

26-я Международная Крымская конференция

СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии

Материалы конференции

4—10 сентября 2016 г.
Севастополь, Крым, Россия

Том 5

4. Антенны и антенные элементы

Москва • Минск • Севастополь
2016

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431
С255

Организаторы:

Российский фонд фундаментальных исследований (РФФИ) — проект № 16-07-20068
Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи (РНТОРЭС) им. А. С. Попова
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
НПФ «Микран» (Томск)
ООО «Радиокомп» (Москва)
Уральский федеральный университет им. Б. Н. Ельцина (Екатеринбург)
AWR — National Instruments (Москва)
Таркус (Ростов-на-Дону — Севастополь)
Keysight Technologies (Москва)

Техническая и информационная поддержка:

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

С255 26-я Международная Крымская конференция «**СВЧ-техника** и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016). Севастополь, 4—10 сентября 2016 г. : материалы конф. в 13 т. — Москва ; Минск ; Севастополь, 2016. — ISBN 978-966-335-418-7 (тт. 1—13).

Т. 5 : VI, 349 [873—1221] с. : ил. — ISBN 978-966-335-423-1.

В 5-й том включены материалы 53-х докладов, которые были представлены на заседаниях секций по направлению 4. Антенны и антенные элементы.

Материалы конференции изданы также на флеш-накопителе.

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 978-966-335-418-7 (тт. 1—13)
ISBN 978-966-335-423-1 (т. 5)

© Оргкомитет КрыМиКо'2016
© КНТЦ им. Попова, 2016

Том 5

СЕКЦИЯ 4/1: ЦИФРОВЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ. ПРИЕМНЫЕ АНТЕННЫ

4.1 ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИЯ РЕЖИМА СВЕРХНАПРАВЛЕННОСТИ В ЦИФРОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ
Касьянов А. О., Попов Ю. Г. 873

4.2 АНТЕННА С УПРАВЛЯЕМОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ ДЛЯ RFID-СИСТЕМ
Гимпилевич Ю. Б., Иськив В. М., Лукьянчиков А. В., Михайлюк Ю. П., Савочкин А. А., Щекатурин А. А. 880

4.3 КОММУТИРУЕМАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ДЛЯ ГЕОРАДАРА
Балзовский Е. В., Буянов Ю. И. 885

4.4 СИНТЕЗ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ЦИФРОВОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ЗОНОЙ ПОДАВЛЕНИЯ
Куприц В. Ю., Александров А. В. 892

4.5 АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ СПУТНИКОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ
Фам Ван Винь 896

4.6р ОДИН ИЗ ВАРИАНТОВ ДВУХЧАСТОТНОЙ АНТЕННЫ
Кирпанев А. В., Кузьмин А. А., Моряков С. Н. 902

4.7р «LOWCOST» АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ
Обуховец В. А. 907

4.8р СВЕРХШИРОКОПОЛОСНАЯ ДИПОЛЬНАЯ ПРИЕМНАЯ АНТЕННА 0,15—2 ГГц
Балзовский Е. В., Буянов Ю. И., Кошелев В. И., Некрасов Э. С. 912

4.9р КОЛЬЦЕВАЯ ЦИФРОВАЯ СКАНИРУЮЩАЯ АНТЕННАЯ РЕШЁТКА С ПОНИЖЕННЫМ УРОВНЕМ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ
Аверина Л. И., Шапошникова Ж. В. 919

4.10р ШИРОКОПОЛОСНЫЕ СФОКУСИРОВАННЫЕ АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ В ЗАДАЧАХ РАДИОСВЯЗИ, МИКРОВОЛНОВЫХ ТЕХНОЛОГИЯХ И ТЕХНИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ
Веденькин Д. А. 926

4.11р ПРЕДПРОЦЕССОРНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛА В ПРИЕМНОЙ СИСТЕМЕ С НЕКОРРЕКТНЫМ ФАЗОВЫМ СДВИГОМ В ДАТЧИКЕ ИЗМЕРЕНИЯ ПОЛЯ
Гусев С. И., Спиркина О. В. 934

4.12р ИССЛЕДОВАНИЕ ФРАКТАЛЬНЫХ АНТЕНН НА ОСНОВЕ ДЕРЕВА КЕЙЛИ
Киценька А. В., Нудьга А. А. 941

4.13р ИССЛЕДОВАНИЕ ФРАКТАЛЬНЫХ АНТЕНН НА ОСНОВЕ КОЛЬЦЕВОЙ СТРУКТУРЫ
Киценька А. В., Нудьга А. А. 947

4.14р ИССЛЕДОВАНИЕ ФРАКТАЛЬНЫХ АНТЕНН НА ОСНОВЕ ТРЕУГОЛЬНИКА СЕРПИНСКОГО
Киценька А. В. 952

СЕКЦИЯ 4/2: МИКРОПОЛОСКОВЫЕ АНТЕННЫ И АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ

4.15 АКТИВНАЯ ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩАЯ АНТЕННА
Широков И. Б., Устименко Е. А., Галайба А. С. 958

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

4.16 ШИРОКОПОЛОСНАЯ МИКРОПОЛОСКОВАЯ АНТЕННА
Мишустин Б. А., Слёзкин В. Г. 965

4.17 ШИРОКОПОЛОСНАЯ ЛИНЕЙНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА Х-ДИАПАЗОНА
Антипов С. А., Пастернак Ю. Г., Разинкин К. А., Чугуевский В. И. 971

4.18 СПОСОБЫ УЛУЧШЕНИЯ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МИКРОПОЛОСКОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК
Евсеев Д. А., Ильин Е. В., Цитович А. А. 976

4.19 ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК МИКРОПОЛОСКОВОЙ АНТЕННЫ С НЕОДНОРОДНОЙ ПОДЛОЖКОЙ НА ОСНОВЕ МЕТАМАТЕРИАЛА
Кисель Н. Н., Черемисов В. А., Дерачиц Д. С. 983

4.20р ОТРАЖАТЕЛЬНЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ С РАСШИРЕННОЙ ДИАГРАММОЙ ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ
Обуховец В. А. 990

4.21р УМЕНЬШЕНИЕ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ВВЕДЕНИЕМ РЕЗОНАНСНОЙ СТРУКТУРЫ
Люлюкин К. В., Литун В. И., Митрохин В. Н., Голубцов М. Е. 995

4.22р ДВУХДИАПАЗОННАЯ АНТЕННА КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ
Безгин А. А., Савочкин А. А. 1002

4.23р ВЛИЯНИЕ МНОГОСЛОЙНЫХ СРЕД С МЕТАМАТЕРИАЛАМИ НА СВОЙСТВА МИКРОПОЛОСКОВЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ
Чебышев В. В., Ястребцова О. И. 1009

4.24р ОГРАНИЧЕНИЕ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ПОВЕРХНОСТНЫХ ВОЛН ПУТЕМ ПРИМЕНЕНИЯ ДЛЯ МИКРОПОЛОСКОВЫХ АНТЕНН МНОГОСЛОЙНЫХ ПОДЛОЖЕК
Ястребцова О. И. 1016

4.25р НИЗКОПРОФИЛЬНАЯ СПУТНИКОВА АНТЕННАЯ СИСТЕМА ОВЧ ДИАПАЗОНА
Измайлов А. А., Волков А. П. 1023

4.26р МИКРОПОЛОСКОВАЯ АНТЕННА С ПЕРЕКЛЮЧАЕМОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ
Летавин Д. А., Сычугов С. Г. 1030

4.27р АНТЕННА ВЫТЕКАЮЩИХ ВОЛН НА ОСНОВЕ МНОГОСЛОЙНЫХ ВОЛНОВОДОВ
Абдуллин Р. Р. 1037

4.28р МОДЕЛЬ ДВУХЭЛЕМЕНТНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ С УПРАВЛЯЕМОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ
Хаванова М. А., Никитин А. О., Петров Р. В., Бичурин М. И. 1044

4.29р АНТЕННА ВЫТЕКАЮЩИХ ВОЛН НА ОСНОВЕ ВОЛНОВОДОВ С МНОГОСЛОЙНЫМ УКРЫТИЕМ
Абдуллин Р. Р. ..... *

СЕКЦИЯ 4/3: БОРТОВЫЕ АНТЕННЫ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ И КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

4.30 ВАРИАНТЫ ПОСТРОЕНИЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ БОРТОВЫХ АНТЕННЫХ СИСТЕМ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ НАНО- И МИКРО-КЛАССОВ
Генералов А. Г., Гаджиев Э. В., Постоюк Н. И., Русскин А. Б., Туманов М. В. 1051

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4.31 ПРОБЛЕМЫ ПОСТРОЕНИЯ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ МАЛЫХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ
Бочаров В. С., Генералов А. Г., Гаджиев Э. В. 1058

4.32 ИНТЕРПОЛЯЦИОННЫЙ СИНТЕЗ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ РЕШЕТОК
Обуховец В. А. 1065

4.33 СОГЛАСОВАННЫЕ ПЛОСКИЕ ЛИНЗОВЫЕ АНТЕННЫ
Мануилов Б. Д., Мануилов М. Б., Стрельченко С. А., Черных В. Б. 1072

4.34 ИССЛЕДОВАНИЕ ДИФРАКЦИОННЫХ СТРУКТУР НА ОСНОВЕ МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОГО ОПТИМИЗАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ
Львович И. Я., Львович Я. Е., Преображенский А. П., Чопоров О. Н., Нечаева А. И. 1079

4.35 ЛИНЕЙКА АНТЕНН ДЛЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ
Антонов Ю. Г., Балландович С. В., Костиков Г. А., Любина Л. М., Сугак М. И., Терентьева П. В. 1086

4.36р СРАВНИТЕЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЛОСКИХ ЗОНИРОВАННЫХ ЛИНЗ И ЛИНЗ ФРЕНЕЛЯ
Мануилов Б. Д., Мануилов М. Б., Стрельченко С. А., Черных В. Б. 1093

4.37р ЦИЛИНДРИЧЕСКИЙ ПРОВОДНИК В ИЗОТРОПНОЙ ПЛАЗМЕ
Малахов В. А., Раевский А. С., Раевский С. Б. 1100

4.38р МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ЛИНЕЙНЫХ АНТЕННЫХ СИСТЕМ: Е-ПОЛЯРИЗАЦИЯ
Хашимов А. Б., Салихов Р. Р. 1107

4.39р АНТЕННА С УЗКОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ РАДИОЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ
Букрин И. В., Гусев А. В., Иванов В. Э., Менщиков Г. П. 1114

4.40р СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ ПЛАЗМЕННОЙ НЕСИММЕТРИЧНОЙ ВИБРАТОРНОЙ АНТЕННЫ
Андреев С. Е., Богачев Н. Н., Богданкевич И. Л., Гусейн-заде Н. Г. ..... *

4.41р АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ДВУХКАНАЛЬНОГО КУРСОВОГО РАДИОМАЯКА
Жданов Б. В., Войтович Н. И. 1120

4.42р ШИРОКОПОЛОСНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМОЙ НА РАДИАЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ
Пастернак Ю. Г., Чугуевский В. И. 1127

4.43р ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОФИЛЯ СОГЛАСУЮЩИХ РЁБЕР ШИРОКОПОЛОСНОЙ РУПОРНОЙ АНТЕННЫ
Куроптев П. Д., Левяков В. В., Фатеев А. В. 1134

4.44р ЛИНЕЙНЫЕ ИЗЛУЧАТЕЛИ КУРСОВОЙ И ГЛИССАДНОЙ АНТЕНН РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ПОСАДКИ
Сучков А. В. ..... *

СЕКЦИЯ 4/4: АНТЕННЫ, АНТЕННЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ И ИХ ТЕХНОЛОГИИ

4.45 СИНТЕЗ И ОПТИМИЗАЦИЯ ДВУХЧАСТОТНОЙ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ФАР С ДН СПЕЦИАЛЬНОЙ ФОРМЫ
Кондратьева С. Г., Шмачилин П. А. 1141

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4.46 ХАРАКТЕРИСТИКИ РАССЕЯНИЯ АНТЕННЫХ РЕШЁТОК НА БОРТУ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ
Добычина Е. М., Снастин М. В., Обухов А. Е. 1147

4.47 МНОГОЭЛЕМЕНТНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ИЗ ДВУХМОДОВЫХ ШИРОПОЛОСНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ВИВАЛЬДИ
Редькина Е. А., Ивашина М. В., Мааскант Р. 1153

4.48 МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ РАДИОГОЛОГРАФИЧЕСКОГО МЕТОДА КОНТРОЛЯ ПРОФИЛЕЙ ОТРАЖАТЕЛЕЙ ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН
Митрохин В. Н., Можаров Э. О. 1159

4.49 ПЛАЗМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В АНТЕННОЙ ТЕХНИКЕ
Богачев Н. Н., Гусейн-заде Н. Г. ..... *

4.50 ПРЕДЕЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СОГЛАСОВАНИЯ С ПОМОЩЬЮ КОНВЕРТОРА ОТРИЦАТЕЛЬНОГО ИМПЕДАНСА ШТЫРЕВЫХ МАЛОРАЗМЕРНЫХ АНТЕНН
Головков А. А., Можаева Е. И., Кершис С. А., Пивоваров И. Ю. 1166

4.51р МНОГОКАНАЛЬНЫЙ ДЕЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ МОНОИМПУЛЬСНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ЧАСТОТНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ
Сучков А. В. 1173

4.52р ОПТИМИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ АНТЕННЫХ СИСТЕМ
Лаговский Б. А. 1180

4.53р ТВИСТ-РЕФЛЕКТОР ДВУХДИАПАЗОННОЙ АНТЕННЫ С ПОВОРОТОМ ПЛОСКОСТИ ПОЛЯРИЗАЦИИ
Галкина Э. В., Кирпанев А. В., Михайлов А. Н. 1187

4.54р РАЗРАБОТКА ДВАДЦАТИЧЕТЫРЕХКАНАЛЬНОГО ДЕЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ ПРИЕМНОГО ТРАКТА АКТИВНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА
Дризе А. Д., Климов К. Н. 1194

4.55р ВАРИАНТЫ РЕАЛИЗАЦИИ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ МАЛОЭЛЕМЕНТНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ W-ДИАПАЗОНА
Русов Ю. С., Комиссарова Е. В., Крехтунов В. М. 1201

4.56р СИНТЕЗИРОВАНИЕ ФУНКЦИИ ИСТОЧНИКА, СОЗДАЮЩЕГО ЗАДАННОЕ ПОЛЕ ИЗЛУЧЕНИЯ
Малышев Г. С., Раевский А. С., Раевский С. Б. 1208

4.57р РЕШЕНИЕ ЗАДАЧ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ МЕТОДОМ МИНИМАЛЬНЫХ АВТОНОМНЫХ БЛОКОВ С ПОМОЩЬЮ РАЗДЕЛЕНИЯ ОБЛАСТЕЙ
Орлов Е. Е. ..... *

4.58р ДОБРОТНОСТЬ РЕЗОНАТОРНОЙ АНТЕННЫ С ЧАСТИЧНО ПРОЗРАЧНОЙ ПЛОСКОЙ СТЕНКОЙ
Бухарин В. А., Войтович Н. И. 1216

* Материалы доклада не поступили в Оргкомитет к моменту формирования сборника.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Characteristic properties of super-directivity realization for digital antenna array

[1] Alexander O. Kasyanov, [2]Yuri. G. Popov
[1] *Institute for Radiotechnical Systems and Management*
[1]*Southern Federal University of Russia*
kasao@mail.ru
[2]*Federal state unitary enterprise*
"Rostov-on-Don research institute of radio communication"
rv6mz@yandex.ru

Abstract: *The problem of implementation of super-directivity mode for receiving antenna array is studied. The method of achieving the optimal mode of operation in the sense of maximal SNR criterion is proposed. The limiting modes of operation of array are studied: the cases when the gain-phase distribution errors are neglected and when the errors are accounted for. The results of numeric investigation of the influence of gain-phase distribution errors on the shape of directivity diagram are presented for above-listed modes of operation of digital antenna array.*

Keywords: *synchronization, maser cyclotron resonance, non-autonomous spatial-temporal fluctuations, non-isochronism of electrons oscillating.*

Особенности реализации режима сверхнаправленности в цифровых антенных решетках

[1]Касьянов А.О., [2]Попов Ю.Г.
[1]*Институт радиотехнических систем и управления*
Южного федерального университет
kao@mail.ru
[2]*ФГУП «Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи»*
Ростов-на-Дону, Россия
rv6mz@yandex.ru

Аннотация: *Рассматриваются вопросы реализации режима сверхнаправленности в приемных цифровых антенных решетках (ЦАР). Предложен способ реализации режима работы АР оптимального по критерию максимизации ОСШ. Исследованы предельные режимы работы ЦАР: без учета ошибок АФР и с*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

учетом ошибок. Приведены результаты численных исследований влияния ошибок АФР на форму ДН при работе ЦАР в вышеперечисленных режимах работы АР.

Ключевые слова: *сверхнаправленность, цифровая антенная решетка, ошибки амплитудно-фазового распределения, защитный коэффициент, отношение сигнал шум.*

1. Введение

Антенные решетки (АР) современных комплексов радиоприема сигналов КВ диапазона зачастую размещаются на площадках с малой площадью, когда размеры площадки не превышают длину волны, в условиях, когда количество близлежащих строений достаточно велико. Поскольку АР располагаются на площадках малой площади, то элементы АР располагаются достаточно близко друг относительно друга. При этом в амплитудные и фазовые распределения АР вносятся ошибки, вызванные взаимным влиянием близко расположенных элементов АР и влиянием, прилегающих к АР строений и коммуникаций. С целью обеспечения максимальной помехоустойчивости при приеме сигналов требуется минимизировать ширину диаграммы направленности АР, адаптированную к пространственному спектру индустриальных помех, что эквивалентно достижению максимума отношения сигнал-шум (ОСШ) на выходе АР. Сужение ДН при малых геометрических размерах АР означает, что АР переходит в режим сверхнаправленности, когда ее КНД (D) превышает КНД (D_0) фазированной АР (ФАР) с равноамплитудным возбуждением, имеющей тот же размер, что и сверхнаправленная АР [1]. Предположим, что пространственный шум является белым, тогда условия достижения максимума КНД АР, совпадают с условиями достижения максимума ОСШ.

Представим ошибки АФР Δ в виде:

$$\Delta = (1+\alpha)\exp(-j\mu), \qquad (1)$$

где μ– вектор ошибок фазы, по элементам АР;
a – вектор ошибок амплитуды по элементам АР.

Известно, что среднеквадратическое значение ДН АР при условии наличия ошибок АФР можно записать как:

$$\overline{|F(\varphi,\ \theta)|^2} \approx |F(\varphi,\ \theta)|^2 + D[\Delta]\|W\|^2, \qquad (2)$$

где $F(\varphi,\ \theta)$ – ДН АР при отсутствии ошибок АФР;

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$D[\Delta]$ - дисперсия ошибок АФР;

W - вектор весовых коэффициентов.

Нормируя (2) на значение ДН в направлении максимума излучения $|F(\varphi_0, \quad \theta_0)|^2$, получим нормированную ДН под действием ошибок АФР со средним значением максимума равным единице. Нормированная ДН состоит из суммы ДН без ошибок АФР и «фонового» излучения порожденного ошибками АФР. Уровень «фонового» излучения для обеспечения малых искажений ДН должен быть намного меньше 1:

$$\frac{D[\Delta]\|W\|^2}{|F(\varphi_0, \quad \theta_0)|^2} << 1. \qquad (3)$$

В [2] введен коэффициент чувствительности АР к ошибкам АФР:

$$K = \frac{\|W\|^2}{|F(\varphi_0, \quad \theta_0)|^2}. \qquad (4)$$

В работе [1] нами предложено рассчитывать весовые коэффициенты W в режиме сверхнаправленности при ограничении на коэффициент чувствительности АР к ошибкам АФР. Задание порогового коэффициента чувствительности в [1] выполнено на основании допустимого уровня «фонового» излучения АР, вызванного ошибками АФР. Свяжем уровень «фонового» излучения АР и коэффициент чувствительности K с помощью специально вводимого защитного коэффициента S переводящего неравенство (3) в равенство:

$$S\, D[\Delta] K = 1 \qquad (5)$$

В работе [3] показано, что уровень поля (ДН) в дБ (β), ниже которого допустимы искажения, и защитный коэффициент S связаны как:

$$S \geq 10^{\beta/10+1}. \qquad (6)$$

Ниже рассмотрим особенности реализации режима сверхнаправленности в ЦАР, состоящие в использовании при расчете весовых коэффициентов АР защитного коэффициента S, гарантирующего достижение максимального ОСШ (КНД) АР в режиме сверхнаправленности при извест-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ных ошибках АФР и заданном уровне искажения ДН под действием ошибок АФР. Показано, что режимы работы АР в режиме сверхнаправленности изменяются от режима, при котором реализуется фильтр Винера, когда ошибки АФР полностью отсутствуют до режима ФАР при больших ошибках АФР. Кроме того, также существует промежуточный режим, обеспечивающий максимально достижимое значение ОСШ при известных ошибках АФР и заданном уровне искажения ДН под действием ошибок АФР.

2. Исследуемая модель

В работе [1] получено выражение для определения весовых коэффициентов АР в режиме сверхнаправленности с контролируемым коэффициентом чувствительности, при выборе которых обеспечивается максимальное значение ОСШ:

$$\left| W^* \right\rangle = \left(R_{\varepsilon\varepsilon} + pKR_{ss} - pI \right)^{-1} \left| V_0 \right\rangle \qquad (7)$$

где $\left|V_0\right\rangle$ – вектор-столбец, описывающий АФР принимаемого сигнала; $R_{\varepsilon\varepsilon}$ – корреляционная матрица внешних шумов, алгоритм ее вычисления приведен в [1]; R_{ss} – корреляционная матрица принимаемого сигнала, алгоритм ее вычисления приведен в [1]; I – единичная матрица; p – коэффициент, регулирующий режим работы АР, определяется в ходе решения задачи максимизации ОСШ при ограничении на коэффициент чувствительности АР к ошибкам K.

Можно показать [6], что справедливо следующее равенство:

$$\left(R_{\varepsilon\varepsilon} + pKR_{ss} - pI \right)^{-1} \left| V_0^* \right\rangle = \nu \left(R_{\varepsilon\varepsilon} + \alpha\, I \right)^{-1} \left| V_0^* \right\rangle, \qquad (8)$$

где α, ν – константы.

Из выражения (8) видно, что если положить значение α равным нулю, то выражение (8) можно переписать в виде:

$$\left| W^* \right\rangle = R_{\varepsilon\varepsilon}^{-1} \left| V_0^* \right\rangle \qquad (9)$$

Выражение (9) представляет собой известный критерий обеспечения максимального отношения мощности принимаемого сигнала к мощности помех [4], режим фильтра Винера.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Если положить α таким, что норма матрицы $R_{\varepsilon\varepsilon}$ много меньше нормы матрицы αI (нормы в смысле Фробениуса), то можно записать:

$$\left| W^{*} \right\rangle = c \left| V_0 \right\rangle, \qquad (10)$$

где с – константа.

Выражение (10) описывает вычисление весовых коэффициентов АР в режиме фазированного равноамплитудного возбуждения.

Таким образом, подбирая коэффициент α можно регулировать режим АР от реализации режима фильтра Винера до реализации режима ФАР. С учетом ограничений, налагаемых на коэффициент чувствительности, оптимизационная задача получения максимального ОСШ записывается в виде:

$$\begin{cases} \left| W(\alpha)^{*} \right\rangle = \left(R_{\varepsilon\varepsilon} + \alpha I\right)^{-1} \left| V_0 \right\rangle \\ \dfrac{\left\langle W(\alpha) \middle| W(\alpha)^{*} \right\rangle}{\left\langle W(\alpha) \middle| R_{ss} \middle| W(\alpha)^{*} \right\rangle} \le K \end{cases} \qquad (11)$$

В свою очередь пороговый коэффициент чувствительности K определяется по заданному допустимому уровню искажения формы ДН, выраженному через коэффициент чувствительности S и заданной дисперсии ошибок АФР $D[\Delta]$ по формуле (5).

