмерных беспилотных летательных аппаратах. Структурная схема предлагаемого устройства представлена на рис. 1.

Устройство работает следующим образом. Установленный на 13_{N+1} носителе генератор тактовых импульсов создает серии импульсов с периодом T_0 . Эти импульсы и данные от второго приемника спутниковой навигационной системы поступают на входы передатчика линии синхронизации, излучаются передающей антенной линии синхронизации и принимаются приемником линии синхронизации, установленным на каждом из 13_N носителей. Входные сигналы, содержащие данные о текущих координатах 13_{N+1} носителя - (x_0, y_0, z_0) и тактовом периоде T_0 поступают в вычислитель. Также в вычислитель поступает сигнал от приемника спутниковой навигационной системы, содержащий информацию о текущих координатах i -го модуля - (x_i, y_i, z_i) . В вычислителе определяется текущее расстояние между носителем 13_N и носителем 13_{N+1} и соответствующая ему временная задержка $\tau_{0i} = \frac{\sqrt{(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2 + (z_i - z_0)^2}}{c}$, а также осуществляется сдвиг принимаемой последовательности тактовых импульсов на величину $mT_0 - \tau_{0i}$, где $m = 0, 1, 2, \dots$



Рис. 1. Структурная схема системы постановки помех мобильным системам радиосвязи со СШП сигналами.

Fig. 1. Structural diagram of the system for jamming mobile radiosystems with UWB signals

Вычислитель работает согласно следующего алгоритма: входные сигналы, содержащие данные о текущих координатах 13_{N+1} носителя – (x_0, y_0, z_0) и тактовом периоде T_0 поступают в вычислитель, затем в вычислитель поступает сигнал от приемника спутниковой навигационной системы, содержащей информацию о текущих координатах i -го модуля – x_i, y_i, z_i . Рассчитывается текущее расстояние между носителем 13_N и 13_{N+1} , по формуле $R_i(x_i, y_i, z_i) = \sqrt{(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2 + (z_i - z_0)^2}$.

Затем осуществляется расчет временной задержки по формуле $\tau_{oi} = \frac{\sqrt{(x_i - x_0)^2 + (y_i - y_0)^2 + (z_i - z_0)^2}}{c}$ и сдвиг принимаемой последовательности тактовых импульсов на величину $mT_0 - \tau_{oi}$, где $m = 0, 1, 2, \dots$.

В результате в вычислителях каждого из модулей формируется общая для всей системы шкала времени. Принятый импульс излучения от подавляемого средства принимается приемной антенной каждого из модулей и соответствующим приемником, на выходе которого формируются импульсы, временная задержка которых соответствует времени распространения сигнала от источника излучения до i -го модуля:

$\tau_i = \frac{R_i(x_i, y_i, z_i)}{c}$. Этот сигнал с выхода приемника поступает на вход схемы

задержки и в вычислитель. В вычислителе производится измерение временной задержки τ_i и формируется сигнал управления для схемы задержки, соответствующий временной задержке на величину $T_0 - \tau_i$. В результате импульсный сигнал на выходе схемы задержки оказывается сдвинут по времени на величину $T_0 - \tau_i$. Этот сигнал усиливается до необходимой величины в оконечном усилителе и излучается передающей антенной. Таким образом каждый из носителей переизлучает принятый сигнал в момент времени $T_0 - \tau_i$, в то время как принимает в момент τ_i . Поэтому все переизлученные всеми модулями сигналы приходят в точку, соответствующую расположению подавляемого источника излучения одновременно с задержкой равной T_0 . Одновременное воздействие N переизлученных импульсов соответствует увеличению в $\sqrt{N}$ раз амплитуды помехи по сравнению со случаем несинхронного действия N источников помех. Временные диаграммы указаны на рис. 2.

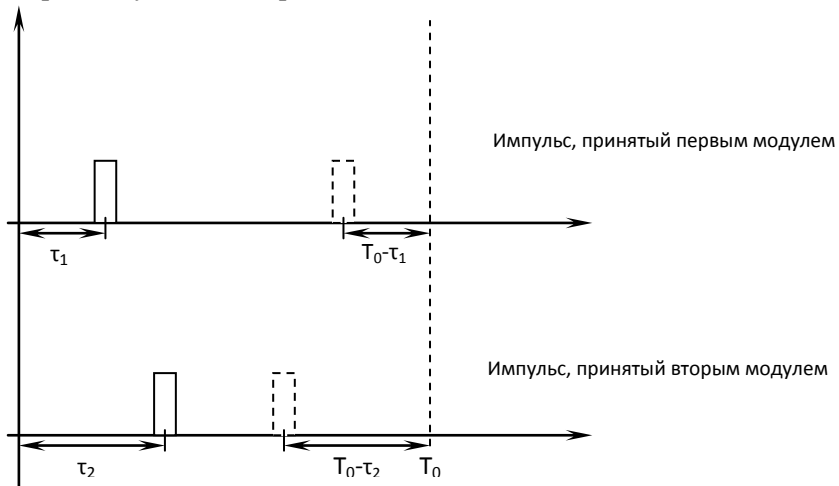


Рис. 2. Временные диаграммы работы системы.

Fig. 2. Time diagram

3. Заключение

Таким образом показано, что с применением принципа сфокусированной апертуры возможно реализовать системы постановки помех с улучшенными характеристиками. Подробнее о свойствах сфокусированных антенн можно ознакомиться в [1-2].

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (Грант №15-19-10053).

Список литературы

- [1] Веденькин Д.А., Седельников Ю.Е. Сфокусированные антенные решетки на базе беспилотных летательных аппаратов, Глобальный научный потенциал №10, 2013, с. 86-88.
[2] Веденькин Д.А., Седельников Ю.Е. Параметры разреженных сфокусированных антенных решеток, Наука и бизнес: пути развития №10, 2013, с.56-59.

References

- [1] Veden'kin D.A., Sedel'nikov Yu.E. Sfokusirovannyye antennyye reshetki na baze bespilotnykh letatel'nykh apparatov, Global'nyy nauchnyy potentsial №10, 2013, s. 86-88.
[2] Veden'kin D.A., Sedel'nikov Yu.E. Parametry razrezhennykh sfokusirovannykh anten'nykh reshetok, Nauka i biznes: puti razvitiya №10, 2013, s.56-59.

Acknowledgements

This work was financially supported by The Russian Science Foundation (Grant № 15-19-10053).