3. Практические результаты

Проведено численное исследование влияния ошибок АФР на форму ДН кольцевой АР со следующими параметрами:

- количество антенных элементов равно 7;
- отношение радиуса АР к длине волны R/λ = 0,1;
- разброс АФР по фазе составляет ±5° и по амплитуде ±0,5 дБ;
- уровень искажения ДН составляет минус 10 дБ.

Для решения оптимизационной задачи (11) использовался алгоритм Брента [5], однопараметрического поиска глобального экстремума. Численное исследование проводилось методом Монте-Карло, были сгенерированы 1000 реализаций АФР, содержащих заданные ошибки по фазе и амплитуде. Для каждой реализации ошибок решена оптимизационная задача (11). Полученные при этом ДН приведены на рисунке 1.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

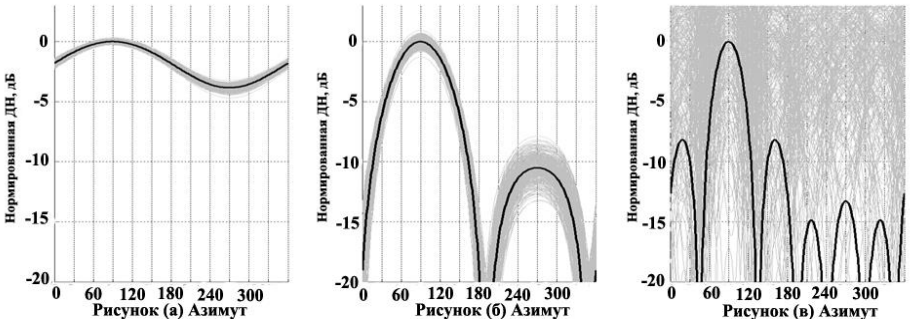


Рисунок 1 – Диаграммы направленности кольцевой антенной решетки:
а – в режиме ФАР; б – в режим максимального ОСШ, при известных ошибках АФР;
в – в режиме фильтра Винера

Figure 1 – Radiation patterns of a circular antenna array:
a – phased antenna array mode; b – maximum signal to noise radio at given
current antenna array errors mode; в – Wiener's filter mode

Серым цветом на рисунке 1 выделены реализации ДН для различных реализаций АФР содержащих ошибки в пределах заданных. Черным цветом показаны ДН при отсутствии ошибок АФР. Видно, что работа ЦАР в режиме фильтра Винера заданных ошибках АФР дает неудовлетворительные результаты. В тоже время при реализации режима ФАР формируется весьма слабонаправленный прием (весьма малая пространственная избирательность) по сравнению с режимом контролируемой сверхнаправленности. Следует заметить, что в режиме контролируемой сверхнаправленности искажения формы ДН лежат в пределах заданных значений (минус 10 дБ).

4. Заключение

Таким образом, видно, что алгоритм расчета весовых коэффициентов приемной ЦАР в зависимости от заданных требований к допустимым искажениям ДН и известных ошибок АФР (11) может изменять режим пространственной обработки ЦАР от фильтрации Винера, когда чувствительность к ошибкам АФР максимальна, до фильтрации согласованной с АФР принимаемого сигнала, когда чувствительность к ошибкам АФР минимальна. При этом между двумя этими крайними режимами формирова-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ния ДН существует режим оптимальный по критерию максимума ОСШ при заданных ошибках АФР.

Список литературы

[1] Касьянов А.О., Косогор А.А., Омельчук И.С., Попов Ю.Г. Оценка эффективности сверхнаправленных приемных цифровых антенных решеток КВ диапазона // Радиотехника 2014. № 8. С. 24 – 31.

[2] Gilbert E.N., S.P. Morgan Optimum design of directive antenna arrays subject to random variations Bell Syst. Tech.J. vol. 34 pp 637-663, May 1955.

[3] Newman E.H., Richmond J.H., Walter C.H. Superdirective Receiving Arrays, IEEE Trans. Antennas Propagat, vol AP-26, pp 629 - 635 Sept. 1978.

[4] Монзинго Р. А. Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию / Пер. с англ. М.: Радио и связь. 1986. С. 448.

[5] Brent A., Richard. P., Algorithms for Minimization without Derivatives, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1973.

[6] Хорн Р., Джонсон Ч. Матричный анализ М. Мир 1989 г.- 655 с.

References

[1] A.O. Kasyanov, A.A. Kosogor, I.S. Omel'chuk, Yu.G. Popov. The efficiency estimation of the super-directed receiving digital antenna arrays at HF-range // Radioengineering 2014. № 8. P. 24 – 31.

[2] Gilbert E.N., S.P. Morgan Optimum design of directive antenna arrays subject to random variations Bell Syst. Tech.J. vol. 34 pp 637-663, May 1955.

[3] Newman E.H., Richmond J.H., Walter C.H. Superdirective Receiving Arrays, IEEE Trans. Antennas Propagat, vol AP-26, pp 629 - 635 Sept. 1978.

[4] Monzingo R.A., Miller T.U. Adaptive antenna arrays: Theory introduction / Trans. from eng. M.: Radio & communication. 1986. P. 448.

[5] Brent A., Richard. P., Algorithms for Minimization without Derivatives, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1973.

[6] Horn R., Jonson Ch. Matrix analysis, M. World 1989. - 655 p.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Antenna with controlled polarization for RFID systems

Yuri B. Gimpilevich, Vladimir M. Iskiv, Andrey V. Lukyanchikov,
Yuri P. Mickhayluck, Alexandr A. Savochkin, Andrey A. Schekaturin
Sevastopol State University
Sevastopol, 29053, Russian Federation
pulson2011@gmail.com

Abstract: *A microstrip antenna with controlled linear polarization, designed for use in RFID systems of range 902 ... 928 MHz. A feature of the antenna is that the polarization is controlled by coaxial feeder, in which microwave energy is transmitted. Antenna pattern and polarization characteristics of the antenna are correspond to the calculated and changed slightly in the frequency range.*

Keywords: *microstrip antenna, linear polarization, polarization switching, RFID system.*

Антенна с управляемой поляризацией для RFID систем

Гимпилевич Ю.Б., Иськив В.М., Лукьянчиков А.В.,
Михайлюк Ю.П., Савочкин А.А., Щекатурин А.А.
Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
pulson2011@gmail.com

Аннотация: *Разработана микрополосковая антенна с управляемой линейной поляризацией, предназначенная для использования в RFID системах диапазона 902…928 МГц. Особенностью антенны является то, что управление поляризацией осуществляется по коаксиальному фидеру, по которому передается СВЧ энергия. Диаграмма направленности и поляризационные характеристики антенны соответствуют расчетным и слабо меняются в пределах рабочего диапазона частот.*

Ключевые слова: микрополосковая антенна, линейная поляризация, переключение поляризаций, RFID система.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

В настоящее время интенсивно развиваются RFID системы [1 — 3], в которых используются антенны линейной и круговой поляризаций [4], такие антенны могут объединяться в фазированные решетки [5].

Использование антенн с управляемой поляризацией позволяет увеличить эффективность RFID систем, так как в этом случае отпадает необходимость изменения положения антенны ридера при изменении положения RFID меток. Разработанная антенна обеспечивает формирование поля излучения линейной поляризации (горизонтальной или вертикальной). Изменение варианта поляризации осуществляется изменением постоянного напряжения, подаваемого на центральный проводник коаксиального кабеля, через который в антенну поступает СВЧ сигнал.

2. Конструкция антенны

Излучающий элемент антенны является микрополосковым, имеет квадратную форму. Точки возбуждения излучающего элемента расположены на вертикальной и горизонтальных осях.

Антенна выполнена на диэлектрическом СВЧ материале с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 3{,}48$ [6].

Конструкция разработанной антенны показана на рис. 1.



Рис. 1. Микрополосковая антенна с переключаемыми ортогональными поляризациями, слева — вид сверху, справа — вид снизу.

Fig. 1. Microstrip antenna with switchable orthogonal polarizations, at the left — the view from above, on the right — the bottom view

На рис. 1 видны положения двух точек возбуждения излучающего элемента (вид сверху) и положение платы управления микрополосковой антенной (вид снизу).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Работа разработанных антенных элементов была исследована в системе электромагнитного моделирования FEKO.

Принципиальная схема устройства управления показана на рис. 2.

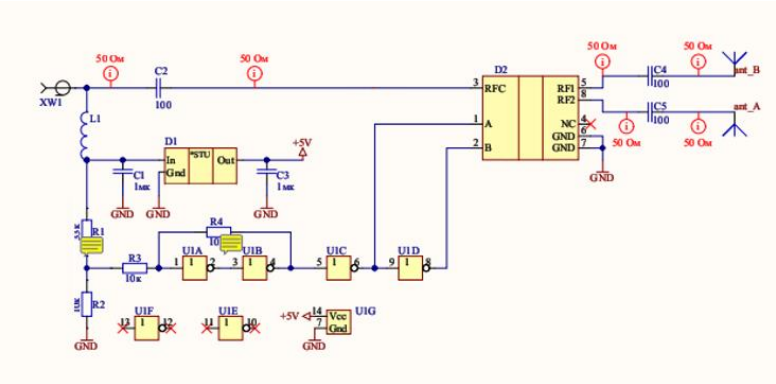


Рис. 2. Схема электрическая принципиальная устройства управления микрополосковой антенны с переключаемыми ортогональными поляризациями.

Fig. 2. Schematic diagram of the printed circuit board for the antenna with switched orthogonal polarizations

3. Результаты эксперимента

Сечения диаграмм направленности излучающего элемента в составе разработанной микрополосковой антенны с переключаемыми ортогональными поляризациями на основных поляризациях в двух ортогональных плоскостях для крайних частот рабочего диапазона f_1 = 902 МГц, f_2 = 928 МГц и средней частоты рабочего диапазона $f_{ср}$ = 915 МГц показаны на рис. 3.

На рис. 3 по вертикальной оси указаны значения в децибелах.

Из рис. 3 видно, что ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности равна $\Delta\theta_{0.5} = 80°$.

Кросс-поляризация разработанных излучающих антенных элементов составила на указанных частотах f_1, f_2 и $f_{ср}$ соответственно – 23 дБ, – 25 дБ и – 22 дБ.

Измерение коэффициента усиления разработанного антенного излучающего элемента осуществлялось методом эталонной антенны, в качестве которой была использована антенна с коэффициентом усиления G = 3 дБи [7]. Коэффициент усиления на частотах f_1, $f_{ср}$ и f_2 составил 4,6, 5,8 и 3 дБи соответственно.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

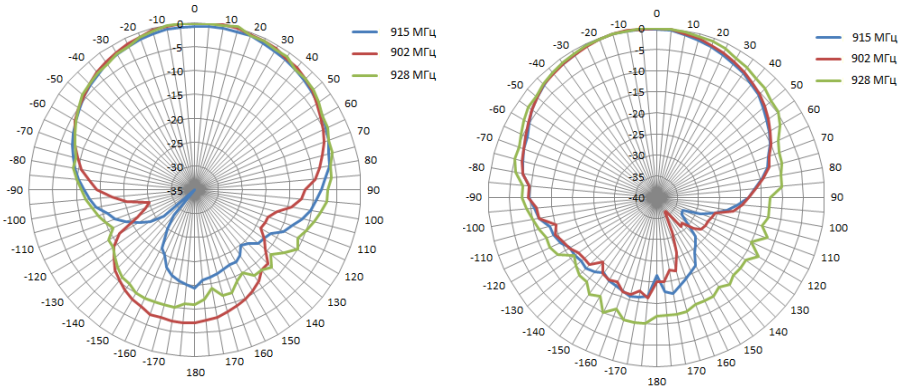


Рис. 3. Сечение диаграммы направленности микрополосковой антенны с переключаемыми ортогональными поляризациями в вертикальном (слева) и горизонтальном (справа) сечениях

Fig. 3. The cross sections of the microstrip antenna pattern with switchable orthogonal polarizations in the vertical (left) and horizontal (right) sections

4. Заключение

Таким образом, разработана микрополосковая антенна с переключаемой поляризацией. При моделировании работы антенны установлено, что входное сопротивление в точке возбуждения излучающей структуры имеет преимущественно активное значение, а его величина изменяется при изменении положения точки возбуждения. Выбор положения точек возбуждения был сделан таким образом, чтобы входное сопротивление составило 50 Ом. Результаты моделирования находятся в хорошем соответствии с результатами, полученными экспериментальным путем.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследований, проведенных при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (НИР № 115041610026 базовой части госзадания, соглашение № 15.1.18.4388.01).

Список литературы

[1] Savochkin A., Mickhayluck Y., Iskiv V., Schekaturin A., Lukyanchikov A., Savochkin D., Levin E.. Passive RFID System for 2D Indoor Positioning, 20th International Conferenceon Microwaves, Radar and Wireless Communicatons, MIKON2014, June 16-18, 2014, Gdansk, 2014, P. 771 - 773.

[2] Gimpilevich Y., Iskiv V., Mickhayluck Y., Savochkin A., Schekaturin A., Lukyanchikov A., Levin E.. Design and research of portable RFID localization system, Pro-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ceedings of IEEE East-West Design & Test Symposium, IEEE EWDTS, September 26-29, 2015, Batumi, 2015, P. 520 - 542.

[3] Gimpilevich Y.B., Savochkin D.A. RFID indoor positioning system based on read rate measurement information. Proceedings of the 9th IEEE International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), Odessa, September 16 — 20, 2013. — P. 546—548.

[4] Schekaturin A., Mickhayluck Y., Savochkin A.. Circularly polarized microstrip antenna for RFID systems, International Conference Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science, TCSET'2014, February 25-March 1, 2014, Lviv-Slavske, 2014, P. 177.

[5] Гимпилевич Ю.Б., Михайлюк Ю.П., Савочкин А.А., Щекатурин А.А., Левин Э.А. Разработка и экспериментальное исследование антенной решетки для системы RFID // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: матер. 25-й междунар. науч.-техн. конф. КрыМиКо'2015, Севастополь, 6—12 сентября 2015 г., Севастополь, 2015. Т. 1. С. 467 - 468.

[6] http://www.parkelectro.com/parkelectro/images/n9000a-a4.pdf

[7] http://www.lairdtech.com/products/if900-sf00

References

1] Savochkin A., Mickhayluck Y., Iskiv V., Schekaturin A., Lukyanchikov A., Savochkin D., Levin E.. Passive RFID System for 2D Indoor Positioning, 20th International Conferenceon Microwaves, Radar and Wireless Communicatons, MIKON2014, June 16-18, 2014, Gdansk, 2014, P. 771 - 773.

[2] Gimpilevich Y., Iskiv V., Mickhayluck Y., Savochkin A., Schekaturin A., Lukyanchikov A., Levin E.. Design and research of portable RFID localization system, Proceedings of IEEE East-West Design & Test Symposium, IEEE EWDTS, September 26-29, 2015, Batumi, 2015, P. 520 - 542.

[3] Gimpilevich Y.B., Savochkin D.A. RFID indoor positioning system based on read rate measurement information. Proceedings of the 9th IEEE International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), Odessa, September 16 — 20, 2013. — P. 546—548.

[4] Schekaturin A., Mickhayluck Y., Savochkin A.. Circularly polarized microstrip antenna for RFID systems, International Conference Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications, and Computer Science, TCSET'2014, February 25-March 1, 2014, Lviv-Slavske, 2014, P. 177.

[5] Gimpilevich Y., Mickhayluck Y., Savochkin A., Schekaturin A., Levin E.. Design and experimental research antenna array for RFID system, 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6-12 September, 2015, Sevastopol, 2015, 3. 467 - 468.

[6] http://www.parkelectro.com/parkelectro/images/n9000a-a4.pdf

[7] http://www.lairdtech.com/products/if900-sf00

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted with the support of the Ministry of Education and Science of the Russian Federation (research effort № 115041610026 of the base part of state assignment, the agreement № 15.1.18.4388.01).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Switching antenna array for ground penetrating radar

Evgeny V. Balzovsky, Yury I. Buyanov
National Research Tomsk State University
Tomsk, 634050, Russian Federation
tduty5@mail.ru

Abstract: *The paper presents the antenna array intended for use in ground penetrating radar to search for irregularities in quality control of roadway. The results of simulation and measurement of antenna elements and characteristics of their mutual influence are presented. The developed antenna array can be used at excitation by ultrawideband pulses and by scanning of continuous frequencies in the range of 0,5—2 GHz.*

Keywords: *radar, ultrawideband pulse, antenna array, bandwidth, combined antenna.*

Коммутируемая антенная решетка для георадара

Балзовский Е.В., Буянов Ю.И.
Национальный исследовательский Томский государственный университет
г. Томск, 634050, Российская Федерация
tduty5@mail.ru

Аннотация: *Представлена антенная решетка, предназначенная для использования в георадаре. Плоские печатные антенные элементы представляют собой комбинацию излучателей электрического и магнитного типов. Приведены результаты моделирования и измерений характеристик антенных элементов и их взаимного влияния.*

Ключевые слова: георадар, сверхширокополосный импульс, антенная решетка, полоса пропускания, комбинированная антенна.

1. Введение

Использование технологии радаров подповерхностного зондирования для исследования состояния автодорог позволяет диагностировать скрытые дефекты при строительстве и эксплуатации и вовремя предотвращать повреждения дорожного полотна. Несмотря на существование множества технических решений и готовых приборов, препятствием для

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

широкого внедрения таких устройств является невысокая скорость сканирования при движении, а также высокая цена на зарубежные изделия.

При создании отечественного сканера состояния автодорог могут быть применены алгоритмы, разработанные для систем радиовидения объектов, скрытых за непрозрачными препятствиями [1]. Облучение поверхностного слоя покрытия и нижележащих слоев дорожной одежды сверхширокополосными (СШП) импульсами наносекундной длительности обеспечивает высокое пространственное разрешение, а наличие энергии в низкочастотной части спектра — проникающую способность.

Построение радиоизображения слоистой структуры и неоднородностей дорожного полотна возможно с использованием синтезированной апертуры при перемещении приемо-передатчика радара вдоль дороги, а для увеличения ширины сканируемой полосы преимущественным является использование матрицы СШП антенн. Сложность диаграммообразующего устройства и стоимость компонентов вынуждает использовать вместо фазированной антенной решетки матрицу антенн, последовательно подключаемых к генератору или приемному устройству [2], а формирование диаграммы направленности проводить при математической обработке. Коммутатор должен вносить минимальные потери во включенном состоянии и обеспечивать развязку между входами в выключенном состоянии. Предлагается использовать быстродействующие полупроводниковые коммутаторы на основе готовых микросхем.

Для излучения и регистрации СШП сигналов требуются антенны, у которых характеристики направленности и входной импеданс сохраняются в полосе частот, достигающей двух и более октав. Антенна должна иметь минимально возможные размеры, если она используется как элемент антенной решетки. Этим требованиям удовлетворяют антенны, представляющие собой комбинацию излучателей электрического и магнитного типов [3]. Потери в зондируемой среде увеличиваются с ростом частоты, поэтому для увеличения глубины зондирования необходимо использовать сигналы, спектр которых смещен в область низких частот и занимает полосу 0,5—2 ГГц. Ниже описан вариант конструкции и приведены характеристики планарной СШП антенны с полосой пропускания 0,5—2 ГГц.

2. Конструкция антенной решетки

Вариант конструктивной реализации антенной решетки показан на рис. 1. Антенные элементы 1 разделены на блоки по четыре антенны и расположены в алюминиевом уголке 2. Расстояние между антеннами

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

150 мм, длина одного блока 0,6 м. Количество блоков определяет ширину полосы сканирования поверхности. Через разъемы 3 антенная решетка подключается к блоку коммутации. Снаружи решетка прикрывается обтекателем и крепится на подвижную платформу.

Антенный элемент представляет собой пластину фольгированного стеклотекстолита размером 110x110x1 мм, на которой печатным способом выполнен монополь 5 (рис. 1), закрепленный в алюминиевом уголке 7 сечением 120x120 мм. Свободный от металла участок платы 6 является излучателем магнитного типа. Амплитудно-фазовые соотношения для возбуждения излучателей обоих типов задаются размерами участка 6 и щелевой линии 8, которая является трансформатором сопротивлений. На задней стороне уголка расположен коаксиальный разъем, центральный электрод которого присоединен к монополю в точке 9.

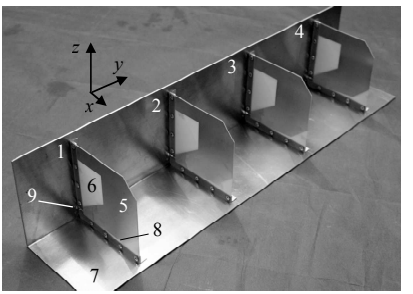


Рис. 1. Конструкция антенной решетки (1—4 — антенные элементы, 5 — электрический монополь, 6 — излучатель магнитного типа, 7 — металлический уголок (рефлектор), 8 — щелевая линия, 9 — коаксиальный разъем).
Fig. 1. The design of the antenna array (1—4 — antenna elements, 5 — electrical monopole, 6 — magnetic type radiator, 7 — aluminum corner as a reflector, 8 — tapered slot line, 9 —connector)

3. Характеристики антенного элемента

Результаты расчета КСВН одиночного антенного элемента в лицензионной программе CST Studio Suite и измерения с помощью анализатора цепей Agilent Technologies N5230C приведены на рис. 2. Различие может быть связано с тем, что в модели не учтены потери в диэлектрике.

Максимум излучения (θ_0, φ_0) лежит в плоскости xz и направлен под углом $\theta_0 = 45$ градусов к оси z. В направлении (θ_0, φ_0) излучение линейно поляризовано, плоскость поляризации параллельна пластине диэлектрика. Рассчитанные диаграммы направленности приведены на рис. 3 (кривые 1). Начало отсчета соответствует (θ_0, φ_0).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

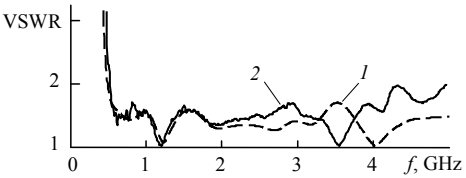


Рис. 2. КСВН антенного элемента (1 — расчет, 2 — измерения).
Fig. 2. VSWR of the antenna element (1 — simulations, 2 — measurements)

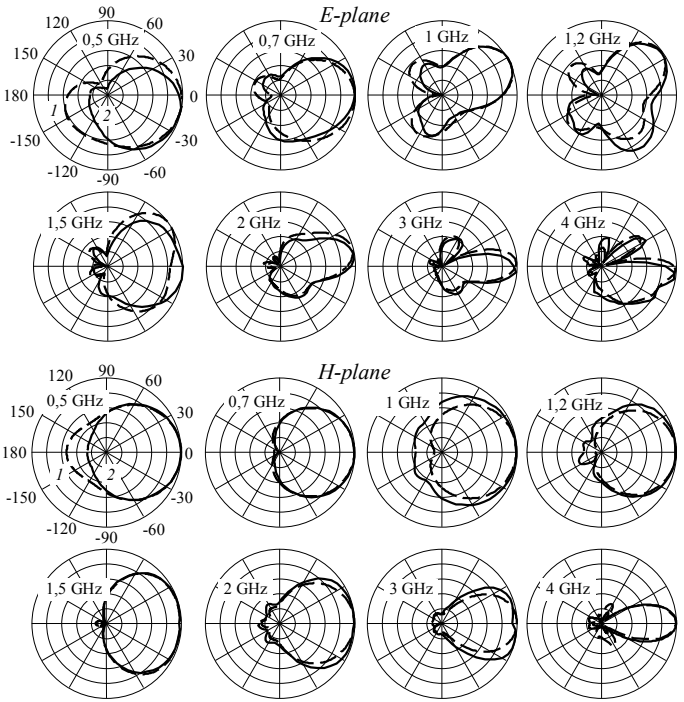


Рис. 3. Диаграммы направленности антенного элемента (1 — расчет, 2 — измерения).
Fig. 3. Patterns of the antenna element (1 — simulations, 2 — measurements)

Измерение диаграмм направленности проведено во временной области при возбуждении антенны биполярными импульсами напряжения длительностью 0,5 нс и 1 нс. Для каждого углового положения регистрировалась осциллограмма импульса на выходе вспомогательной СШП приемной антенны. С использованием преобразования Фурье получены угловые зависимости спектральных компонент в диапазоне 0,5—5 ГГц. Диаграммы направленности антенны приведены на рис. 3 (кривые 2).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Характеристики антенной решетки

Для учета взаимно влияния антенных элементов выполнены измерения КСВН внешних элементов 1 и 4 (рис. 1) и внутренних элементов 2 и 3, результаты представлены на рис. 4. Наличие соседних элементов для антенн 1 и 4 приводит к сдвигу нижней границы полосы согласования. Для внутренних элементов (2 и 3 на рис. 1) смещение нижней границы полосы пропускания более значительное (кривая 3 на рис. 4). При этом доля отраженной мощности в полосе 0,5—5 ГГц не превышает 0,2 от падающей. Измеренные коэффициенты передачи $|S_{mn}|$ между антенными элементами с номерами m и n приведены на рис. 5. Наибольшее влияние друг на друга оказывают соседние элементы (пары 1-2 и 2-3). Взаимное влияние удаленных элементов, меньше, чем соседних.

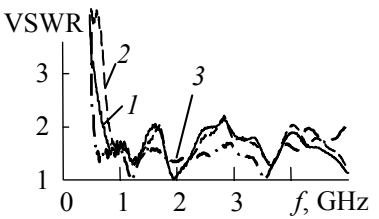


Рис. 4. КСВН антенн в решетке.
Fig. 4. VSWR of antennas in array

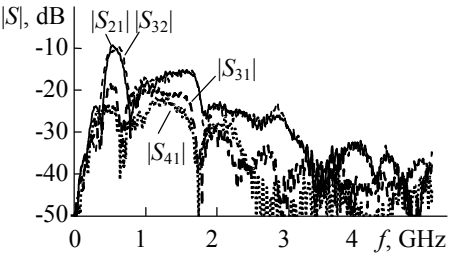


Рис. 5. Коэффициенты передачи между антеннами.
Fig. 5. Transmission coefficients between antennas

5. Антенный коммутатор

Для обеспечения малых потерь и высокой развязки между каналами был выбран СВЧ коммутатор PE42540DS Peregrine. Схема антенного переключателя приведена на рис. 6. Выход генератора или вход регистрирующего устройства подключается к порту RF C, антенны подключаются к портам RF1—RF4. Номер антенны определяется двоичным кодом на входах A и B. Верхний слой печатной платы выполнен из СВЧ диэлектрика RO4003 Rogers толщиной 0.25 мм, а нижний слой – из стеклотекстолита толщиной 0.5 мм. Плата размещена в алюминиевом корпусе и снабжена разъемами типа SMA. Вид коммутатора без крышки представлен на рис. 7.

На рис. 8 представлен коэффициент передачи от портов RF C и RF1. В измерениях остальные порты оснащались согласованными нагрузками. На рис. 9 представлена развязка между двумя портами RF 1 и RF 4 в случаях, когда к порту RF C подключен RF 1 (кривая 1), RF 2 или RF 3

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

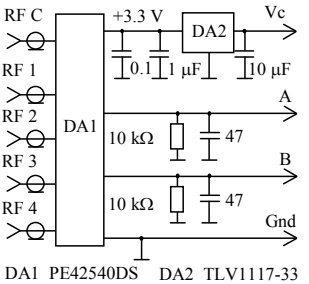


Рис. 6. Схема антенного коммутатора.
Fig. 6. Circuit diagram of switch

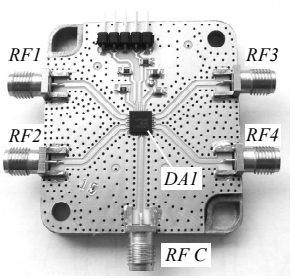


Рис. 7. Внешний вид платы коммутатора.
Fig. 7. The design of switch

(кривая 2) или RF 4 (кривая 3). В диапазоне частот до 2 ГГц уровень сигнала, проникающего из одного канала в другой, не превышает -60 дБ. Коэффициенты передачи из порта RF C в RF 1—RF 4 в состояниях «включено» и «выключено» представлены на рис. 10. Кривые 1—3 соответствуют RF 1—RF 3, соответственно, а кривая 4 – RF 4. Измеренные характеристики разработанного антенного переключателя позволяют использовать его в коммутируемой антенной решетке в диапазоне частот 0,5—2 ГГц.

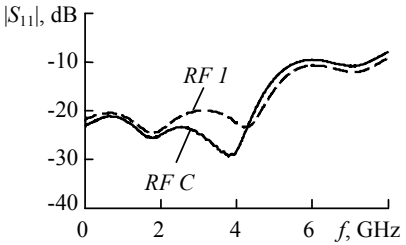


Рис. 8. Коэффициент отражения от входа RF C и выхода RF 1
Fig. 8. Return loss of RF C and RF 1

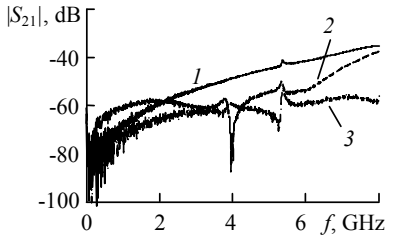


Рис. 9. Коэффициент передачи между RF 1 и RF 4.
Fig. 9. Cross coupling of RF 1 and RF 4

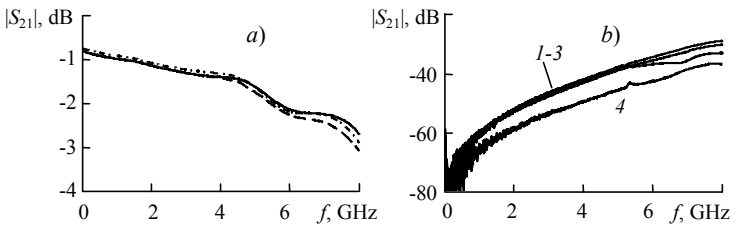


Рис. 10. Коэффициент передачи с RF C на RF 1—RF 4.
Fig. 10. Transmission coefficient from RF C to RF 1—RF 4 in states “on” (a) and “off” (b).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

6. Заключение

Разработана и исследована сверхширокополосная коммутируемая антенная решетка, предназначенная для использования в радаре подповерхностного зондирования. Антенные элементы согласованы с 50-омным фидерным трактом в полосе 0,5—5 ГГц, имеют выраженные направленные свойства. Несмотря на близкое расположение элементов в решетке, уровень взаимного влияния элементов не является критическим, хотя при этом ограничивается полоса согласования в области низких частот. Разработанная антенная решетка может быть использована как при возбуждении сверхширокополосными короткими импульсами, так и при частотном сканировании в диапазоне 0,5—2 ГГц.

Источники финансирования

Доклад подготовлен по итогам исследования в рамках программы Научного фонда им. Д. И. Менделеева Томского государственного университета (проект 8.2.48.2015).

Список литературы

[1] Якубов В. П., Шипилов С. Э., Суханов Д. Я., Клоков А. В. Радиоволновая томография: достижения и перспективы. Томск: НТЛ, 2014. 262 с.

[2] Satarov R.N., Kuzmenko I.Y., Muksunov T.R., Klokov A.V., Balzovskii E.V., Buyanov Y.I., Shipilov S.E., Yakubov V.P. Switched ultrawideband antenna array for radio tomography // Rus. Phys. J. 2013. V. 55. No. 8. P. 884-889.

[3] Балзовский Е.В., Буянов Ю.И., Люлякин А.П. Планарная СШП антенна для связи и радиолокации //24-я Международная Крымская конференция СВЧ-техника и телеком. технологии. Материалы конференции. Севастополь, 2014. Том I. С. 547-548.

References

[1] Yakubov V. P., Shipilov S.E., D.Y. Sukhanov, A.V. Klokov *Radiovolnovaya tomografiya: dostijeniya I perspektivi.* Tomsk, NTL, 2014. 262 p. (In Russian).

[2] Satarov R.N., Kuzmenko I.Y., Muksunov T.R., Klokov A.V., Balzovskii E.V., Buyanov Y.I., Shipilov S.E., Yakubov V.P. Switched ultrawideband antenna array for radio tomography. *Rus. Phys. J.*, 2013, vol. 55, no. 8, pp. 884 - 889.

[3] Buyanov Yu.I., Balzovsky E.V., Lukyakin A.P. [Planar ultrawideband antenna for communication and radiolocation]. *Proceedings: Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo), 24th International Crimean Conference*, 2014, pp. 547 - 548. (In Russian).

Acknowledgements

This research is conducted as part of the Program of Scientific Foundation n. a. D.I. Mendeleev in Tomsk State University (Project No. 8.2.48.2015).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Synthesis of the directional pattern the digital phased array antenna with a suppression zone

Vladimir Jr. Kuprits, Alexander V. Alexandrov
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
Tomsk, 634050, Russian Federation
tomskvlad@mail.ru

Abstract: *We study the synthesis of the directional pattern the digital phased antenna array with a suppression zone. It is shown that use of algorithms of discrete Fourier transform allows synthesizing a zone of suppression of the directional pattern the digital phased lattice antenna with the set parameters. Results of modeling of synthesis of the directional pattern for digital phased antenna arrays with a suppression zone is shown.*

Keywords: *digital phased antenna array, discrete Fourier transform, directional pattern.*

Синтез диаграммы направленности цифровой фазированной антенной решетки с зоной подавления

Куприц В.Ю., Александров А.В.
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
г. Томск, 634050, Российская Федерация
tomskvlad@mail.ru

Аннотация: *Исследуется синтез диаграммы направленности цифровой фазированной антенной решетки с зоной подавления. Показано, что использование алгоритмов дискретного преобразования Фурье позволяет синтезировать зону подавления диаграммы направленности цифровой фазированной антенной решетки с заданными параметрами. Приведены результаты моделирования синтеза диаграммы направленности цифровой фазированной антенной решетки с зоной подавления.*

Ключевые слова: цифровая фазированная антенная решетка, дискретное преобразование Фурье, диаграмма направленности.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Синтез диаграммы направленности (ДН) путем изменения фазового распределения антенны известен давно. Работы в этом направлении ведутся с 40-х годов прошлого века. В настоящее время существует большое количество методов, предназначенных для формирования нулей ДН. Классификация и обзор этих методов широко освещены в литературе, например, в [1] приводится обзор численных методов фазового синтеза нулей ДН антенной решетки. Однако, большинство из предлагаемых методов требуют больших вычислительных ресурсов, что осложняет их использование для радиотехнических систем, работающих в реальном времени. Поэтому представляет интерес поиск быстрых алгоритмов синтеза нулей ДН.

2. Исследуемая модель

Рассмотрим линейную цифровую фазированную антенную решетку (ЦФАР), состоящей из 72 антенных элементов. В случае равномерного амплитудно-фазового распределения на апертуре ЦФАР, ее диаграмма направленности имеет вид, показанный на рис. 1.

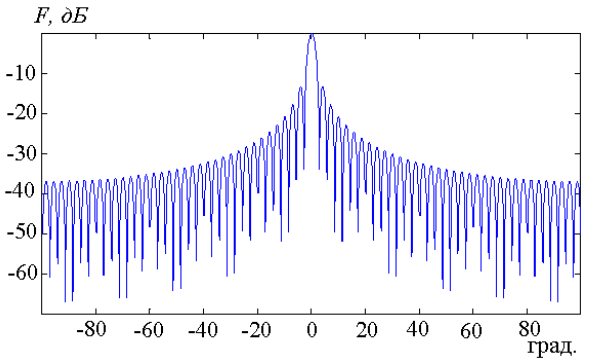


Рис. 1. Диаграмма направленности ЦФАР

Fig. 1. Directional pattern for digital phased antenna arrays

Заданная ДН ЦФАР с зоной подавления формировалась путем обнуления ее значений в заданных направлениях, как показано на рис. 2. После этого рассчитывались комплексные весовые коэффициенты для каждого элемента ЦФАР, которые при последующем синтезе ДН ЦФАР создавали вид заданной.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

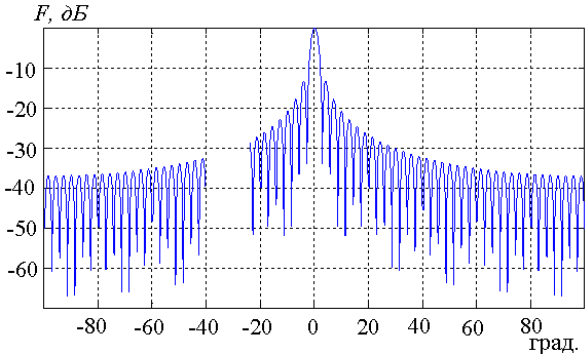


Рис. 2. Требуемая ДН ЦФАР с зоной подавления

Fig. 2. The required directional pattern for digital phased antenna arrays with a suppression zone

3. Практические результаты

Путем моделирования были рассчитаны комплексные весовые коэффициенты для формирования требуемой ДН ЦФАР, показанной на рис. 1. Для увеличения быстродействия расчет весовых коэффициентов проводился с использованием алгоритма быстрого преобразования Фурье. В результате моделирования синтезирована ДН ЦФАР, форма которой показана на рис. 3.

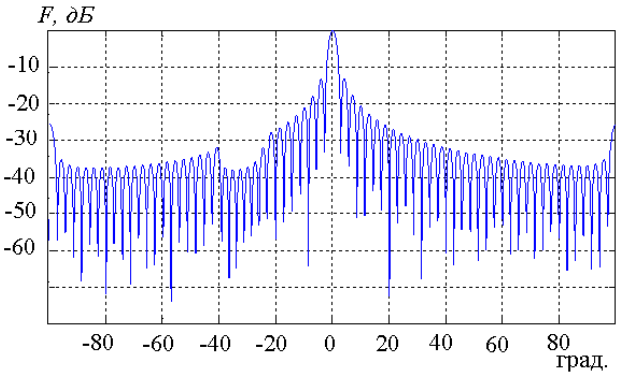


Рис. 3. Синтезированная ДН ЦФАР с зоной подавления, полученная в результате моделирования

Fig. 3. Results of modeling of synthesis of the directional pattern for digital phased antenna arrays with a suppression zone

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Как видно из рис. 1 достигнуто формирование зоны подавления на 5 – 7 дБ ниже уровня боковых по сравнению с исходной ДН ЦФАР.

4. Заключение

Таким образом, в работе исследована возможность синтеза ДН ЦФАР с зоной подавления путем использования быстрого преобразования Фурье. Использование этого алгоритма позволило значительно сократить время расчета комплексных весовых коэффициентов. При ширине зоны подавления порядка 20 градусов ее глубина (уровень) равна примерно минус 40 дБ по отношению к главному лепестку.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технического комплекса России на 2014-2020 годы», соглашение № 14.574.21.0101 (уникальный идентификатор RFMEFI57414X0101).

Список литературы

[1] МаничевА.О., КондратьевА.С., БалагуровскийВ.А. Методы фазового формирования расширенных глубоких нулей в диаграмме направленности фазированной антенной решётки со случайными искажениями амплитудно-фазового распределения / /Антенны. 2009.№9(148).С.17-28..

References

[1] Manichev A.O., Kondratyev A.S., Balagurovskiy V.A. Methods of phase formation of expanded deep zero in the directional pattern the phased array antenna with casual distortions of the amplitude-phase distribution//*Antenna.* 2009.№9 (148).C.17-28.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of project of the Federal Special Purpose Program «Research and development fields of science and industrial complex of Russia for 2014-2020, agreement No. 14.574.21.0101 (unique identifier RFMEF157414X0101).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Array antennas of the satellite television

Pham Van Vinh
Moscow Aviation Institute (National Research University)
Moscow, 125993, Russian Federation
phamvinh1609@gmail.com

Abstract: *The report discusses various design of antenna arrays in satellite television system. There have advantages and disadvantages of such antennas in comparison to commonly used practice reflector antennas. It describes the parameters and main characteristics of the antenna systems for satellite television. Option of constructing the antenna, which allowed to minimize the weight and size characteristics and extend the functionality of the system by combining two bands in the same aperture and application of modern technologies is considered.*

Keywords: *antenna arrays for satellite television system, microstrip antenna arrays, antenna arrays, which were manufactured by electroforming technology.*

Антенные решетки спутникового телевидения

Фам Ван Винь
Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)
г. Москва, 125993, Российская Федерация
phamvinh1609@gmail.com

Аннотация: *В докладе рассматриваются различные конструкции антенных решеток, применяемых в системах спутникового телевидения. Отмечаются достоинства и недостатки таких решеток по сравнению с широко применяемыми на практике зеркальными антеннами. Описываются параметры и основные характеристики антенных систем спутникового телевидения. Рассматривается вариант построения антенны, позволяющий минимизировать массогабаритные характеристики и расширить функциональные возможности системы за счет совмещения двух диапазонов в одной апертуре и применения современных технологий изготовления антенного полотна и распределительной системы.*

Ключевые слова: *антенные решетки систем спутникового телевидения, микрополосковые антенные решетки, антенные решетки, выполненные по технологии гальванопластики.*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

На современном этапе развития систем спутникового телевидения возникает необходимость совершенствования конструкций и улучшения технических характеристик передающих и приемных телевизионных антенн. Непрерывное увеличение информационной емкости телевизионных каналов также способствует модернизации антенн, применяемых в системах спутникового телевидения. Одним из важнейших требований к антеннам является их компактность, а также небольшие массогабаритные параметры. Получившие широкое распространение параболические зеркальные антенны с механическим или электромеханическим сканированием, требуют применения громоздких поворотных устройств и имеют значительные продольные габариты, а также чувствительны к осадкам. Поэтому перспективным направлением является разработка антенных решеток (АР) спутникового телевидения.

Первые АР для приема программ со спутника появились в 70-х годах после запуска спутников «Москва», «Экран», «Радуга» и «Молния» [1]. Они имели лучшие массогабаритные характеристики по сравнению с зеркальными антеннами (ЗА), и обладали более высокой устойчивостью к изменению параметров окружающей среды. Однако повышение требований к качеству принимаемых сигналов требует расширения частотного диапазона антенной системы. Непрерывно меняются и требования к электрическим и общетехническим характеристикам. Конструкции современных антенных систем спутникового телевидения должны быть легкими и удобными для крепления на зданиях и внутри помещений.

Для непосредственного спутникового вещания выделены частотные интервалы в C и Ku диапазонах [2]. Поскольку радиочастоты являются ограниченным ресурсом, необходимо обеспечить возможность использования одних и тех же частот разными наземными станциями. Для этого применяют поляризационное разделение. В телевидении применяются две линейные поляризации вертикальная и горизонтальная для Ku диапазона, и две – круговые правая и левая для C – диапазона [3].

В 1986 г. для систем непосредственного телевещания было предложено применять плоские микрополосковые АР [4]. Недостатками таких антенн являются узкополосность и большие потери в полосковых фидерных линиях, которые в Ku диапазоне составляют 2-6 дБ/м. Поэтому перспективным направлением является применение технологии гальванопластики для изготовления антенных решеток, используемых в системах непосредственного телевещания [5].

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

2. Исследуемая модель

Двухдиапазонная и двухполяризационная работа антенной системы реализуется при сравнительно плотной схеме размещения излучателей в антенном полотне рис.1.

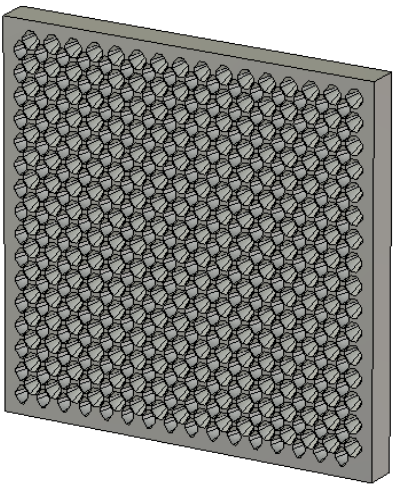
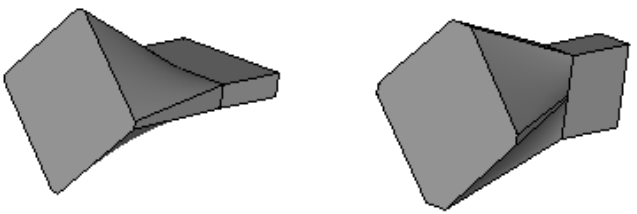


Рис. 1. Структура антенного полотна.

Fig. 1. Antenna element arrangement

Результаты моделирования геометрии элемента показали, что наименьшие искажения формы ДН АР при допустимом уровне дифракционного максимума получаются при форме раскрыва рупора, близкой к ромбической рис.2.



а) б)

Рис.2. Излучатели антенной решетки: а – излучатель, работающий в диапазоне 10.7-12,75 ГГц, б – излучатель, работающий в диапазоне 12.75-14,75 ГГц.

Fig. 2. Antenna array elements: a – an element, operating in the range 10.7-12,75 GHz, b - an element, operating in the range 12.75-14,75 GHz

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Рассматриваемые рупорные излучатели имеют раскрыв сложной формы, которая в первом приближении может быть аппроксимирована эллипсом. При такой форме излучающего раскрыва структура поля будет существенно отличаться от структуры поля в рупоре с прямоугольной формой излучающего раскрыва. Поскольку важнейшей характеристикой антенн телекоммуникационных систем является энергетический потенциал, то для таких антенн целесообразно определить структуру поля в раскрыве элемента. В докладе приводятся методики расчета поля излучения рупоров и результаты моделирования.

3. Практические результаты

Применение современных пакетов прикладных программ электродинамического моделирования антенн и устройств СВЧ позволяет существенно сократить этапы проектирования антенных систем, частично исключив, проведение натурных экспериментов на промежуточных этапах. Численный эксперимент позволяет с достаточной точностью оценить характеристики направленности и частотные характеристики антенн. В докладе путем численного электродинамического моделирования были определены характеристики направленности антенной решетки, состоящей из 256 элементов, работающих в нижней части телевещательного Ku – диапазона и 256 элементов, работающих в верхней части Ku – диапазона. Характеристики направленности рассчитаны с учетом взаимного влияния элементов антенных решеток, работающих в двух диапазонах. Также приводятся частотные характеристики согласования в рабочих полосах частот. Одна из частотных характеристик показана на рис.3.

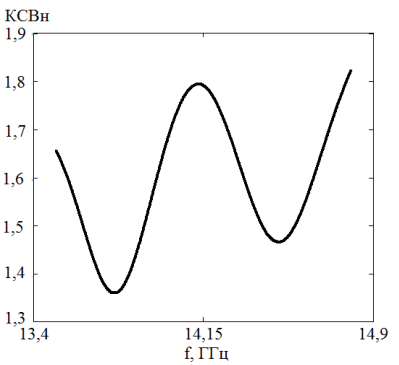


Рис. 3. Зависимость КСВ от частоты в верхней части телевещательного Ku-диапазона.

Fig. 3. The dependence of VSWR from frequency in the top of the TV broadcasting Ku-band

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Из рис. 3 видно, что антенная решетка имеет хорошее согласование с распределительной системой в рабочем диапазоне частот. В докладе также приводится структура распределительной системы, показаны конструкции делителей и представлены их частотные характеристики.

4. Заключение

Таким образом, в работе приведена электродинамическая модель антенной решетки. Рассмотрены диаграммы направленности и характеристики согласования. Показана возможность совмещения двух диапазонов в одной апертуре при допустимом изменении характеристик направленности и частотных характеристик.

Разработаны методики расчета характеристик направленности элементов антенной решетки. Показана возможность существенного сокращения времени расчета и требований к компьютерным ресурсам, путем аппроксимации сложной формы раскрыва излучателя простой геометрической формой, описываемой аналитической кривой. Определены характеристики направленности отдельных элементов антенной решетки и проведено сравнение этих характеристик с характеристиками, полученными путем численного электродинамического моделирования.

Список литературы

[1] Бушминский И. П., Тюхтин М. Ф. Приемные системы спутникового телевидения. - М.: Радио и связь, 1993, - 216 с.

[2] Всеволод Колюбакин. Система спутниковой мобильной связи Инмарсат. Санкт-Петербург: "Телеспутник", №156, октябрь 2008 г., Теле-Спутник. -С.90.

[3] Спутниковая связь и вещание: Справочник/ Под. ред. Я.Л. Кантора. – М:Радио и связь, 1997.

[4] Development of a Broadband and Squint-Free Ku-Band Phased Array Antenna System for Airborne Satellite Communications / D. Marpaung, C. Roeloffzen, W. Beeker et al. // InTech. – 2011. – P. 1-7.

[5] Овчинникова Е. В, Кондратьева С.Г. Многофункциональная антенная решетка для бортовой РЛС. Труды 7-й международной молодежной научно-технической конференции «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций РТ-2011», Севастополь, апрель 11-15, 2011 г.

References

[1] Booshminskiy I.P, Tukhtin M.F. Receive systems of the satellite television. *Radio and communication*, 1993, p. 216. (In Russian).

[2] Vsevolod Kolubakin. The system of Inmarsat mobile satellite communications. St. Petersburg: "Telesputnik", №156, October 2008, Tele-Satellite. -p.90. (In Russian).

[3] Satellite communications and broadcasting: Manual / Under. Ed. YL Cantor. - M: Radio and Communications, 1997. (In Russian).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[4] Development of a Broadband and Squint-Free Ku-Band Phased Array Antenna System for Airborne Satellite Communications / D. Marpaung, C. Roeloffzen, W. Beeker et al. // InTech. – 2011. – P. 1-7.

[5] E.V. Ovchinnikovf, S.G. Kondratieva Multi-array antenna for the onboard radar. Proceedings of the 7th International Youth Scientific and Technical Conference "Modern Problems of Radio Engineering and Telecommunications RT-2011", Sevastopol, up-Rel 11-15, 2011 (In Russian).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Один из вариантов двухчастотной антенны

Кирпанев А.В., Кузьмин А.А., Моряков С.Н.
Акционерное общество"Научно-производственное предприятие"Радар-ммс"
(АО "НПП"Радар ммс")
г. Санкт-Петербург, 197375, Российская Федерация
kirpanev_av@radar-mms.com

Аннотация: *В докладе рассмотрен один из вариантов антенны сантиметрового (X) и миллиметрового (W) диапазонов длин волн. В X-диапазоне используется волноводно-щелевая антенная решетка, излучающая поверхность которой совпадает с поверхностью твист-рефлектора антенны с поворотом плоскости поляризации W-диапазона. Приведены результаты компьютерного моделирования, выполненные для проверки влияния щелевых излучетелей волноводно-щелевой антенной решетки на характеристики антенны в W-диапазоне длин волн.*

Ключевые слова: волноводно-щелевая антенная решетка, облучатель, поляризация поля, транс-рефлектор, твист-рефлектор, диаграмма направленности.

1. Введение

В задачах радиолокационного обнаружения и контроля радиолокационной обстановки в некоторых случаях желательно использовать существенно разнесенные частотные диапазоны, для чего необходимо создавать двухчастотные радиолокационные станции (РЛС). Одной из наиболее сложных задач при этом является построение антенной системы, обеспечивающей приемлемые характеристики на двух существенно разнесенных частотах излучения. Известно, что при одинаковых волновых размерах излучающей поверхности антенн в W-диапазоне обеспечивается лучшее разрешение и распознавание радиолокационных объектов, что позволяет, например, реализовать режим радиовидения при посадке летательного аппарата (ЛА), обнаруживать провода, опоры линий электропередач и т.п. В то же время электромагнитные волны, излучаемые в W-диапазоне, при распространении в атмосфере затухают гораздо интенсивнее, чем волны, излучаемые в X-диапазоне [1,2]. Таким образом, двухдиапазонная РЛС при эффективном комплексировании способна успешно решать задачи как на больших, так и на малых дальностях, например, при посадке в низколетящем режиме ЛА, опасном сближении с поверхностью Земли или другим ЛА.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

2. Конструкция двухдиапазонной антенны

Одна из антенных систем X- и W-диапазонов, имеющая в своем составе волноводно-щелевую антенную решетку (ВЩАР), представлена в [3], где излучающая поверхность ВЩАР X-диапазона совмещена с отражателем зональной рефлекторной антенны Френеля (ЗАФ). Недостатком рассматриваемой антенны в W-диапазоне является невысокий коэффициент использования поверхности ЗАФ, что приводит к снижению коэффициента усиления по сравнению с параболической антенной. Другой недостаток связан с влиянием волноводного тракта и первичного облучателя W-диапазона на характеристики излучения антенны из-за затенения поля в апертуре и потерь в тракте. С вышеупомянутым недостатком для данной антенны также связана сложность реализации равносигнального направления или моноимпульсного режима, так как это приведет к еще большему затенению поля в апертуре.

Вариант антенны X- и W- диапазонов длин волн предложен в [4], где с излучающей поверхностью ВЩАР, работающей в X-диапазоне, совмещается поверхность твист-рефлектора антенны с поворотом плоскости поляризации (АППП), работающей в W-диапазоне (рис. 1).

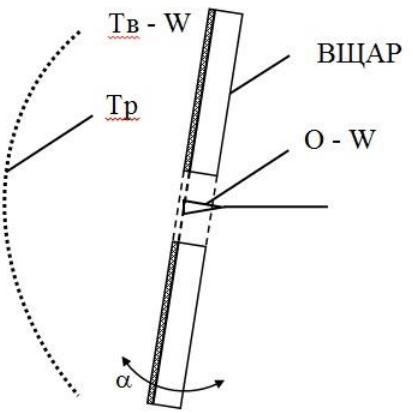


Рис. 1. Двухдиапазонная антенная система на основе ВЩАР и АППП
Тр – транс-рефлектор, Тв - W – твист-рефлектор W–диапазона, ВЩАР – волноводно-щелевая антенная решетка, О - W – облучатель W– диапазона, α - угол отклонения ВЩАР и твист-рефлектора

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Такая антенная система позволяет реализовывать сканирование до угловых значений ≤±35÷45° и равносигнальное направление. Следует заметить, что при повороте ВЩАР, совмещенной с твист-рефлектором, на угол α (рис.1) главный лепесток ДН отклоняется в X-диапазоне на угол α, а в W-диапазоне - на 2α. Последнее следует учитывать при одновременной работе РЛС в двух диапазонах.

3. Результаты моделирования

Для проверки влияния ВЩАР на работу АППП в W-диапазоне было выполнено компьютерное моделирование для двух антенн с одинаковыми размерами, одна из которых являлась обычной АППП, а у другой твист-рефлектор был совмещен с ВЩАР (рис. 2). Выбор такого варианта обусловлен хорошо известными характеристиками антенн подобной конструкции W-диапазона, полученными с помощью компьютерного моделирования и подтвержденными натурными исследованиями. Основная задача моделирования заключалась в проверке влияния щелевых отверстий в твист-рефлекторе на характеристики антенны.

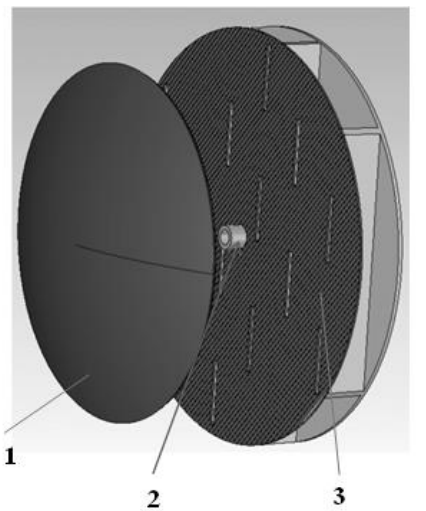


Рис. 2. Модель антенны при центральном расположении облучателя
1 – транс-рефлектор, 2 – облучатель, возбуждаемый трактовой волной H_{11},
3 – твист-рефлектор

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

На рис. 3 и 4 приведены результаты моделирования, представляющие собой, соответственно, сечения в Е- и Н-плоскостях. На графиках жирной линией (1) показаны сечения ДН АППП без ВЩАР, а тонкой линией (2) – сечения ДН АППП с ВЩАР.

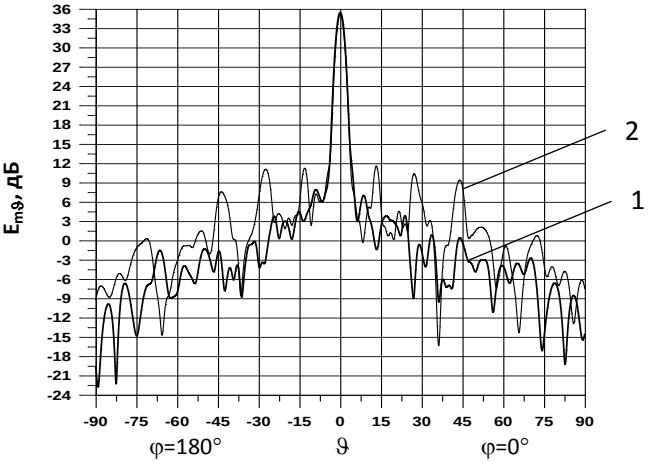


Рис. 3. Сечения ДН в Е-плоскости

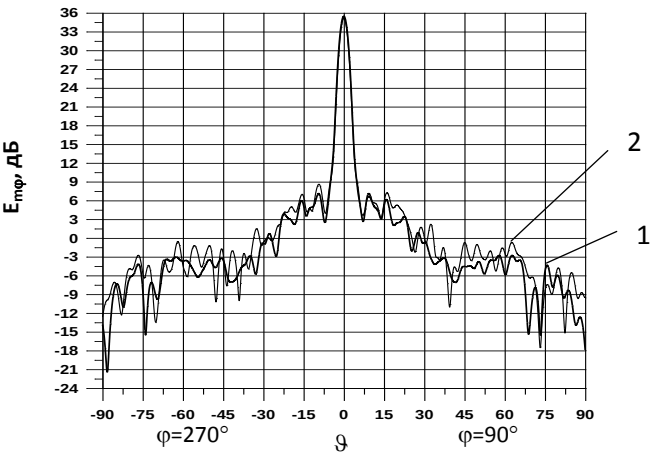


Рис. 4. Сечения ДН в Н-плоскости

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Как следует из рисунков 5 и 6, АППП с ВЩАР в W-диапазоне имеют приемлемые для использования на практике характеристики излучения. Сравнительные характеристики АППП с ВЩАР и без ВЩАР представлены в табл. 1.

Табл. 1. Сравнительные характеристики АППП с ВЩАР и без ВЩАР

Основные характеристики АППП	без ВЩАР	с ВЩАР
Коэффициент направленного действия	35,5 дБ	35,1 дБ
Ширина ДН	2,8°	2,7°
Уровень боковых лепестков	27 дБ	23,5 дБ

4. Заключение

Предложенный вариант двухдиапазонной антенны позволяет получить приемлемые для практического применения характеристики и при этом обеспечить большой сектор сканирования. Результаты компьютерного моделирования показали незначительное влияние щелевых излучателей ВЩАР на характеристики антенны в W-диапазоне длин волн.

Список литературы

[1] П.И. Дудник, Г.С. Кондратенков, Б.Г. Татарский, А.Р. Ильчук, А.А.Герасимов. Авиационные радиолокационные комплексы и системы/ Под ред. П.И. Дудника. М.: Изд. ВВИА им. проф. Н.Е.Жуковского, 2006-1112с.

[2] Г.А. Андреев, А.А. Потапов. Миллиметровые волны в радиолокации// Зарубежная радиоэлектроника.-1984.-№11.-С.28-62.

[3] Патент № 2435263 С1. Российская Федерация, МПК H01Q21/00. Двухдиапазонная антенна./ Л.В. Заводов, А.В. Каялин, А.Н. Степаненко, Г.В. Фельдшерова. Патентообладатель: ОАО “Научно-исследовательский институт радиоэлектронных комплексов”; Заявл. 28.04.2010; опубл. 27.11.2011.

[4] А.В. Кирпанев, А.А. Кузьмин, С.Н. Моряков Двухдиапазонная антенна с существенно разнесенными частотами// Вопросы радиоэлектроники. – 2016. - №1 - Сер.ОТ - стр.5-8.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

«Lowcost» антенные решетки

Обуховец В.А.
Южный федеральный университет
г. Ростов-на-Дону,344006, Российская Федерация
vao@tgn.sfedu.ru

Аннотация: *Проанализированы основные составляющие высокой стоимости ФАР. Показано, что в ряде применений решеток можно пойти по пути упрощения их конструкций при некоторой потере потенциальных возможностей ФАР. Представлен обзор работ по созданию ФАР «без фазовращателей», решеток с интегрированными излучателями, с упрощенными диаграммообразующими схемами. Приведены результаты исследования микрополосковых ФАР отражательного и проходного типов.*

Ключевые слова: антенная решетка, фазовращатель, диаграммообразующая схема, сканирование, полосковая технология.

1. Введение

Фазированные антенные решетки (ФАР) находят все большее применение в радиоэлектронных комплексах, благодаря своим многочисленным достоинствам и уникальным свойствам. Вместе с тем основной областью их использования остается военная техника, в то время как разработчики гражданских систем, например, систем бурно развивающейся мобильной связи, не могут себе позволить применять их ввиду очень высокой стоимости ФАР. В настоящей работе проанализированы основные составляющие стоимости элементов конструкции ФАР. Показано, что в значительной степени цена решетки определяется стоимостью приемопередающих модулей, включающих в себя, как правило, не только непосредственно антенный излучатель, но и фазовращатели, усилители мощности для работы в передающем режиме и малошумящие усилители в приемном режиме, цепи питания и управления. Другой основной составляющей стоимости ФАР является система распределения мощности - диаграммообразующая схема (ДОС), а также система управления. Перечисленные составляющие ФАР, как системы, позволяют реализовать важнейшие для практики потенциальные возможности решетки. Вместе с тем в целом ряде применений решеток можно пойти по пути упрощения их конструкций при некоторой потере в качестве ФАР.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

2. Схемы питания излучателей ФАР

Степень сложности конструкции ФАР, в первую очередь, определяется способом питания излучателей: по схеме закрытого или оптического типа [1]. ДОС оптического типа отличаются простотой построения и, как следствие, более низкой стоимостью. Своеобразной «платой» за такое упрощение является пониженная помехозащищенность и увеличенные потери за счет рассеяния энергии. Применение закрытого металлического короба для уменьшения рассеяния приводит к появлению нежелательных и труднопредсказуемых резонансов, приводящих к изрезанности частотных характеристик. Для их устранения внутреннюю поверхность короба покрывают радиопоглощающим материалом, однако этот прием приводит к дополнительным потерям. Среди ДОС оптического типа простотой конструкции выделяются отражательные схемы [2–4], принцип действия которых подобен работе зеркальных антенн. Для их построения, как правило, требуется вдвое меньше элементов, чем для проходных ДОС, являющихся аналогом линзовых антенн.

При разработке ФАР с дискретным сканированием на основе многолучевых систем с использованием схем возбуждения закрытого типа также существует альтернатива выбора между ДОС проходного (рис. 1) и ДОС отражательного [2] типа (рис. 2).

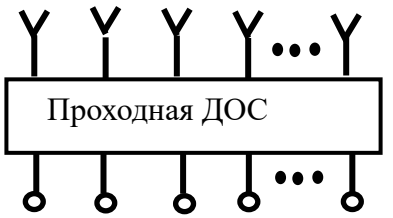


Рис. 1. Проходная ДОС



Рис. 2. Отражательная ДОС

Матрица рассеяния проходной ДОС имеет вид $[S]=\begin{bmatrix}[S_{11}] & [S_{12}]\\ [S_{12}] & [S_{22}]\end{bmatrix}$.

Размер каждого блока $\lfloor S_{ij} \rfloor$ равен $N \times N$, общее число элементов матрицы $3N^2$. Отражательная ДОС имеет втрое меньшее количество элементов матрицы рассеяния. Соответственно реализация такой ДОС значительно проще. Однако, для работы ФАР с отражательной ДОС необходимо при-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

менить N циркуляторов (на рис. 2 для упрощения показан только один циркулятор).

3. ФАР с уменьшенным количеством излучателей и фазовращателей

Размеры излучающего раскрыва решетки диктуются требуемыми направленными свойствами. Расстояния между излучателями ограничиваются условием отсутствия побочных главных максимумов. Поэтому в эквидистантных решетках размеры раскрыва однозначно определяют число излучателей. Для снижения их количества, а следовательно, и стоимости решетки разрабатываются неэквидистантные решетки [5]. Проектирование таких «прореженных» ФАР сводится, в основном, к вычислению оптимальных координат расположения излучателей [6]. Следует отметить, что расплачиваться за экономию количества излучателей в подобных решетках приходится значительным усложнением системы управления сканированием.

Еще одним направлением в создании ФАР пониженной стоимости является разбиение решетки на систему подрешеток [7, 8, 15]. Все излучатели в пределах одной подрешетки возбуждаются с одинаковыми фазами, а сканирование реализуется путем изменения фазовых сдвигов между подрешетками. Этот способ позволяет снизить стоимость решетки за счет упрощения диаграммообразующей схемы и уменьшения количества фазовращателей, а в некоторых вариантах ФАР – и числа усилителей [8]. Кроме того, разделение ФАР на подрешетки позволяет использовать электронные коммутаторы, переключающие режимы «прием – передача», не для каждого излучателя в отдельности, а только на входах подрешеток. Этот подход позволяет существенно сэкономить средства на приобретение очень дорогостоящих переключателей.

Использование подрешеток снижает стоимость ФАР, но приводит к необходимости решать проблемы подавления дифракционных максимумов, поскольку расстояние между центрами подрешеток достаточно велико. Это реализуется введением весовых коэффициентов возбуждения излучателей подрешеток за счет усложнения системы питания.

Более сложный вариант построения ФАР представляет собой систему перекрывающихся подрешеток. В этом случае удается не только получить низкий уровень боковых лепестков в диаграмме направленности, но и

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

обеспечить подавление побочных главных максимумов до приемлемого уровня [7].

4. ФАР «без фазовращателей»

Большое число публикаций посвящено созданию «ФАР без фазовращателей», когда для управления фазами токов в излучателях применяются *p-i-n* диоды и *MEMS* – структуры; фазосдвигающие элементы на базе жидкокристаллических аттенюаторов и на основе элементов фотоники в интегрально-оптическом исполнении; печатные излучающие устройства, интегрированные с пленочными сегнетоэлектрическими фазовращателями и др. [10–12]. Микрополосковые решетки наиболее удобны для разработки таких ФАР. Во-первых, технология их изготовления отличается наименьшими затратами. Во-вторых, в решетках этого типа можно применять конструкции излучателей, интегрированные с устройствами управления фазой [13, 14]. На рис. 3 в качестве простейшего примера схематически показана конструкция вибраторного излучателя отражательной антенной решетки. С одной стороны вибратор замкнут на экран, с другой его стороны короткое замыкание могут создавать *p-i-n* диоды при подаче на них управляющего напряжения. В зависимости от величины *l* изменяется фаза поля, отраженного от такого интегрированного излучателя (рис. 4).

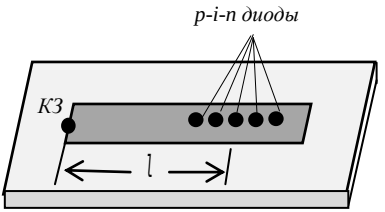


Рис. 3. Топология элемента ЧСС

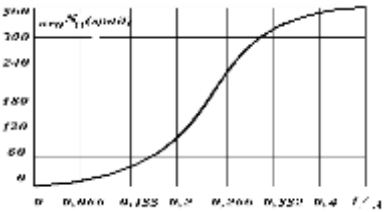


Рис. 4. Фазовая характеристика ЧСС

5. Заключение

Таким образом, в работе проанализированы методы разработки ФАР с пониженной стоимостью. Показано, что создание фазированных антенных решеток с полным перечнем потенциальных возможностей требует огромных затрат средств. Вместе с тем, в целом ряде областей применения нет необходимости в реализации всех достоинств и возможно-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

стей ФАР. Разумное ограничение в количестве функций решетки позволяет в принципе решить проблему создания ФАР с относительно невысокой стоимостью.

Список литературы

[1] Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высшая школа, 1988. 431 с.

[2] Обуховец В.А., Касьянов А.О. Микрополосковые отражательные антенные решетки. Методы проектирования и численное моделирование. М.: Радиотехника, 2006.

[3] Ethier J., Chararmir M.R., Shaker J., Lee D. Development of novel low-cost reflectarrays // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2012. V. 54. No.3. P.277-287.

[4] Nayeri P., Yang F., Elsherbeni A. Beam-scanning reflectarray antennas // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2015. V. 57. No.8. P.32-47.

[5] Haupt R.L. Thinned Arrays Using Genetic Algorithms // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 1994. V. 42. No. 7. P. 993-999.

[6] Simeoni M., Lager I.E., Coman C.I., Trampuz C. Interleaved array antennas design – (almost) deterministic strategies // PIERS Online. 2010. V. 6. No.6. P.564-568.

[7] Azar T. Overlapped subarrays: review and update // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2013. V. 55. No.2. P.228-234.

[8] D'Urso M., Grazia L., Buonanno A. Reducing the number of amplitude controls in radar phased arrays // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2010. V. 58. No. 9. P.3060-3064.

[9] Qu S.-W., Li P.-F., Xia R.-L., Yang S.-W., Hu J., Nie Z.-P. Low-cost periodic sparse cavity-backed phased array based on multiport elements // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2015. V. 63. No. 9. P.4175-4179.

[10] Chen P.Y., C. Argyropoulos, A. Alu. Terahertz antenna phase shifters using integrally-gated graphene transmission lines // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. V.61, No.4. P.1528 – 1537.

[11] Bildik S., Dieter S., Fritzsch C., Menzel W., Jakoby R. Reconfigurable folded reflectarray antenna based upon liquid crystal technology // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2015. V. 63. No. 1. P.122-132.

[12] Goel P., Vinoy K.J. A low-cost phased array antenna integrated with phase shifters cofabricated on the laminate // Progress In Electromagnetics Research B. 2011. V. 30. P.255, 277.

[13] Обуховец В.А., Касьянов А.О. Фазирование излучателей микрополосковых отражательных решеток. «24th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014). 7—13 September». Sevastopol, Crimea, Russia. С. 453-454.

[14] Обуховец В.А., Касьянов А.О. Потенциальные возможности и области применения полосковых решеток // Антенны. 2011. № 6 (170). С.3-17.

[15] Alfred Q.M., Chakravarty T. , Sanyal S.K. Overlapped subarray architecture of an wideband phased array antenna with interference suppression capability // Journal of Electromagnetic Analysis and Applications. 2013. No. 5. P. 201-204.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Ultrawideband receiving dipole antenna 0,15–2 GHz

Evgeny V. Balzovsky, Yury I. Buyanov, Vladimir I. Koshelev, Eduard S. Nekrasov
Institute of High Current Electronics SB RAS
Tomsk, 634055, Russian Federation
koshelev@lhfe.hcei.tsc.ru

Abstract: *The design and results of the measurements of UWB receiving active dipole antenna are presented. The designed antenna is intended for measuring waveform of electric field strength of short pulses with low distortions in the range of 0,15 to 2 GHz. Two samples of the antenna are considered in the report – with chip balun on PCB and with external UWB balun. The waveforms at the output of both antenna samples are slightly different from the waveform at the output of the reference TEM-antenna.*

Keywords: *ultrawideband pulse, active antenna, dipole antenna, four-pole network, balanced-to-unbalanced unit.*

Сверхширокополосная дипольная приемная антенна 0,15–2 ГГц

Балзовский Е. В., Буянов Ю. И., Кошелев В. И., Некрасов Э. С.
Институт сильноточной электроники СО РАН
г. Томск, 634055, Российская Федерация
koshelev@lhfe.hcei.tsc.ru

Аннотация: *Приведена конструкция и результаты исследования активной дипольной антенны с малыми электрическими размерами, предназначенной для измерения мгновенной напряженности электрического поля коротких импульсов длительности с малыми искажениями в диапазоне от 0,15 до 2 ГГц. Рассмотрены два варианта антенны – с чип-симметратором, установленном на плате антенны, и внешним симметратором. Временная форма импульсов напряжения на выходе антенны и эталонной ТЕМ-антенны отличается незначительно.*

Ключевые слова: сверхширокополосный импульс, активная антенна, дипольная антенна, четырехполюсник, симметратор.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Для регистрации временной формы сверхширокополосных (СШП) электромагнитных импульсов длительностью 1–4 нс с малыми искажениями необходимы приемные антенны, обладающие следующими свойствами: напряжение на выходе антенны пропорционально напряженности электрического поля; малые электрические размеры антенны; наличие и постоянство фазового центра; диаграмма направленности антенны сохраняет положение максимума в диапазоне частот, занимаемых спектром импульсов. Наиболее полно этим требованиям соответствуют активные дипольные антенны.

Для уменьшения частотной зависимости импеданса диполя предпочтительно использовать рассогласованный режим – нагрузкой является активный четырехполюсник с емкостным характером импеданса, уменьшение чувствительности антенны компенсируется вносимым усилением [1, 2]. В работах [3–5] приведены варианты конструкций таких антенн для регистрации импульсов длительностью до 2 нс, при этом нижняя частота полосы рабочих частот ограничена значением $f_l = 0{,}3$ ГГц. Для регистрации импульсов длительностью 4 нс необходимо уменьшить f_l до 0,15 ГГц.

Особенностью упомянутых антенн является симметричный выход, достоинством является подавление синфазных токов, наводимых на оплетке кабеля. Однако габариты и сложность симметратора затрудняют использование такой антенны. Для устранения этого недостатка предлагается использовать симметратор в интегральном исполнении, который монтируется непосредственно в антенну. Конструкция дипольной антенны со смещенной вниз f_l и её вариант со встроенным симметратором и результаты измерений их характеристик приведены ниже.

2. Конструкция антенны

Схема активной антенны с внешним симметратором приведена на рис. 1а. Плечи диполя 1 и 2 присоединены на вход активной цепи, состоящей из двух идентичных усилителей 3 и 4. Двумя кабелями, образующими экранированную двухпроводную линию 5, антенна присоединена к симметратору. Симметратор [4] состоит из инвертора, который представляет собой два плавных перехода с микрополосковой линии на двухпроводную линию 6, включенные встречно, при этом полосок одной линии переходит в земляную пластину другой линии, а также отрезка линии 7, компенсирующего время задержки сигнала τ_d в инверторе. Сигналы с инвертора и линии 7 складываются в сумматоре 8. Выделенная противофазная компо-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

нента сигнала поступает на выход 9. Схема антенны со встроенным симметратором приведена на рис. 1b. В качестве такого симметратора выбран элемент B0430J50100AHF Anaren, его размеры 2x1,3x0,7 мм. В этом случае антенна имеет несимметричный выход.

Схема одного канала активного элемента приведена на рис. 2. Плечи диполей секционированные, в разрыв проводника установлен резистор для уменьшения частотной зависимости импеданса [6]. Полевой транзистор ATF38143 Avago Technologies включен по схеме с общим истоком. При напряжении питания $V_c = 3$ В ток потребления каждого канала не превышает 25 мА. Частотные свойства четырехполюсника определяются свойствами самого транзистора и номиналами элементов схемы. Поскольку ни один из доступных программных продуктов не позволяет проводить электродинамическое моделирование одновременно пассивных и активных элементов в поле падающей волны, то номиналы частотозадающих элементов и топология печатной платы подобраны экспериментально. Внешний вид антенн, выполненных печатным монтажом на пластине стеклотекстолита, приведен на рис. 3. Пластина имеет размеры 60x40x1 мм. Плечи 1 и 2 диполя имеют ширину 8 мм. Элементы 3 и 4 – транзисторы, 5 – симметратор. Выходы антенн 6 выполнены полужестким коаксиальным кабелем. Напряжение питания подводится отдельным проводом 7.

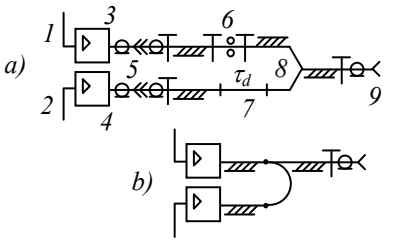


Рис. 1. Схема активной антенны с внешним (a) и встроенным (b) симметратором.

Fig. 1. Circuit diagram of active antenna with external (a) and internal (b) balun

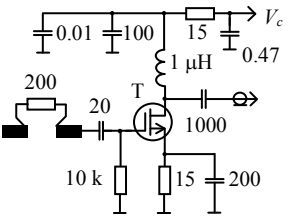


Рис. 2. Принципиальная схема одного канала активной антенны.

Fig. 2. Circuit diagram of one channel of active antenna

3. Характеристики антенн

Измерения характеристик приемных антенн проведены во временной области с использованием набора генераторов коротких СШП импульсов и комбинированных антенн, оптимизированных для эффективного излучения импульсов с различными спектрами. При возбуждении биполярны-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

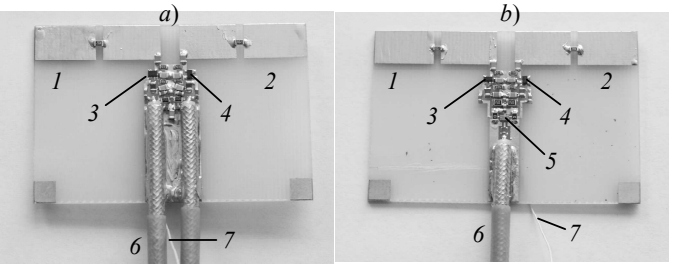


Рис. 3. Внешний вид антенн с симметричным выходом (a) и симметратором (b).

Fig. 3. Layout of active dipole antenna with balanced output (a) and unbalanced output (b)

ми импульсами (БИ) напряжения длительностью $\tau_p = 0{,}5$ нс использовалась комбинированная антенна [7] (КА 1), при возбуждении монополярными импульсами (МИ) с $\tau_p = 1$ нс – антенна [8] (КА 2), при возбуждении МИ с $\tau_p = 3{,}5$ нс и БИ с $\tau_p = 4$ нс – антенна [9] (КА 3). В качестве эталонной при измерении формы СШП импульсов использовалась ТЕМ-антенна с размерами земляной пластины 120х50 см и высотой раскрыва 8 см. Напряжение на выходе ТЕМ-антенны пропорционально напряженности падающего поля, а действующая длина в широком диапазоне не зависит от частоты, и согласно [10] равна половине высоты раскрыва.

На рис. 4 представлены временные формы импульсов напряжения на выходах приемных антенн. Кривые 1 соответствуют импульсам на выходе ТЕМ-антенны, кривые 2 и 3 – импульсам на выходах исследуемых дипольных антенн с внешним и встроенным симметраторами соответственно. Ограниченная полоса частот примененного интегрального симметратора приводит к искажению формы импульсов.

Для количественной оценки степени искажения временной формы импульсов, вычислялось среднеквадратическое отклонение σ формы импульса напряжения $U(t)$ на выходе исследуемой антенны и напряжения $V(t)$ на выходе эталонной антенны согласно выражению: $\sigma = \sqrt{\int_T \left[u(t-t_0) - v(t)\right]^2 dt \Big/ \int_T u^2(t)\,dt}$, где $u(t) = U(t) \Big/ \sqrt{\int_T U^2(t')\,dt'}$ и $v(t) = V(t) \Big/ \sqrt{\int_T V^2(t')\,dt'}$ – нормированные функции, T – временное окно, а t_0 – временной сдвиг $U(t)$ относительно $V(t)$, при котором σ принимает минимальное значение. Результаты расчетов приведены в Таблице 1. Действующая длина активной антенны с внешним симметратором равна 2 см, а со встроенным – 1,6 см.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

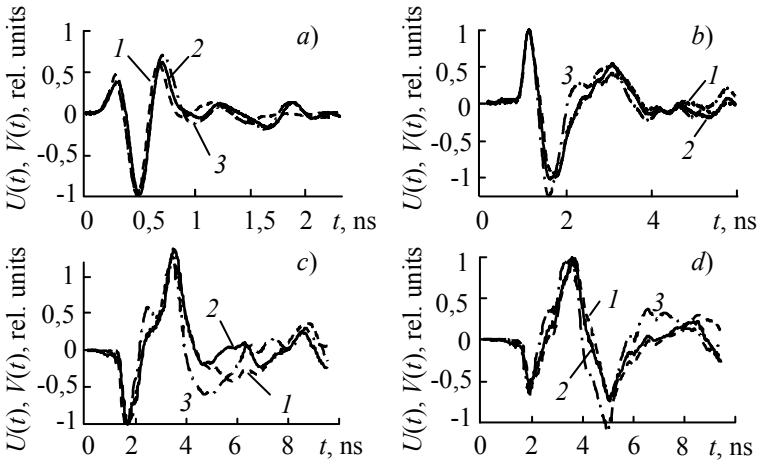


Рис. 4. Временные формы импульсов на выходах приемных антенн при возбуждении передающей антенны 0,5-нс биполярными импульсами (a), 1-нс монополярными импульсами (b), 3,5-нс монополярными импульсами (c) и 4-нс биполярными импульсами (d).

Fig. 4. Waveforms at the output of receiving antennas when transmitting antenna is excited by bipolar pulse of 0,5 ns duration (a), monopolar pulse of 1 ns duration (b), monopolar pulse of 3,5 ns duration (c) and bipolar pulse of 4 ns duration (d)

Табл. 1. Среднеквадратическое отклонение временной формы зарегистрированных импульсов от формы на выходе эталонной ТЕМ-антенны.

Table 1. Root mean square deviation of waveforms at the output of antenna under test and at the output of reference TEM-antenna

Импульс генератора	Излучающая антенна	Диполь со встроенным симметратором	Диполь с внешним симметратором
Биполярный, τ_p = 0,5 нс	КА 1	0,32	0,16
Монополярный, τ_p = 1 нс	КА 2	0,33	0,11
Монополярный, τ_p = 3,5 нс	КА 3	0,51	0,2
Биполярный, τ_p = 4 нс	КА 3	0,45	0,22

Частотная зависимость действующей длины активной антенны рассчитана с помощью преобразования Фурье зарегистрированных осциллограмм при разных τ_p. Модуль отношения спектра сигнала на выходе исследуемой антенны к спектру сигнала на выходе эталонной ТЕМ-антенны приведен на рис. 5. Кривые 1 соответствуют спектру импульсов, излученных КА 1, возбуждаемой БИ с τ_p = 4 нс, кривые 2 – КА 1, возбуждаемой МИ с τ_p = 3,5 нс, кривая 3 – КА 2, возбуждаемой МИ с τ_p = 1 нс, кривая 4 – КА 3, возбуждаемой БИ с τ_p = 0,5 нс. Полоса частот по уровню -3 дб для антенны со

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

встроенным симметратором составляет 0,2–2,2 ГГц, а для антенны с внешним симметратором равна 0,12–2,5 ГГц.

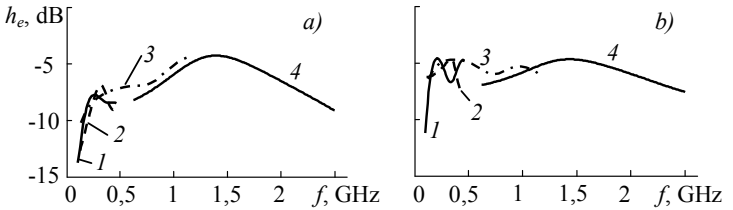


Рис. 5. Частотная зависимость действующей длины активной дипольной антенны со встроенным симметратором (a) и внешним симметратором (b).

Fig. 5. Effective height of active dipole antenna with balun on board (a) and external balun (b)

4. Заключение

Разработана и исследована активная дипольная приемная антенна с полосой частот 0,15–2 ГГц, предназначенная для регистрации коротких СШП импульсов длительностью 0,5–4 нс. Временная форма импульсов напряжения на выходе разработанной антенны незначительно отличается от формы импульсов на выходе эталонной ТЕМ-антенны, однако при использовании симметратора в интегральном исполнении с ограниченной рабочей частотной полосой искажения временной формы импульсов увеличиваются. Дальнейшая работа будет направлена на разработку антенны с более широкополосным встроенным симметратором.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта Российского научного фонда №16-19-10081.

Список литературы

[1] Буянов Ю. И., Смирнов В. П. Активные антенны. Томск: изд-во Томского гос. пед. инст., 1976. 90 с.

[2] Balzovskii E. V., Buyanov Yu. I., Koshelev V. I. An active antenna for measuring pulsed electric fields // Rus. Phys. J. 2007. V. 50 No. 5. P. 503-508.

[3] Koshelev V. I., Balzovsky E. V., Buyanov Yu. I. Ultra-wideband active receiving array with dual polarization. Ultra-Wideband, Short Pulse Electromagnetics 9. 2010. P. 269-276.

[4] Balzovskii E. V., Buyanov Yu. I., Koshelev V. I. Dual polarization receiving antenna array for recording of ultra-wideband pulses // J. Commun. Technol. Electron. 2010. V. 55. No. 2. P. 172-180.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[5] Balzovsky E. V., Buyanov Y. I., Koshelev V. I., Nekrasov E. S. Dual polarized receiving steering antenna array for measurement of ultrawideband pulse polarization structure // Rev. Sci. Instr. 2016. V. 87. No. 3. 034703.

[6] Овсянников В. В. Вибраторные антенны с резистивными нагрузками. М.: Радио и связь, 1985. 120 с.

[7] Efremov A. M., Koshelev V. I., Kovalchuk B. M., Plisko V. V., Sukhushin K. N. High-power sources of ultrawideband radiation with subnanosecond pulse length // Instrum. Exper. Techn. 2011. V. 54. No. 1. P. 70-76.

[8] Andreev Yu. A., Buyanov Yu. I., Koshelev V. I. A combined antenna with extended bandwidth // J. Commun. Technol. Electron. 2005. V. 50. No. 5. P. 535-543.

[9] Koshelev V. I., Andreev Yu. A., Efremov A. M., Kovalchuk B. M., Plisko V. V., Sukhushin R. N., Liu S. Study on stability and efficiency of high-power ultrawideband radiation source // J. Energy Power Eng. 2012. V. 5. No. 6. P. 771-776.

[10] Farr E. G., Baum C. E., Prather W. D., Bowen L. H. Multifunction impulse radiating antennas. Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics 4. 1999. P.131-144.

References

[1] Buyanov Yu. I., Smirnov V. P. *Activnie antenny*. Tomsk, Tomsk state pedagogical university, 1976. 90 p. (In Russian).

[2] Balzovskii E. V., Buyanov Yu. I., Koshelev V. I. An active antenna for measuring pulsed electric fields. *Rus. Phys. J.*, 2007, vol. 50, no 5, pp. 503 - 508.

[3] Koshelev V. I., Balzovsky E. V., Buyanov Yu. I. Ultra-wideband active receiving array with dual polarization *Ultra-Wideband, Short Pulse Electromagnetics 9*, 2010, pp. 269 - 276.

[4] Balzovskii E. V., Buyanov Yu. I., Koshelev V. I. Dual polarization receiving antenna array for recording of ultra-wideband pulses. *J. Commun. Technol. Electron.*, 2010, vol. 55, no. 2, pp. 172 - 180.

[5] Balzovsky E. V., Buyanov Y. I., Koshelev V. I., Nekrasov E. S. Dual polarized receiving steering antenna array for measurement of ultrawideband pulse polarization structure. *Rev. Sci. Instrum.*, 2016, vol. 87, no. 3, 034703.

[6] Ovsjannikov V. V. *Vibratornie antenny s resistivnymi nagruzkami*. Moscow, Radio i sviaz, 1985, 120 p. (In Russian).

[7] Efremov A. M., Koshelev V. I., Kovalchuk B. M., Plisko V. V., Sukhushin K. N. High-power sources of ultrawideband radiation with subnanosecond pulse length. *Instrum. Exper. Techn.*, 2011. vol. 54, no. 1, pp. 70 - 76.

[8] Andreev Yu. A., Buyanov Yu. I., Koshelev V. I. A combined antenna with extended bandwidth. *J. Commun. Technol. Electron*., 2005, vol. 50, no. 5, pp. 535 - 543.

[9] Koshelev V. I., Andreev Yu. A., Efremov A. M., Kovalchuk B. M., Plisko V. V., Sukhushin R. N., Liu S. Study on stability and efficiency of high-power ultrawideband radiation source. *J. Energy Power Eng*., 2012, vol. 5, no. 6, pp. 771 - 776.

[10] Farr E. G., Baum C. E., Prather W. D., Bowen L. H. Multifunction impulse radiating antennas. *Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics 4*, 1999, pp. 131 - 144

Acknowledgements

The paper is based on the results of research performed in the framework of the project of Russian Science Foundation No. 16-19-10081.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Ring digital scanning array with a reduced level of side lobes

Larisa I. Averina, Zhanetta V. Shaposhnikova
Joint Stock Company "Concern "Sozvezdie"
Voronezh, 394018, Russian Federation
averina@phys.vsu.ru

Abstract: *Method of amplitude-phase synthesis of the receiving ring antenna array having a radiation pattern with a desired level of side lobes, on the basis of genetic algorithm that optimizes two functional is proposed. Ratio for these functional through the parameters of the antenna system and the unknown complex coefficients are derived. By using the developed algorithm synthesis of the real antenna array and experimental measurements of its basic characteristics are conducted. The results showed that the use of antenna array synthesized with the proposed algorithm can increase the noise immunity of communication system.*

Keywords: *Ring receiving antenna array, amplitude-phase synthesis, genetic algorithm, communication range.*

Кольцевая цифровая сканирующая антенная решётка с пониженным уровнем боковых лепестков

Аверина Л.И., Шапошникова Ж.В.
АО «Концерн «Созвездие»
г. Воронеж, 394018, Российская Федерация
averina@phys.vsu.ru

Аннотация: *Предложена методика амплитудно-фазового синтеза приёмной кольцевой антенной решётки, имеющей диаграмму направленности с требуемым уровнем боковых лепестков, на основе генетического алгоритма, оптимизирующего два функционала. Выведены соотношения для данных функционалов через параметры антенной системы и искомые комплексные коэффициенты. С использованием разработанного алгоритма проведён синтез реальной антенной решётки и экспериментальные измерения её основных характеристик. Полученные результаты показали, что применение антенной решётки, синтезированной на основе предложенного алгоритма, позволяет увеличить помехоустойчивость системы радиосвязи.*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Ключевые слова: *кольцевая приёмная антенная решетка, амплитудно-фазовый синтез, генетический алгоритм, дальность связи.*

1. Введение

Одной из основных задач системы радиосвязи является обеспечение эффективного функционирования на заданных расстояниях как при отсутствии помех, так и при их наличии. Чтобы решить эти задачи при минимальных энергозатратах, необходимо использовать узконаправленные антенные системы. В настоящее время в качестве таких систем используются фазированные антенные решётки, которые позволяют не только концентрировать передаваемую энергию в заданном направлении, но и проводить пространственное сканирование, «перенацеливая» диаграмму направленности (ДН) с одного абонента на другого. Для систем радиосвязи рационально использовать кольцевые антенные решётки с небольшим числом излучающих элементов, что позволяет проводить круговое сканирование при незначительных технических и материальных затратах. Обычно для фазирования таких антенных решёток применяют коэффициенты, рассчитанные из геометрии системы и длины волны [1]. Однако получаемая при этом ДН обычно обладает высоким уровнем боковых лепестков, что приводит к ограничению дальности радиосвязи в присутствии помех. Одним из методов понижения уровня боковых лепестков является применение синтеза на основе Дольфа-Чебышёва [2]. Однако данный подход, во-первых, приводит к расширению главного лепестка ДН, а, во-вторых, он не позволяет контролировать изменение уровня чувствительности приёмной системы из-за амплитудно-фазового синтеза, которое может привести к уменьшению дальности связи при отсутствии помех.

Поэтому в работе предлагается методика амплитудно-фазового синтеза приёмной кольцевой антенной решётки на основе генетического алгоритма, позволяющая снизить уровень боковых лепестков диаграммы направленности системы без снижения её чувствительности.

2. Параметры системы, влияющие на дальность радиосвязи

Для того чтобы определить, какие параметры системы необходимо контролировать при проведении амплитудно-фазового синтеза антенной решётки, рассмотрим основные соотношения, определяющие дальность радиосвязи как при отсутствии помех, так и при их наличии. Излучаемая мощность, требуемая для достижения заданной достоверности при заданной дальности связи ($R_{\text{осн}}$) при отсутствии помех определяется соотношением:

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$P_{\text{пер}} = \frac{N \cdot L(R_{\text{осн}})}{G_{\text{пер}}} \frac{P_{\text{сш}}}{G_{\text{осн}}}. \quad (1)$$

Здесь $P_{\text{пер}}, P_{\text{пр}}$ – мощность излучаемого сигнала, $G_{\text{пер}}$ – коэффициент усиления передающей антенны, $G_{\text{осн}}$ - коэффициент усиления приёмной антенны по основному лепестку, $P_{\text{сш}}$ – мощность собственных шумов приёмника, N – заданное соотношение сигнал/шум на входе приёмного устройства, необходимое для требуемой достоверности принимаемой информации, L – потери энергии сигнала при распространении. Из выражения видно, что энергоэффективность системы связи можно увеличить за счёт увеличения отношения $G_{\text{осн}}/P_{\text{сш}}$ при амплитудно-фазовом синтезе приёмной антенной решётки.

Дальность радиосвязи при наличии помех ($R_{\text{пом}}$) определяется из уравнения:

$$L(R_{\text{пом}}) = \frac{P_{\text{пер}} G_{\text{пер}}}{N\left(\frac{P_{\text{сш}}}{G_{\text{осн}}} + P_{\text{п}} \frac{G_{\text{бок}}}{G_{\text{осн}}}\right)}. \quad (2)$$

Здесь $P_{\text{п}}$ – мощность помехи в точке приёма, $G_{\text{бок}}$ – коэффициент усиления приёмной антенны по боковому лепестку, $P_{\text{пер}}$ определяется выражением (1). Обычно данное уравнение решается графически, путём определения абсциссы точки пересечения кривой $L(R)$, найденной на основе одной из моделей распространения, и прямой, определяемой правой частью уравнения (2). Как известно, уровень потерь с увеличением расстояния растёт. Поэтому увеличить дальность радиосвязи при наличии помех можно за счёт увеличения отношения $G_{\text{осн}}/G_{\text{бок}}$ при амплитудно-фазовом синтезе приёмной антенной решётки.

3. Диаграммообразование с помощью цифровых антенных решёток

В настоящее время при создании систем связи широко используются фазированные антенные решётки, которые позволяют не только создавать лучи диаграммы направленности заданной ширины, но и проводить пространственное сканирование этими лучами. В цифровых антенных решётках (ЦАР) диаграммообразование происходит путем умножения отсчётов сигналов, поступающих от каждого антенного элемента на определённые фазовые коэффициенты. Обычно для формирования ДН используют фазовые коэффициенты, компенсирующие набеги фаз сигналов, поступающих от антенных элементов, что позволяет сложить эти сигналы в дальней зоне

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

в одной фазе. Тогда нормированное относительно мощности входного сигнала отношение сигнал/шум на входе приёмника будет определяться выражением:

$$\frac{G_{\text{осн}}}{P_{\text{сш}}} = \frac{\left(\sum_{i=1}^{N_{\text{эл}}} \dot{A}_i(\varphi_{\text{с}})\right)^2}{N_{\text{эл}} P_{\text{сш1}}} = \frac{\left(\sum_{i=1}^{N_{\text{эл}}} A_i(\varphi_{\text{с}}) \exp\left(j\phi_i(\varphi_{\text{с}})\right)\right)^2}{N_{\text{эл}} P_{\text{сш1}}}, \quad (3)$$

где $N_{\text{эл}}$ – количество элементов решётки, $\dot{A}_i(\varphi)$ – комплексная диаграмма направленности излучателя, $P_{\text{сш1}}$ – мощность собственных шумов одного канала решётки, $\varphi_{\text{с}}$ – угол ориентации основного лепестка ДН (направление прихода полезного сигнала). Расчёт ДН излучателя с учётом взаимного влияния элементов производится путем электродинамического моделирования полной подробной модели антенной решётки. Современные программные продукты, используемые для решения подобного рода задач, обеспечивают точность расчётов, ограниченную лишь располагаемыми вычислительными ресурсами.

Отношение $G_{\text{осн}}/G_{\text{бок}}$ будет определяться разницей между уровнем основного и бокового лепестков (в дБ) суммарной ДН антенной системы. Увеличить эту разницу можно путём амплитудно-фазового синтеза ДН. Суть его состоит в том, чтобы путём многопараметрической оптимизации подобрать наборы комплексных коэффициентов антенной решётки $\dot{h}_i$ с сохранением требуемых характеристик ДН и обеспечения минимально возможного уровня боковых лепестков. Причём для каждого $\varphi_{\text{с}}$ будет свой набор оптимальных коэффициентов, которые можно представить в виде:

$$\dot{h}_i = B_i \exp(j\theta_i).$$

Для этого случая выражение (3) перепишется в виде:

$$\frac{G_{\text{осн}}}{P_{\text{сш}}} = \frac{\left(\sum_{i=1}^{N_{\text{эл}}} A_i B_i \exp\left(j(\phi_i + \theta_i + R\frac{2\pi}{\lambda}\cos(\varphi_{\text{с}} - \alpha_i))\right)\right)^2}{P_{\text{сш1}} \sum_{i=1}^{N_{\text{эл}}} B_i^2}. \quad (4)$$

В качестве метода оптимизации в работе использовался генетический алгоритм [3, 4]. При расчётах для алгоритма задавались две целевые задачи. Первая – минимизация функции (5) среднеквадратического отклонения диаграммы направленности от искомого распределения $R(\varphi)$. В качестве $R(\varphi)$ использовалась синфазная ДН антенной решетки, математически сдвинутая на необходимый угол сканирования $\varphi_{\text{с}}$, боковые лепестки которой “искусственно” понижены до требуемого уровня:

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$F(\boldsymbol{B},\boldsymbol{\theta}) = \sqrt{\sum_{n=1}^{360} \left|\dot{D}(\varphi_n) - \dot{R}(\varphi_n)\right|^2}. \quad (5)$$

Суммирование проводилось по множеству узловых точек, в которых уклонение диаграммы направленности должно быть минимальным. Вторая задача – максимизация функции (4) относительно параметров $\boldsymbol{B},\boldsymbol{\theta}$.

4. Амплитудно-фазовый синтез приёмной кольцевой антенной решётки

В работе амплитудно-фазовый синтез проводился для 8-элементной кольцевой антенной решётки с дипольными излучателями, имеющими собственную круговую ДН. Сначала в среде электродинамического моделирования была спроектирована заданная антенная система (рис.1) и рассчитаны парциальные комплексные ДН отдельных излучателей в составе решётки (рис.2). Далее с учётом рассчитанных парциальных ДН и геометрии решётки производился амплитудно-фазовый синтез антенной системы на основе генетического алгоритма по представленной выше методике. В результате был получен набор комплексных коэффициентов на различные углы фазирования с учётом минимизации (5) и максимизации (4).

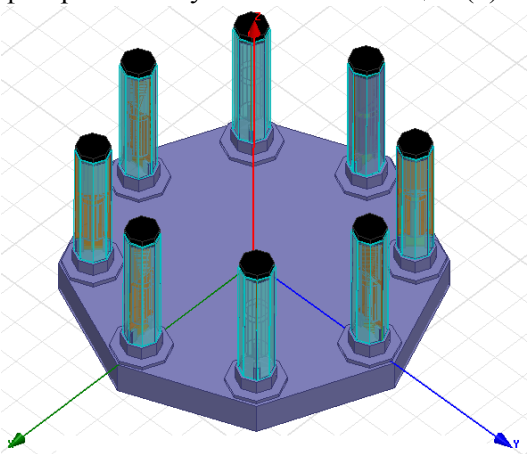


Рис. 1. Цифровая кольцевая антенная решётка
Fig. 1. Ring digital array

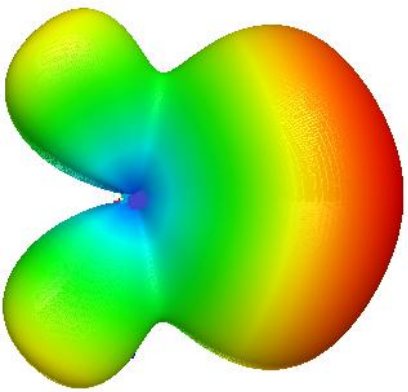


Рис.2. Парциальная диаграмма направленности одного излучателя в составе антенной решётки
Fig. 2. Partial radiation pattern of the transmitter as part of the antenna array

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

После компьютерного моделирования были проведены экспериментальные измерения для проверки полученных результатов. В качестве опытного образца использовалось изделие, состоящее из модуля радиомодема и рассмотренной выше кольцевой антенной решётки. В ЦАР был загружен набор рассчитанных комплексных коэффициентов и измерены приёмные ДН системы при различных углах фазирования. Полученные результаты представлены на рис.3.

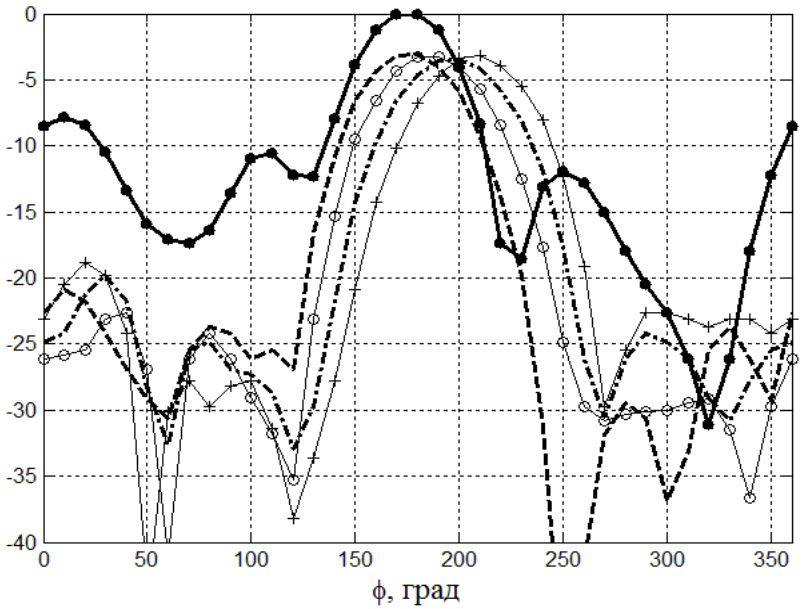


Рис. 3. Сканирующие диаграммы направленности с геометрическими фазовыми коэффициентами (сплошная кривая) и амплитудно-фазовыми коэффициентами, уменьшающими уровень боковых лепестков (пунктирные кривые)

Fig. 3. Scanning directional pattern with geometric phase coefficients (solid curve) and the amplitude-phase coefficients that reduce side-lobe level (dashed curves)

Из полученных графиков видно, что использование амплитудно-фазового синтеза позволяет значительно снизить уровень боковых лепестков при различных углах фазирования. Однако при этом уменьшается коэффициент усиления в основном канале на 3 дБ. Чтобы проанализировать влияние этого уменьшения на работу приёмника, было измерено изменение его чувствительности при использовании синтезированных коэффициентов. В

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

результате измерений установлено, что использование амплитудно-фазового синтеза приводит к улучшению чувствительности на 3 дБ, причём при различных углах фазирования. Это говорит о том, что собственные шумы системы уменьшаются на 6дБ за счёт максимизации отношения (4).

5. Заключение

В работе предложена методика амплитудно-фазового синтеза приёмной кольцевой антенной решётки на основе генетического алгоритма, оптимизирующего два функционала. Выведены соотношения для данных функционалов через параметры антенной системы и искомые комплексные коэффициенты. С использованием разработанного алгоритма проведён синтез реальной антенной решётки и экспериментальные измерения её основных характеристик. Полученные результаты показали, что применение амплитудно-фазового синтеза антенной решётки на основе предложенного алгоритма позволяет для анализируемой системы связи уменьшить уровень боковых лепестков на 8 дБ без значительного изменения ширины главного лепестка, улучшить чувствительность приёмной системы на 3 дБ, поддерживать данные характеристики системы при проведении сканирования лучом в круговом диапазоне.

Список литературы

[1] Watanabe F., Goto N., Nagayama A., Yoshida G. A pattern synthesis of circular arrays by phase adjustment // IEEE Transaction on antennas and propagation. – 1980. - Vol.AP-28, № 6. - pp. 857-863.

[2] Зелкин Е.Г., Соколов В. Г. Методы синтеза антенн: фазированные антенные решетки и антенны с непрерывным раскрывом. - М.: Советское радио, 1980. - 294 с.

[3] Гладков Л.А., Курейчик В. В., Курейчик В. М. Генетические алгоритмы/ Под ред. В. М. Курейчика. - М.: Физматлит, 2006. - 319 с.

[4] Аверина Л.И., Лещинский А. А., Балашов Ю. С. Синтез кольцевых антенных решёток на основе эвристических алгоритмов // Теория и техника радиосвязи. - 2015. - №4. - С. 18-22.

References

[1] Watanabe F., Goto N., Nagayama A., Yoshida G. A pattern synthesis of circular arrays by phase adjustment // IEEE Transaction on antennas and propagation. – 1980. - Vol.AP-28, № 6. -pp.857 - 863.

[2] Zelkin E. G., Sokolov V. G. Metody sinteza antenn: fazirovannye antennye reshjotki i antenny s nepreryvnym raskryvom. – M.: Sovetskoe radio, 1980. – 294 p. (In Russian).

[3] Gladkov L. A., Kurejchik V. V., Kurejchik V. M. Geneticheskie algoritmy/ Pod red. V. M. Kurejchika. – M.: Fizmatlit, 2006. – 319 p. (In Russian).

[4] Averina L. I., Leshchinsky A. A., Balashov Yu. S. Ring antenna array synthesis based on heuristic algorithms// Teorija i tehnika radiosvjazi. - 2015. - №4. - pp. 18 - 22.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Ultra-wideband focused antenna systems and its applications in radio communications, microwave technologies and technical diagnostics

Denis A. Vedenkin[1,2]
[1]*Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev*
Kazan, 420111, Russian Federation
[2]*Volga State University of Technology*
Yoshkar-Ola, 424000, Russian Federation
denis_ved@mail.ru

Abstract: *Methods and tools for focusing coherent electromagnetic radiation in a limited region of space are actively develop nowadays. Use these methods to focusing broadband and ultra-wideband signals promises to increase radio communications and improve the technical and operational characteristics of microwave technology and diagnostic systems. Main aim of this article is analyzing properties of broadband and ultra-wideband electromagnetic radiation and discussing main tasks of its using.*

Keywords: *broadband signals, ultra-wideband signals, focusing antenna systems, radio communications, microwave technologies, diagnostic systems.*

Широкополосные сфокусированные антенные системы и их применение в задачах радиосвязи, микроволновых технологиях и технической диагностики

Веденькин Д.А.[1,2]
[1]*Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева-КАИ*
г. Казань, 420111, Российская Федерация
[2]*Поволжский государственный технологический университет*
г. Йошкар-Ола, 424000, Российская Федерация
denis_ved@mail.ru

Аннотация: *В настоящее время активно развиваются методы и средства фокусировки когерентного электромагнитного излучения в ограниченной области пространства. Использование в этих целях широкополосных и сверхширокополосных сигналов обещает повышение потенциала радиосвязи и улучшение технических и*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

эксплуатационных характеристик микроволновых технологических и диагностических комплексов. Рассмотрению некоторых аспектов реализации широкополосного сфокусированного излучения и основных задач и посвящена данная работа.

Ключевые слова: *широкополосные сигналы, сверхширокополосные сигналы, сфокусированные антенные системы, радиосвязь, микроволновые комплексы, диагностические комплексы.*

1. Введение

К настоящему времени проведено значительное число исследований свойств сфокусированных антенн и практических разработок систем и устройств, опирающихся на принципы сфокусированных апертур. В апертурной теории антенн используется представление поля излучения антенны, как суперпозиции полей элементарных источников, характеризуемых 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: примыкающая к границе ближней зоны и к границе дальней зоны. Для ряда приложений представляет интерес электромагнитное поле в ближней промежуточной зоне, называемой в литературе [1], зоной ближнего излученного поля.

2. Структура сфокусированного электромагнитного поля

Электромагнитное поле в зоне ближнего излученного поля существенно отличается от случая дальней зоны и характеризуется специфической векторной структурой. Рассмотрим линейную антенну, образованную элементарным электрическим источником, ориентированным вдоль апертуры, рис. 1.

В соответствии с выражением, определяющим значение напряженности электрического поля в среде без потерь:

$$\dot{\vec{E}}(x,y) = \int_{-L/2}^{L/2} \vec{g}(x',x,y) \cdot \dot{j}\,(x') \cdot \frac{exp\left(-jkr(x',x,y)\right)}{r(x',x,y)}\,dx \qquad (1)$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

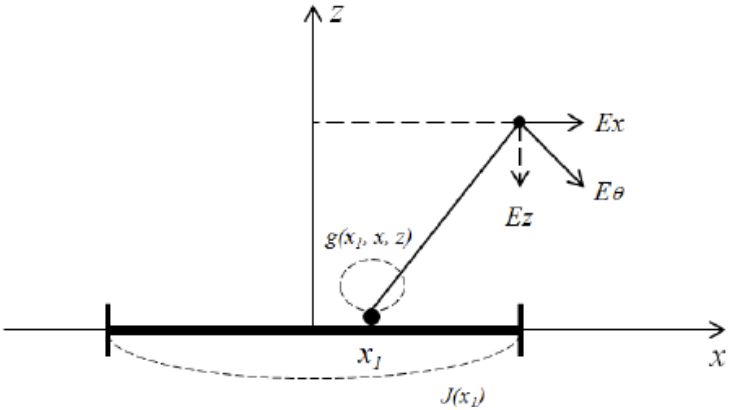


Рис. 1. К определению векторной структуры электромагнитного поля.

Fig. 1. Vector structure of electromagnetic field

получим выражения, полностью определяющие векторную структуру напряженности электрического поля

$$\dot{E}_x(x,z) = \int_{-L/2}^{L/2} \dot{J}(x') \cdot |g(x',x,z)| \cdot \frac{exp\left(-jkr(x',x,z)\right)}{r(x',x,z)} \cdot \frac{z}{\sqrt{z^2+(x-x')^2}} dx' \quad (2)$$

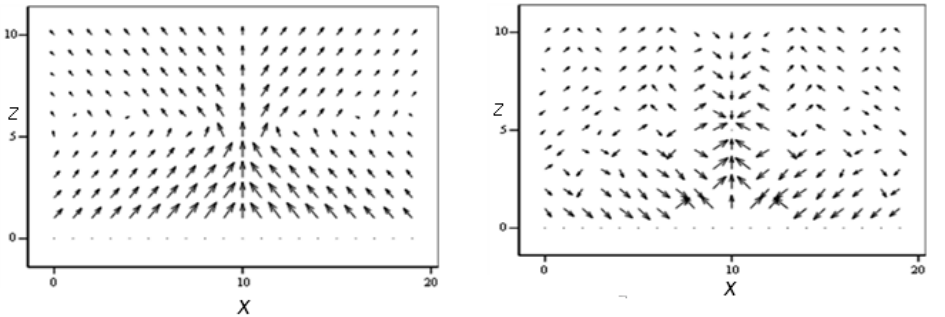
$$\dot{E}_z(x,z) = \int_{-L/2}^{L/2} \dot{J}(x') \cdot |g(x',x,z)| \cdot \frac{exp\left(-jkr(x',x,z)\right)}{r(x',x,z)} \cdot \frac{(x-x')}{\sqrt{z^2+(x-x')^2}} dx'. \quad (3)$$

Пространственное распределение вектора Пойнтинга линейной сфокусированной антенны приведено на рис. 2.

Расчетные зависимости, типа приведенных, высвечивают ряд особенностей процесса переноса энергии для антенны, сфокусированной в зоне ближнего излученного поля:

1. движение энергии происходит от апертуры в направлении точки фокуса с последующим расхождением в пространстве (любопытно отметить, что вид картина расчетных значений напряженности электрического и магнитного полей, полностью соответствует геометро-оптическим представлениям в виде лучей, направленны в точку фокусировки);

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.



а) *Re*П б) *Im*П

Рис. 2. Пространственное распределение вектора Пойнтинга линейной сфокусированной антенны длиной 20λ, точка фокусировки на расстоянии 5λ.

Fig. 2. Space distribution of Pointing's vector for linear focused antenna length 20λ, focusing point located for a distance 5λ

2. зависимость мнимой части вектора Пойнтинга имеет более сложный характер. Во-первых, имеет место колебательный процесс в обоих направлениях – вдоль и поперек апертуры. Во-вторых, картина распределения вектора *Im*П содержит чередующиеся участки с различными мгновенными значениями направления колебаний. Это, в частности, означает наличие ограниченных «очагов» колебательного процесса. Наиболее существенным является то, что колебательное движения энергии имеет место не только в направлении вдоль апертуры, но и в поперечном направлении, что идет вразрез с распространенным мнением о характере этого процесса, как имеющего место только вдоль апертуры.

Свойства плоских разреженных когерентных сфокусированных антенных решеток рассмотрены в работах [2-5]. Размеры области фокусировки, созданной с помощью объемных антенных решеток приведены в работе [6].

Особое место в принципах реализации сфокусированных апертур занимает использование широкополосных сигналов и отличительным свойством их использования является наличие частотных изменений характеристик излучения и приема. Для радиоустройств относительно узкополосных этими изменениями в полосе частот, соответствующих спектру радиосигнала можно пренебречь. По этой причине такие показатели как диаграмма направленности антенны, коэффициент направленного действия и др. считаются постоянными в полосе частот сигнала и, соответственно, вводятся для монохроматического сигнала. Для антенн сверхширокополосных радиоустройств эти изменения могут быть столь значи-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

тельными, что пренебрегать ими невозможно и приходится изначально считаться с наличием заметной частотной зависимости характеристик направленности: $F(\theta,\varphi,f)$. В этих условиях становится невозможным определить направленные свойства антенны в отрыве не только от спектрального состава излучаемого радиосигнала, но и способа его обработки в приемной аппаратуре. Поэтому само определение диаграммы направленности антенны в составе сверхширокополосных радиоустройств неоднозначным. Более того, считается, что в этих условиях может иметь место несовпадение диаграмм направленности в режимах передачи и приема.

3. Режимы передачи и приёма

Режим передачи. При излучении антенной сверхширокополосного радиосигнала со спектром $G(f)$ напряженность электрического поля, излучаемого антенной в направлении (θ,φ) можно представить как:

$$E(\theta,\varphi,f) = F(\theta,\varphi,f)G(f) \qquad (4)$$

Чтобы оценить интегральный эффект необходимо знать, каким именно образом используется энергии электромагнитного поля (4), для чего уже недостаточно информации об антенне. В зависимости от целей применения понятие, ДН наполняется различным смыслом. В ряде случаев, в частности в микроволновых технологиях, результирующий эффект можно оценивать энергией излучаемого сигнала в направлении (θ,φ):

$$\left|F_{\text{СШП}}{}^{\text{ПРДэн}}(\theta,\varphi,f)\right|^2 = \int_{f_0-\Delta f}^{f_0+\Delta f} |F(\theta,\varphi,f)G(f)|^2 df \qquad (5)$$

где f_0 и $2\Delta f$ - средняя частота и полоса частот излучаемого сигнала

При радиоприеме мощность принимаемого сверхширокополосного сигнала может рассматриваться как результат осуществления линейной фильтрации с частотной характеристикой приемного устройства $K(f)$. ДН антенны в режиме передачи в этом случае определяется как:

$$\left|F_{\text{СШП}}{}^{\text{ПРДсиг}}\right|^2 = \left|\int_{f_0-\Delta f}^{f_0+\Delta f} F(\theta,\varphi,f)G(f)K(f)df\right|^2 \qquad (6)$$

Отличие ДН в формах (5) и (6) очевидно. Хорошо просматривается и другой факт: направленные свойства антенны в режиме передачи в известной мере зависят от свойств приемного устройства.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Режим приема. ЭДС, наведенная в антенне сверхширокополосным излучением со спектром $G(f)$, а, следовательно, и ДН в режиме приема, можно представить величиной $F(\theta,\varphi,f)G(f)$[1]. Линейный приемник осуществляет функцию взвешенного суммирования амплитуд колебаний в полосе $[f_0-\Delta f, f_0+\Delta f]$ с частотной характеристикой $K_{\text{пр}}(f)$ и ДН в режиме приема может определяться мощностью результирующего принятого сигнала:

$$\left|F_{\text{СШП}}{}^{\text{ПРМсиг}}\right|^2 = \left|\int_{f_0-\Delta f}^{f_0+\Delta f} F(\theta,\varphi,f)G(f)K_{\text{пр}}(f)df\right|^2 \qquad (7)$$

Сравнение представлений диаграмм направленности (5) – (7) наглядно демонстрирует известный факт, который трактуется как отличие, в общем случае, ДН антенн по сверхширокополосному сигналу в режимах приема и передачи. [7] Для рассмотрения более строгих формулировок категорий «диаграмма направленности антенны», «коэффициент усиления», а также дополнительных свойств антенн в составе сверхширокополосных радиосредств для случая дальней зоны можно обратиться к работе [8].

4. Заключение

Практические варианты применения широкополосных сфокусированных антенных систем весьма разнообразны и включают в себя задачи постановки помех пунктам радиосвязи [9], организации перспективных ложных авиационных целей [10], проведения ближнепольных антенных измерений, повышения эффективности функционирования микроволновых технологических комплексов [11] и т.п. Способы формирования и методы оценки сфокусированного поля в микроволновой технике также рассматриваются в [12].

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (Грант №15-19-10053). Автор выражает признательность д-ру техн. наук, профессору Седельникову Юрию Евгеньевичу (КНИТУ-КАИ) за обсуждение материалов работы и полезные советы.

[1] Говоря строго здесь должны вводиться в рассмотрение величины действующей высоты приемной антенны рассматриваться ли, с некоторыми оговорками эффективной площади приемной антенны.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Список литературы

[1] Антенны, сфокусированные в зоне ближнего излученного поля: монография / под общ. ред. Ю.Е. Седельникова, Н.А. Тестоедова // Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. - Красноярск, -2015. -308 с.

[2] Веденькин, Д.А. Активные сфокусированные антенные решетки для радиотехнических средств малоразмерных летательных аппаратов / Д.А. Веденькин, Ю.Е. Седельников // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. -2008. -т.11, № 4. -с.40-46.

[3] Веденькин, Д.А. Параметры разреженных сфокусированных антенных решеток / Д.А. Веденькин, Ю.Е. Седельников // Наука и бизнес: пути развития. -2013. -№ 10 (28). - С. 56-59.

[4] Веденькин, Д.А. Сфокусированные антенные решетки на базе беспилотных летательных аппаратов / Д.А. Веденькин, Ю.Е. Седельников // Глобальный научный потенциал. -2013. -№ 10 (31). -С.86-88.

[5] Веденькин, Д.А. Сфокусированные антенны для систем радиосвязи с группой малоразмерных летательных аппаратов / Д.А. Веденькин // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. -2007. -Т.10, № 5. -С. 36-38.

[6] Веденькин, Д.А. Свойства объемных случайных антенных решеток, сфокусированных в зоне ближнего излученного поля / Д.А. Веденькин, Ю.Е. Седельников, А.Р. Насыбуллин, Н.В. Рябова, В.А. Иванов // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Серия: Естественные и технические науки. -2015. -№ 12. С. 30-34.

[7] Седельников, Ю.Е. Антенные решетки, сфокусированные по широкополосному сигналу / Ю.Е. Седельников, Д.А. Веденькин // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. -2015. –Т.18, №3-1, -С.23-30.

[8] Булатов М.М., Овчаров А.П., Седельников Ю.Е. Характеристики направленности антенн сверхширокополосных радиосредств// Вестник МарГТУ. Йошкар-Ола: 2011. №1. С. 13-24.

[9] Пат. U1 113019 RU МПК G01S 7/38 Система постановки помех мобильным пунктам радиосвязи со сверхширокополосными сигналами / Ю.Е. Седельников, Д.А. Веденькин, С.В. Васильев; заявитель КНИТУ-КАИ; заявка 12.01.201, опубл. 27.01.2012.

[10] Пат. U1 118073 RU МПК G01S 7/38 Устройство для имитации отраженных сигналов радиолокационной станции / Ю.Е. Седельников, Д.А. Веденькин, Д.Х. Булатов; заявитель КНИТУ-КАИ; заявка 12.01.2011, опубл. 10.07.2012.

[11] Г.А. Морозов, О.Г. Морозов, Ю.Е. Седельников, Н.Е. Стахова, В.В. Степанов Низкоинтенсивные СВЧ-технологии (проблемы и реализации) / Под ред. Г.А. Морозова и Ю.Е. Седельникова // -М.: «Радиотехника», 2003. -112 с.: ил.

[12] Митрохин, В.Н. Способы формирования и методы оценки сфокусированного поля в микроволновой технике / В.Н. Митрохин, Э.О. Можаров // Антенны. -2015. –№3 (214). –С. 39-46.

References

[1] Antenny, sfokusirovannye v zone blizhnego izluchennogo polya: monografiya / pod obshch. red. Yu.E. Sedel'nikova, N.A. Testoedova // Sib. gos. aerokosmich. un-t. -Krasnoyarsk, -2015. -308 s.

[2] Veden'kin, D.A. Aktivnye sfokusirovannye antennye reshetki dlya radiotekhnicheskikh sredstv malorazmernykh letatel'nykh apparatov / D.A. Veden'kin, Yu.E. Sedel'nikov // Fizika volnovykh protsessov i radiotekhnicheskie sistemy. -2008. -t.11, № 4. -s.40-46

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[3] Veden'kin, D.A. Parametry razrezhennykh sfokusirovannykh antennykh reshetok / D.A. Veden'kin, Yu.E. Sedel'nikov // Nauka i biznes: puti razvitiya. -2013. -№ 10 (28). -S. 56-59.

[4] Veden'kin, D.A. Sfokusirovannye antennye reshetki na baze bespilotnykh leta-tel'nykh apparatov / D.A. Veden'kin, Yu.E. Sedel'nikov // Global'nyi nauchnyi potentsial. -2013. -№ 10 (31). -S.86-88.

[5] Veden'kin, D.A. Sfokusirovannye antenny dlya sistem radiosvyazi s gruppoi malorazmernykh letatel'nykh apparatov / D.A. Veden'kin // Fizika volnovykh protsessov i radiotekhnicheskie sistemy. -2007. -T.10, № 5. -S. 36-38.

[6] Veden'kin, D.A. Svoistva ob''emnykh sluchainykh antennykh reshetok, sfokusirovannykh v zone blizhnego izluchennogo polya / D.A. Veden'kin, Yu.E. Sedel'nikov, A.R. Nasybullin, N.V. Ryabova, V.A. Ivanov // Sovremennaya nauka: aktual'nye problemy teorii i praktiki. Seriya: Estestvennye i tekhnicheskie nauki. -2015. -№ 12. S. 30-34.

[7] Sedel'nikov, Yu.E. Antennye reshetki, sfokusirovannye po shirokopolosnomu signalu / Yu.E. Sedel'nikov, D.A. Veden'kin // Fizika volnovykh protsessov i radiotekhniche-skie sistemy. -2015. –T.18, №3-1, -S.23-30.

[8] Bulatov M.M., Ovcharov A.P., Sedel'nikov Yu.E. Kharakteristiki napravlennosti antenn sverkhshirokopolosnykh radiosredstv// Vestnik MarGTU. Ioshkar-Ola: 2011. №1. S. 13-24.

[9] Pat. U1 113019 RU MPK G01S 7/38 Sistema postanovki pomekh mobil'nym punktam radiosvyazi so sverkhshirokopolosnymi signalami / Yu.E. Sedel'nikov, D.A. Ve-den'kin, S.V. Vasil'ev; zayavitel' KNITU-KAI; zayavka 12.01.201, opubl. 27.01.2012.

[10] Pat. U1 118073 RU MPK G01S 7/38 Ustroistvo dlya imitatsii otrazhennykh signalov radiolokatsionnoi stantsii / Yu.E. Sedel'nikov, D.A. Veden'kin, D.Kh. Bulatov; zayavi-tel' KNITU-KAI; zayavka 12.01.2011, opubl. 10.07.2012.

[11] G.A. Morozov, O.G. Morozov, Yu.E. Sedel'nikov, N.E. Stakhova, V.V. Stepanov Nizkointensivnye SVCh-tekhnologii (problemy i realizatsii) / Pod red. G.A. Morozova i Yu.E. Sedel'nikova // -M.: «Radiotekhnika», 2003. -112 s.: il.

[12] Mitrokhin, V.N. Sposoby formirovaniya i metody otsenki sfokusirovannogo polya v mikrovolnovoi tekhnike / V.N. Mitrokhin, E.O. Mozharov // Antenny. -2015. –№3 (214). –S. 39-46.

Acknowledgements

This work was supported by the Russian Science Foundation (Grant №15-19-10053). The author is grateful to Dr. Sc., Professor Yuri Evgenievich Sedelnikov (KNRTU-KAI) for discussion of material and useful tips.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Signal preprocessing in receiving system with incorrect phase shift in a field measurement sensor

Sergei I. Gusev[1], Olga V. Spirkina[2]
Ryazan State Radio Engineering University
Ryazan, 390005, Russian Federation
[1]*s.i.gusev@inbox.ru*
[2]*o.spirkina@yandex.ru*

Abstract: *The purpose of the work is to solve the problem of signal processing on the background of interferences using adaptive compensation devices. We consider the application of spatial structure optimization in antenna array as a type of signal preprocessing, particularly for situations corresponding to failure of one of the elements in the model few-element array. The results of the computational experiment for preprocessing efficiency analysis under the above conditions in comparison with the case without applying this type of preprocessing, are shown. In small aperture antenna array significant gains in convergence rate, signal-to-interference+noise ratio and exceeding the predetermined noise suppression level, are shown.*

Keywords: *adaptive signal processing, preprocessing, spatial structure optimization, interference immunity.*

Предпроцессорная обработка сигнала в приемной системе с некорректным фазовым сдвигом в датчике измерения поля

[1]Гусев С.И., [2]Спиркина О.В.
ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет»
г. Рязань, 390005, Российская Федерация
[1]*s.i.gusev@inbox.ru*
[2]*o.spirkina@yandex.ru*

Аннотация: *Целью работы является решение задачи обработки сигналов на фоне помех с использованием адаптивных устройств компенсации. Рассмотрено применение оптимизации пространственной структуры антенной решетки в качестве предпроцессорной обработки сигналов, в частности для ситуаций, соответствующих выходу из строя одного из элементов модельной малоэлементной решетки. Представлены результаты вычислительного эксперимента, с помощью которого проведен анализ эффективности применения предпроцессорной*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

обработки в указанных условиях в сравнении со случаем без применения данного вида обработки. На малоапертурной антенной решетке показан значительный выигрыш в скорости сходимости, отношении сигнал-(помеха+шум) и превышении порогового значения заданного уровня подавления помех.

Ключевые слова: *адаптивная обработка сигналов, предпроцессорная обработка, оптимизация пространственной структуры, помехоустойчивость*.

1. Введение

В малоэлементной антенной решетке (АР) выход из строя или некорректная работа хотя бы одного из элементов влечет за собой искажение диаграммы направленности (ДН) и сложность точного формирования нулей ДН, определяющих обеспечение подавления помех. Некорректная работа элемента в системе может моделироваться установкой фазового сдвига, отличного от значения, соответствующего критерию оптимальности. В данной работе исследуется применение оптимизации пространственной структуры антенной решетки [1-3] в качестве предпроцессорной обработки сигналов для подобных ситуаций. В [4, 5] показано, что адаптивная обработка сигнала позволяет увеличить надежность, стабильность функционирования по сравнению с неадаптивными системами. В настоящей работе совместно с адаптивной пространственно-временной обработкой сигнала применяется предпроцессорная пространственная обработка, что позволяет значительно увеличить скорость сходимости процесса подстройки весовых коэффициентов, уровень подавления пространственно-сосредоточенных помех в малоэлементной АР.

2. Модель системы и алгоритм обработки

Двумерная приемная система состоит из N датчиков электромагнитного поля с координатами элементов x_n, y_n, $n = 1, 2, .., N$ и разбита на две подрешетки из N_1 и N_2 элементов, $N_1 + N_2 = N$. Первая подрешетка из N_1 элементов предназначена для пеленгации источника излучения сигнала и формирует основную пеленгационную характеристику. Вторая подрешетка из N_2 элементов предназначена для пространственной компенсации помех и содержит элементы, которые осуществляют адаптивную регулировку амплитуды и фазы [6]. Координаты N_2 элементов могут изменяться для получения наилучшей помехоустойчивости и увеличения скорости сходимости адаптивного алгоритма компенсации помех.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Помеховая ситуация задается M точечными источниками помех мощностью P_m, расположенных в направлениях, задаваемых азимутом α_m и углом места γ_m, $m = 1, 2, .., M$. Вектор комплексного наблюдаемого сигнала представляет собой совокупность комплексных огибающих сигнала и помехи на выходах N приемных элементов: $\underline{\mathbf{Y}} = \underline{\mathbf{S}} + \underline{\mathbf{N}}$.

Выходное отношение сигнал-(помеха+шум) (ОСПШ) задается следующим выражением:

$$q = \underline{\mathbf{V}}_m \underline{\mathbf{R}}_N^{-1} \underline{\mathbf{V}}_m^H, \quad (1)$$

где $\underline{\mathbf{R}}_N = \overline{\underline{\mathbf{N}}\underline{\mathbf{N}}^H} = \left\{ \sum_{m=1}^{M} D_m \underline{V}_{mi} \underline{V}_{mj}^*, \; i, j = 1, .., N \right\}$ – матрица пространственной корреляции помех и шума на выходах АР, $\underline{\mathbf{V}}_m = \left\{ \underline{V}_{mn} = \exp\left[- j(2\pi/\lambda) \sin\gamma_m (x_n \cos\alpha_m + y_n \sin\alpha_m) \right], \quad n = 1, 2, .., N \right\}$ – направляющий вектор помех, зависящий от координат приемных элементов, «^{H}» обозначает эрмитово сопряжение, λ – длина волны.

Алгоритм предпроцессорной обработки сигнала по критерию максимума ОСПШ, имеет вид:

$$\left\{ x_{(N1+1)opt} \ldots x_{Nopt}, y_{(N_1+1)opt} \ldots y_{Nopt} \right\} = \arg \max_{x_{(N_1+1)} \ldots x_N, \; y_{(N_1+1)} \ldots y_N} q. \quad (2)$$

Предполагается, что в малоэлементной АР сбой в работе одного из элементов имеет сильно влияние на работу всей системы, и некорректное функционирование элемента в антенной системе задается установкой фазового сдвига, отличного от значения, соответствующего критерию оптимальности $\underline{\mathbf{W}}_{opt} = \arg \min_{\mathbf{W}} D_e$, где D_e – дисперсия ошибки e оценивания помехи. Фазовый сдвиг φ вносится путем изменения параметров опорного вектора антенной системы V_m – его действительной и мнимой частей.

3. Результаты эксперимента

Проведен вычислительный эксперимент, в котором предпроцессорная обработка заключается в пространственной оптимизации положения элемента компенсационной АР по критерию максимума ОСПШ (2) при контроле соотношения значений собственных чисел корреляционной матрицы $\kappa = \dfrac{\lambda_{\min}(x_n, y_n)}{\lambda_{\max}(x_n, y_n)}$ [6, 7] в целях оценки потенциальных границ устойчивости и скорости сходимости алгоритма.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Рассчитаны значения улучшения ОСПШ (1) при оптимизации пространственной структуры компенсационной подрешетки для дискретных постоянных значений фазы в некорректно работающем элементе с шагом 45°, результаты которых представленные в табл. 1.

Табл.1. Зависимость ОСПШ от фазы некорректно работающего элемента

Table 1. SINR dependence on phase of incorrect operating element

φ , град		0°	45°	90°	135°	180°	225°	270°	315°
q_{opt}/q_0 , дБ	$L_{ap}=1{,}5\lambda$	0,09	0,22	0,71	1,36	2,11	3,49	1,50	0,10
	$L_{ap}=3{,}0\lambda$	0,40	0	0,74	1,49	3,16	5,46	8,67	6,26

На рис.1 изображены процессы подстройки вектора весовых коэффициентов (ВВК) для значений сдвига фазы 0° и 225° как наиболее характерных по результатам сравнения полученных графиков при апертуре АР $L_{ap}=1{,}5\lambda$. Реализация 1 процесса характеризует подстройку ВВК для адаптивной системы с некорректной работой элемента без предпроцессорной обработки, реализация 2 – с предпроцессорной обработкой. Реализация 3 отображает подстройку ВВК для системы с предпроцессорной обработкой с корректно работающим элементом, представляя потенциально достижимую эффективность предлагаемого метода. При этом следует отметить, что с ростом ОСПШ подстройка ВВК осуществляется быстрее.

Таким образом, наблюдается значительный выигрыш в скорости сходимости процесса адаптивной подстройки ВВК АР.

В ходе эксперимента были выполнены расчеты для всех дискретных сдвигов фазы, указанных в табл.1. При этом установившийся режим достигается в диапазоне $30\ldots170\,K_a\Delta t$.

Следует отметить, что полученные значительные выигрыши достигаются на малоапертурной антенной решетке. Это объясняется появлением дополнительной степени свободы в условиях применения предпроцессорной пространственной обработки для данных размеров апертуры, в то время как при $L_{ap}=4{,}5\lambda$ адаптивная обработка производится быстрее в задаче подавления помех за счет большего количества дифракционных лепестков ДН, и использование предпроцессорной обработки дает несколько меньший выигрыш в помехоустойчивости.

Проведен анализ процесса адаптивного подавления помех во временной и пространственной областях с точки зрения поведения формирования и глубины минимумов диаграммы направленности.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

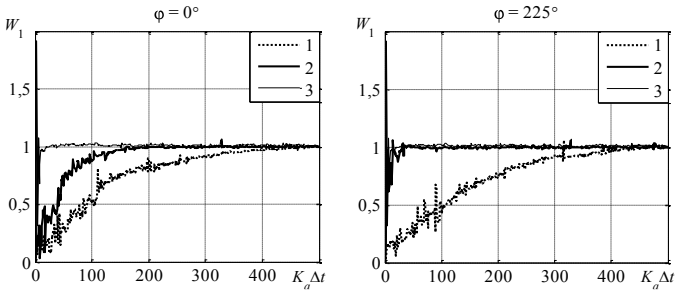


Рис. 1. Процесс подстройки вектора весовых коэффициентов

Fig.1. Weight vector adjustment process

На рис. 2 изображена ДН в процессе адаптации. При использовании предпроцессорной обработки наблюдается формирование минимумов диаграммы за меньшее количество итераций, чем без использования предпроцессорной обработки даже в случае некорректного фазового управления элементом. Кроме этого, при заданном временном ограничении проиллюстрирован значительный выигрыш в скорости формирования минимумов диаграммы направленности: пеленгационные характеристики 3 и 4.

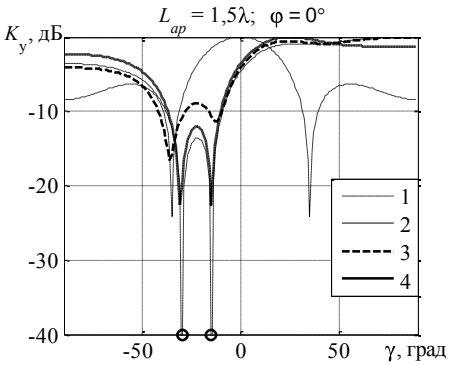


Рис. 2. Диаграмма направленности
1 – эквидистантная АР, 2 – пространственно-оптимальная АР,
3 – адаптивная АР без применения предпроцессорной обработки,
4 – адаптивная АР с предпроцессорной обработкой

Fig. 2. Antenna pattern
1 – equidistant array, 2 – spatially optimized array,
3 – adaptive array without preprocessing, 4 – adaptive array with preprocessing

Глубина минимумов ДН сильно изменяется во времени в процессе адаптивной подстройки векторного весового коэффициента, в том числе в установившемся режиме из-за воздействия шумов ВВК [8]. В зависимости

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

от требуемого коэффициента подавления помех $K_{\text{п}}$ относительное число p превышений этого порога во временной области показано на Рис. 3.

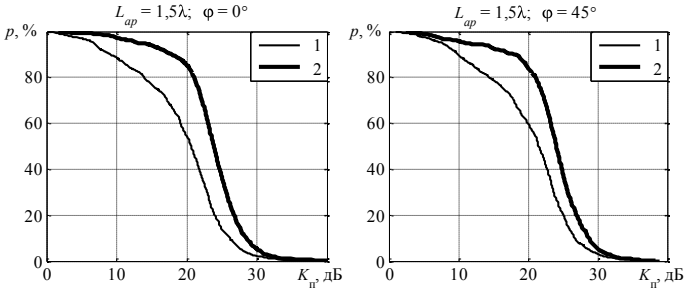


Рис. 3. Зависимость относительного числа превышений p порога коэффициента подавления помех от заданного значения коэффициентов подавления помехи
1 – без предпроцессорной обработки , 2 – с предпроцессорной обработкой

Fig.3. Dependence of relative exceeding quantity p
on predetermined interference suppression level
1 – without preprocessing, 2 – with preprocessing

Наилучший результат был достигнут при применении адаптивной предпроцессорной обработки для малоапертурной антенной системы L_{ap} = 1,5λ. Значительный выигрыш алгоритма с предпроцессорной обработкой обеспечивается на диапазоне значений $K_{\text{п}}$ от 0 до 30 дБ при заданных условиях моделирования.

Заключение

Таким образом, для решения задач повышения качественных характеристик помехоустойчивости в работе представлены результаты вычислительного эксперимента, с помощью которого проанализирована эффективность применения предпроцессорной обработки в условиях некорректной работы элемента АР. Выполнено сравнение показателей скорости сходимости процесса подстройки ВВК, отношения сигнал-(помеха+шум) и уровня подавления пространственно-сосредоточенных помех. На малоапертурной АР показан значительный выигрыш в скорости сходимости, ОСПШ и превышении заданного уровня подавления помех.

Источники финансирования

Работа подготовлена по итогам исследования, проведенного в проектной части государственного задания 8.1697.2014/К в сфере научной деятельности Министерства образования и науки РФ.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Список литературы

[1] Yu. N. Parshin, S. I. Gusev, “Dynamic Mode of Radiosystem with Spatial Structure Optimization in Presence of Interferences”, 4-th Microwave and Radar Week, MRW-2010, 18th International Conference on Microwave Radar and Wireless Communications, MIKON-2010, Vilnius, Lithuania, June 14-16, 2010, V.1, pp.133-136.

[2] Y. Parshin, S. Gusev, S. Kolesnikov, “Nonlinear Interference Compensation in Combination with Antenna Array Spatial Reconfiguration”, International radar symposium - IRS 2015, Proceeding, Drezden, Germany, 2015. – pp. 469-474.

[3] Yu. Parshin, “Signal detection in the presence of space interferences with using space structure optimization and sequential samples”, International radar symposium 2007 – IRS 2007, Cologne, Germany. Proceedings. – German institute of navigation, 2007. – pp. 451-454.

[4] Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. – М.: Радио и связь. –1986.

[5] Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. – М.: Радио и связь, 1989.

[6] Гусев С.И., Паршин Ю.Н. Повышение скорости сходимости адаптации в системе обработки сигналов с оптимизацией пространственной структуры // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2011. № 37. С. 31-34.

[7] S. Gusev, O. Spirkina, “A Research of an Adaptation Algorithm Convergence Using Spatial Signal Pre-Processing”, 5th Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO 2016). June 12-16, 2016, Montenegro, Bar, pp. 301-303.

[8] Compton R.T., Jr., Adaptive Antennas, Prentice-Hall, 1988.

References

[1] Yu. N. Parshin, S. I. Gusev, “Dynamic Mode of Radiosystem with Spatial Structure Optimization in Presence of Interferences”, 4-th Microwave and Radar Week, MRW-2010, 18th International Conference on Microwave Radar and Wireless Communications, MIKON-2010, Vilnius, Lithuania, June 14-16, 2010, V.1, pp.133-136.

[2] Y. Parshin, S. Gusev, S. Kolesnikov, “Nonlinear Interference Compensation in Combination with Antenna Array Spatial Reconfiguration”, International radar symposium - IRS 2015, Proceeding, Drezden, Germany, 2015. – pp. 469-474.

[3] Yu. Parshin, “Signal detection in the presence of space interferences with using space structure optimization and sequential samples”, International radar symposium 2007 – IRS 2007, Cologne, Germany. Proceedings. – German institute of navigation, 2007. – pp. 451-454.

[4] R.A. Monzingo, T.W. Miller, “Introduction to Adaptive Arrays”. Wiley, NY, 1976.

[5] B. Widrow, S.D. Stearns, “Adaptive Signal Processing”. New Jersey: Prentice-Hall, 1985.

[6] S.I. Gusev, Yu.N. Parshin [Acceleration of adaptation in signal-processing system with optimization of spatial structure]. *Bulletin of Ryazan state radio engineering university*, 2011, No 3 (37), pp. 31-34. (In Russian).

[7] S. Gusev, O. Spirkina, “A Research of an Adaptation Algorithm Convergence Using Spatial Signal Pre-Processing”, 5th Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO 2016). June 12-16, 2016, Montenegro, Bar, pp. 301-303.

[8] R.T. Compton, Jr., Adaptive Antennas, Prentice-Hall, 1988.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Research fractal antennas based on triangle of Kaley tree

Andrei V. Kitsenka, Alexander A. Nudga
Crimean Federal University n.a. V.I. Vernadsky
Simferopol, 295000, Russian Federation
kiceandrey@yandex.ru
nudga88@inbox.ru

Abstract: *We study the radiation characteristics of antennas and matching characteristics of monopole and patch antenna based on the Kaley tree. Showing calculated characteristics of VSWR these antennas, and showing calculated characteristics of FFP(far-field pattern) and gain. Made models of antennas, shows the experimental dependence of the VSWR and the FFP .*

Keywords: *fractal antenna, Kaley tree, voltage standing wave ratio, far-field pattern.*

Исследование фрактальных антенн на основе дерева Кейли

Киценька А.В., Нудьга А.А.
Крымский федеральный университет им. В.И. Вернадского
г. Симферополь, 295000, Российская Федерация
kiceandrey@yandex.ru
nudga88@inbox.ru

Аннотация: *Исследуются характеристики излучения и согласования антенн типа монополь и микрополосковой антенны на основе дерева Кейли. Показаны расчетные характеристики КСВ данных антенн, а также приведены расчетные ДН и КУ. Изготовлены макеты антенн, приведены экспериментальные зависимости КСВ и ДН.*

Ключевые слова: *фрактальные антенны, дерево Кейли, коэффициент стоячей волны, диаграмма направленности.*

1. Введение

Внедрение и использование фрактальных антенн весьма перспективно на сегодня. Данные антенны являются широкополосными и многодиапазонными. Не большой размер по сравнению со стандартными антен-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

нами и относительной лёгкость согласования и подстройки частоты, открывает широкую сферу применения для фрактальных антенн.

Наиболее перспективно применение фрактальных антенн в военной отрасли в системах связи, радиоэлектронной борьбы (РЭБ) и радиолокации. На сегодняшний день известны примеры размещения на шлеме бойца печатной многодиапазонной антенн [1]. Такая антенна может обеспечить прием и передачу радиоволн в нескольких диапазонах частот, что увеличивает устойчивость радиосвязи к помехам. Кроме того применение фрактальных антенн в системах РЭБ и радиолокации позволяет использовать одну антенну для перекрытия нескольких диапазонов частот, что позволяет упростить и сократить перечень используемого оборудования для работы. В мирной отрасли фрактальные антенны можно использовать в системах мобильной связи и передачи информации. Например, телефон кроме антенны GSM-диапазона содержит модули GPS и wi-fi, и каждый имеет свою антенну. Теоретически можно заменить этот набор антенн одной фрактальной антенной.

2. Исследуемые антенны

В данной статье представлены результаты исследование печатных фрактальных антенн на основе дерева Кейли. В программном пакете CST Studio были сделаны модели печатных антенн представленные на рис. 1. Данная структура строится следующим образом: берется буква «Н» у которой горизонтальные и вертикальные составляющие равны. К концам прикрепляются буквы «Н» уменьшенные в два раза и т.д.

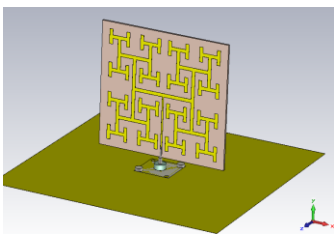
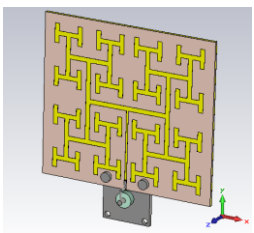
а)  б) 

Рис. 1. Фрактальные антенны на основе дерева Кейли:
а) монополь, б) микрополосковая антенна.

Fig. 1. Fractal Antenna of Kaley tree based: a) monopole, b) patch antenna

Антенна на рис.1(а) представляет монополь выполненный на диэлектрической подложке расположенный перпендикулярно над проводящей плоскостью на расстоянии 7,5 мм. На рис. 1(б) представлена микро-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

полосковая антенна, экран которой расположен параллельно фрактальной структуре на обратной стороне диэлектрика.

Длина составляющих наибольшей буквы «Н» равна 120мм, с учетом ширины дорожек это соответствует частоте f=2,4 ГГц, ширина дорожек рассчитывалась из формулы для микрополосковой линии с сопротивлением 50 Ом и равна 2,3 мм, толщина диэлектрика 1,5 мм, диэлектрическая проницаемость ε=4,4 в обоих случаях.

Чтобы в будущем можно было автоматизировать процесс построения фрактала, для дерева Кейли были получены коэффициенты аффинных преобразований [3]. Аффинные преобразования имеют следующий вид:

$$T_1\left(\begin{bmatrix}x_1\\x_2\end{bmatrix}\right)=\begin{bmatrix}1/2 & 0\\0 & 1/2\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\x_2\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}-1/4\\-1/4\end{bmatrix}, \quad (1)$$

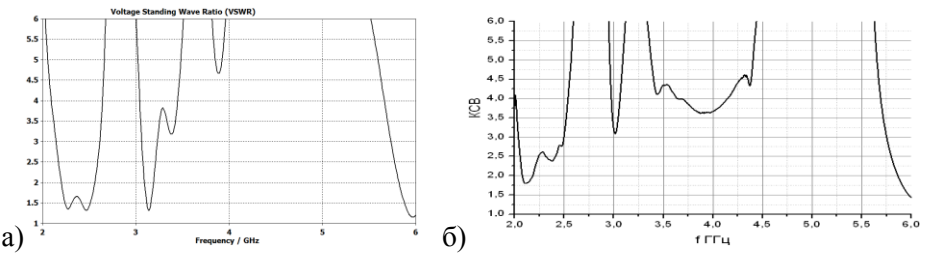
$$T_2\left(\begin{bmatrix}x_1\\x_2\end{bmatrix}\right)=\begin{bmatrix}1/2 & 0\\0 & 1/2\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\x_2\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}-1/4\\3/4\end{bmatrix}, \quad (2)$$

$$T_3\left(\begin{bmatrix}x_1\\x_2\end{bmatrix}\right)=\begin{bmatrix}1/2 & 0\\0 & 1/2\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\x_2\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}3/4\\-1/4\end{bmatrix}, \quad (3)$$

$$T_4\left(\begin{bmatrix}x_1\\x_2\end{bmatrix}\right)=\begin{bmatrix}1/2 & 0\\0 & 1/2\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\x_2\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}3/4\\3/4\end{bmatrix}. \quad (4)$$

3. Практические результаты

Рассмотрим результат моделирования КСВ и эксперимента для монополя на основе дерева Кейли.



а) б)

Рис. 2. КСВ монополя:
а) результат моделирования, б) результат экспериментальных исследований.

Fig. 2. VSWR of monopole: a) the result of the simulation, b) the results of experimental studies

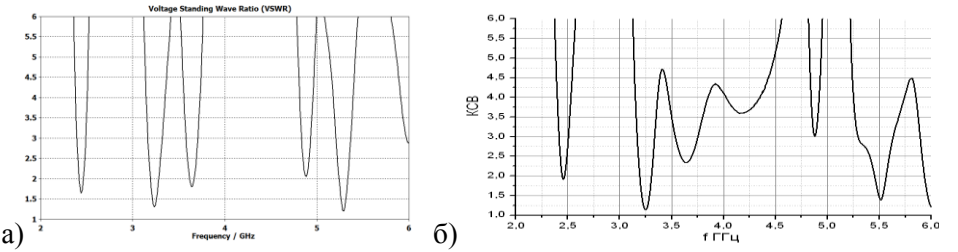
Из анализа результатов моделирования первой антенны (рис. 1(а)) следует, что минимум КСВ наблюдается на частотах: 2,47 ГГц уровень КСВ=1,319; 3,13 ГГц уровень КСВ=1,312; 5,96 ГГц уровень КСВ=1,146.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Из анализа результатов экспериментальных исследований видно, что наименьшее значение КСВ=1,433 на частоте f=6 ГГц, предельной частоте измерения прибора, однако, судя по зависимости на рисунке 2.38 минимум КСВ находится на частоте выше чем 6 ГГц. В эксперименте первый минимум находится на частоте 2,11 ГГц уровень КСВ=1,797, второй на частоте 6 ГГц.

Исходя из приведенных зависимостей, можно утверждать, что антенна имеет как минимум два диапазона рабочих частот (рис. 2(б)) в промежутке 2-6 ГГц, на которых без дополнительного согласования уровень КСВ приемлем для практического применения.

Далее приведены результаты моделирования и измерения КСВ для микрополосковой антенны на основе дерева Кейли.



а) б)

Рис. 3. КСВ микрополосковой антенны: а) результат моделирования, б) эксперимент.

Fig. 3. The patch antenna VSWR: a) the result of the simulation, b) experimental results

Для микрополосковой антенны представленной на рис. 1(б) минимумы КСВ наблюдаются на частотах: 2,44 ГГц уровень КСВ=1,644; 3,23 ГГц уровень КСВ=1,303; 3,64 ГГц уровень КСВ=1,81; 5,29 ГГц уровень КСВ=1,198.

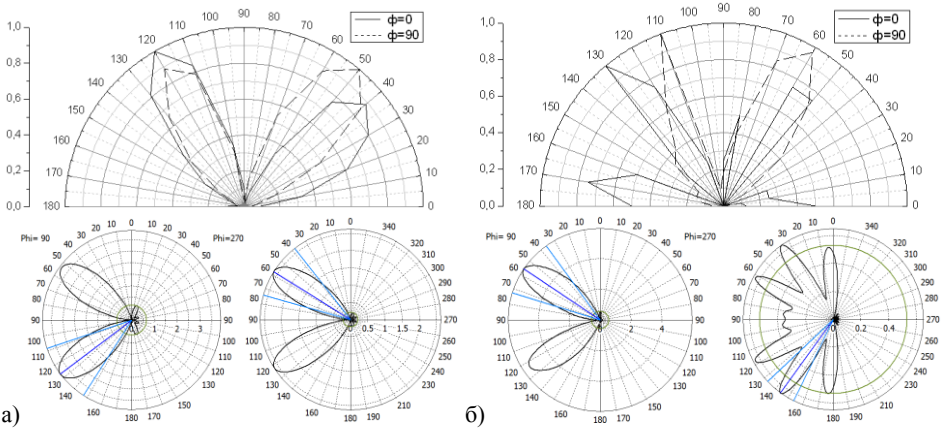
По результатам эксперимента приемлемое значение КСВ наблюдается на частотах: 2,45 ГГц уровень КСВ=1,917; 3,25 ГГц уровень КСВ=1,139; 5,51 уровень КСВ=1,388; 6 ГГц уровень КСВ=1,214.

Из графиков видно, что расчетная и экспериментальная зависимости имеют практически одинаковый набор положений минимумов КСВ, однако не все эти минимумы имеют приемлемое значение.

Далее приведены диаграммы направленности монополя на основе дерева Кейли.

Форма экспериментальных ДН в целом совпадает с формой ДН полученных путем моделирования. Из-за своих геометрических особенностей на резонансных частотах ДН имеет, как правило, два основных лепестка. На промежуточных частотах, в результате интерференции волн от элементов фрактального излучателя, ДН имеют сложную форму с множеством лепестков.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

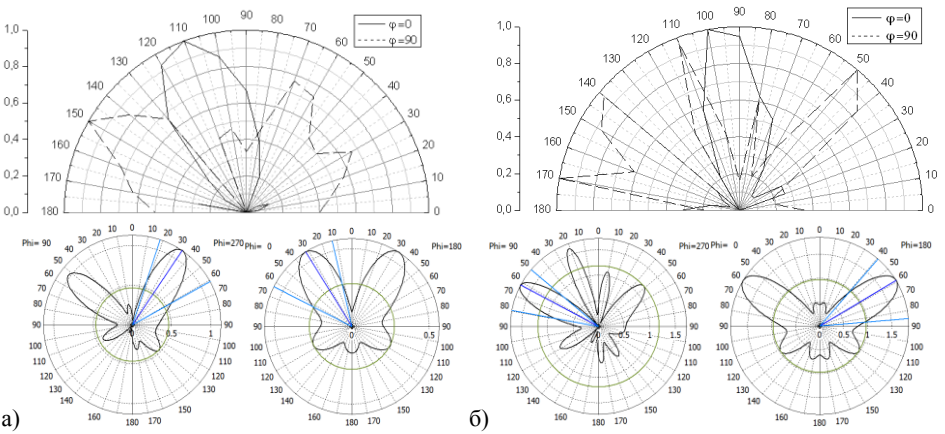


а) б)

Рис. 4. Экспериментальные и нормированные расчетные ДН в плоскостях $\varphi=90^0$ и $\theta=90^0$ монополя на основе дерева Кейли:
а) на частоте f=2,42 ГГц; б) на частоте f=6 ГГц

Fig. 4. Experimental and calculated normalized FFP in the planes $\varphi = 90^0$ and $\theta = 90^0$ of monopole based on the Kaley tree:
a) at the frequency f = 2,42 GHz; b) at the frequency f = 6 GHz

Далее представлены ДН для микрополосковой антенны.



а) б)

Рис. 5. Экспериментальные нормированные и расчетные ДН в плоскостях $\varphi=90^0$ и $\varphi=0^0$ микрополосковой антенны на основе дерева Кейли
а) на частоте f=5,18 ГГц; б) на частоте f=5,9 ГГц.

Fig. 5. Experimental and calculated normalized FFP in the planes $\varphi=90^0$ and $\varphi=0^0$ of the patch antenna based on the Kaley tree
a) at the frequency f = 5,18 GHz; b) at the frequency f = 5,9 GHz

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

В плоскости $\varphi=90^0$ форма экспериментальных ДН соответствует форме расчетных, однако в плоскости $\varphi=0^0$ экспериментальные ДН имеют четко выраженный главный максимум, что и ожидалось, а расчетные ДН имеют несколько боковых лепестков.

4. Заключение

В работе исследованы характеристики излучения и согласования фрактальных антенн типа монополь и микрополосковой антенны на основе дерева Кейли. Монополь имеет как минимум два рабочих диапазона, микрополосковая же имеет набор рабочих частот. Антенны имеют удовлетворительный КУ, монополь во всем диапазоне исследуемых частот, микрополосковая в верхней области частот.

Данные антенны изготовлены самостоятельно, однако хорошее совпадение расчетных результатов с экспериментом говорит о хорошем качестве исполнения макетов антенн.

Направленные свойства микрополосковой антенны и массогабаритные параметры, при должном подборе диэлектрика и согласовании позволяют использовать её для усиления wi-fi сигнала и передачи его на большее расстояние.

Список литературы

[1] http://www.fractenna.com/defense/defense.html

[2] Ричард М. Кроновер. Фракталы и хаос в динамических системах. Основы теории. (перевод) Москва: Постмаркет, 2000. — 352 с.

References

[1] http://www.fractenna.com/defense/defense.html

[2] Richard M. Crownover. Introduction to Fractals and Chaos/ University of Missouri-Columbia, 1995, 352 p.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Research fractal antennas based on ring structure

Andrei V. Kitsenka, Alexander A. Nudga
Crimean Federal University n.a. V.I. Vernadsky
Simferopol, 295000, Russian Federation
kiceandrey@yandex.ru
nudga88@inbox.ru

Abstract: *We study the radiation characteristics of antennas and matching characteristics of monopole and patch antenna based on the ring structure. Showing calculated characteristics of VSWR these antennas, and showing calculated characteristics of FFP (far-field pattern) and gain. Made models of antennas, shows the experimental dependence of the VSWR and the FFP.*

Keywords: *fractal antenna, ring structure, voltage standing wave ratio, far-field pattern.*

Исследование фрактальных антенн на основе кольцевой структуры

Киценька А.В., Нудьга А.А.
Крымский федеральный университет им. В.И. Вернадского
г. Симферополь, 295000, Российская Федерация
kiceandrey@yandex.ru
nudga88@inbox.ru

Аннотация: *Исследуются характеристики излучения и согласования антенн типа монополь и микрополосковой антенны на основе кольцевой структуры. Показаны расчетные характеристики КСВ данных антенн, а также приведены расчетные ДН и КУ. Изготовлены макеты антенн, приведены экспериментальные зависимости КСВ и ДН.*

Ключевые слова: *фрактальные антенны, кольцевая структура, коэффициент стоячей волны, диаграмма направленности.*

1. Введение

Волновые процессы формирования электромагнитного поля фрактальных антенн представляет отдельный интерес для современных исследователей. Аналитическое решение внутренней и внешней задачи является

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

довольно трудоемким процессом. На сегодняшний день существует ряд пакетов для электродинамического анализа сверхвысокочастотных структур, что позволяет существенно упростить процесс создания сложных антенных структур. Одним из таких пакетов является CST Studio. В работе, с помощью данного пакета исследована фрактальная антенна на основе кольцевой структуры. Данный тип относится к классу фрактальных антенн [1]. Выполнены макеты исследованных и оптимизированных в ходе компьютерного моделирования антенн. Проведено сравнение некоторых входных характеристик и характеристик излучения многодиапазонной антенны кольцевой структуры. В ходе построения геометрии антенны был использован метод аффинных преобразований.

2. Исследуемые антенны

В программном пакете CST Studio были сделаны модели печатных антенн представленные на рисунке 1. Радиус наибольшего кольца составляет 20мм, радиус меньших колец в три раза меньше, наименьших соответственно в 9 раз меньше, толщина диэлектрика 1,5 мм, диэлектрическая проницаемость ε=4,4 в обоих случаях.

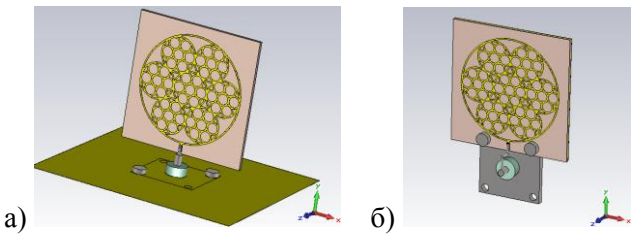


Рис. 1. Фрактальные антенны на основе кольцевой структуры:
а) монополь, б) микрополосковая антенна.

Fig. 1. Fractal Antenna of the ring structure based: a) monopole, b) patch antenna

На рис.1(а) представляет монополь выполненный на диэлектрической подложке расположенный перпендикулярно над проводящей плоскостью на расстоянии 7,5 мм. На рис. 1(б) представлена микрополосковая антенна экран которой расположен параллельно фрактальной структуре на обратной стороне диэлектрика.

3. Практические результаты

Рассмотрим результат моделирования КСВ и эксперимента для монополя на основе кольцевой структуры.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

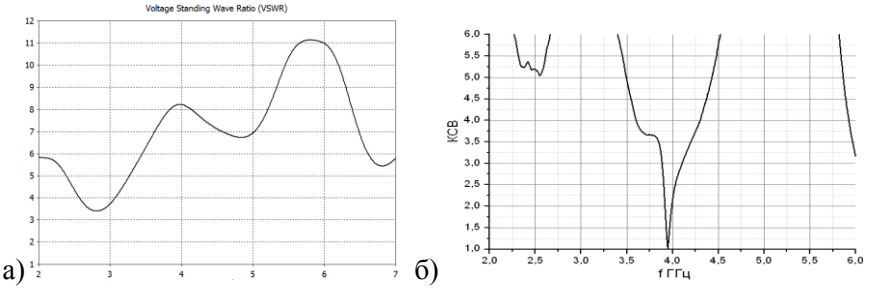


Рис. 2. КСВ монополя:
а) результат моделирования, б) результат экспериментальных исследований.

Fig. 2. VSWR of monopole: a) the result of the simulation, b) the results of experimental studies

Из анализа результатов моделирования первой антенны (рис. 1(а)) следует, что расчетные и экспериментальные результаты КСВ достаточно плохо согласуются. Расчетная характеристика показывает, что в исследуемом диапазоне частот антенна не имеет приемлемого значения КСВ, экспериментальное исследование показало, что вблизи частоты 4 ГГц значение КСВ имеет минимум. Полоса частот по уровню КСВ=2 составляет 0,25 ГГц. Минимальное значение КСВ на частоте 3,95 ГГц КСВ=1,022.

Исходя из приведенных зависимостей, можно говорить о том, что структура не выполняет функции многодиапазонной антенны в исследуемом частотном диапазоне.

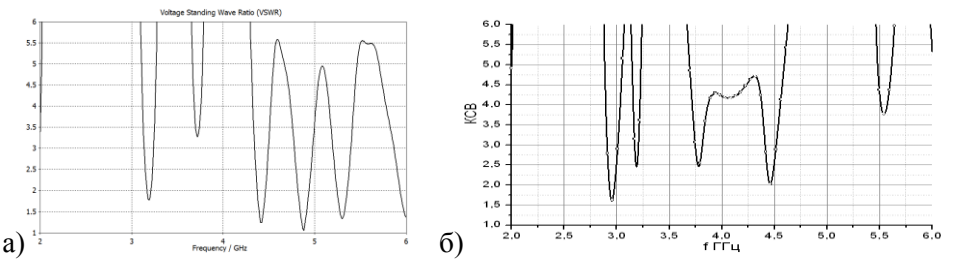


Рис. 3. КСВ микрополосковой антенны:
а) результат моделирования, б) результат экспериментальных исследований.

Fig. 3. The patch antenna VSWR:
a) the result of the simulation, b) the results of experimental studies

Для антенны представленной на рис. 1(б) значение минимумов КСВ при моделировании наблюдается на частотах: 3,19 ГГц уровень КСВ=1,77; 4,42 ГГц уровень КСВ=1,239; 4,88 ГГц уровень КСВ=1,048; 5,3 ГГц уровень КСВ=1,332; 6,01 ГГц уровень КСВ=1,361.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

В эксперименте кривая КСВ по уровню два имеет лишь один минимум на частоте 2,95 ГГц уровень КСВ=1,597. Рабочая полоса составляет 0,2 ГГц. По уровню 2,5 наблюдается четыре минимума на центральных частотах: 2,95 ГГц уровень КСВ=1,597; 3,25 ГГц уровень КСВ=2,45; 3,75 ГГц уровень КСВ=2,45; 4,45 ГГц уровень КСВ=2,05.

Далее приведены диаграммы направленности исследуемых антенн.

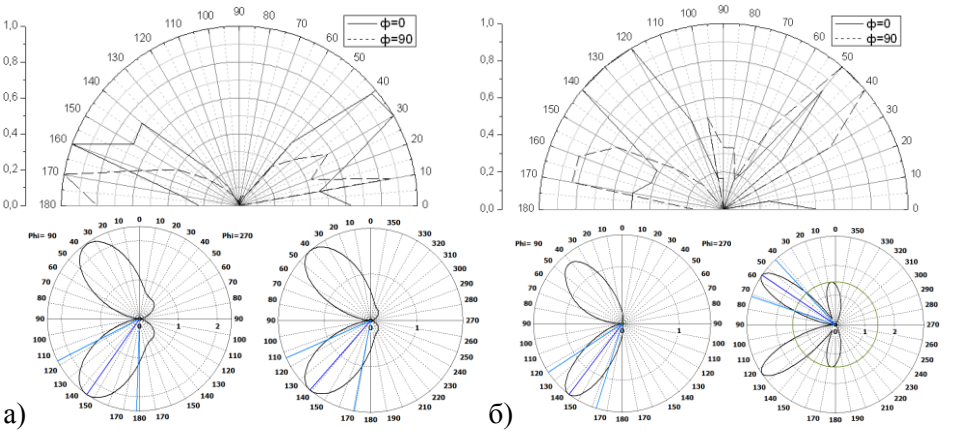


Рис. 4. Экспериментальные нормированные и расчетные ДН в плоскостях $\varphi=90^0$ и $\theta=90^0$ монополя на основе кольцевой структуры:
а) на частоте f=2,84 ГГц; б) на частоте f=6,32 ГГц.

Fig. 4. Experimental and calculated normalized FFP in the planes $\varphi = 90^0$ and $\theta = 90^0$ of monopole based on the ring structure:
a) at the frequency f = 2,84 GHz; b) at the frequency f = 6,32 GHz

Форма экспериментальных ДН практически совпадает с формой ДН полученных путем моделирования. ДН имеет по два основных лепестка.

Далее представлены ДН микрополосковой антенны.

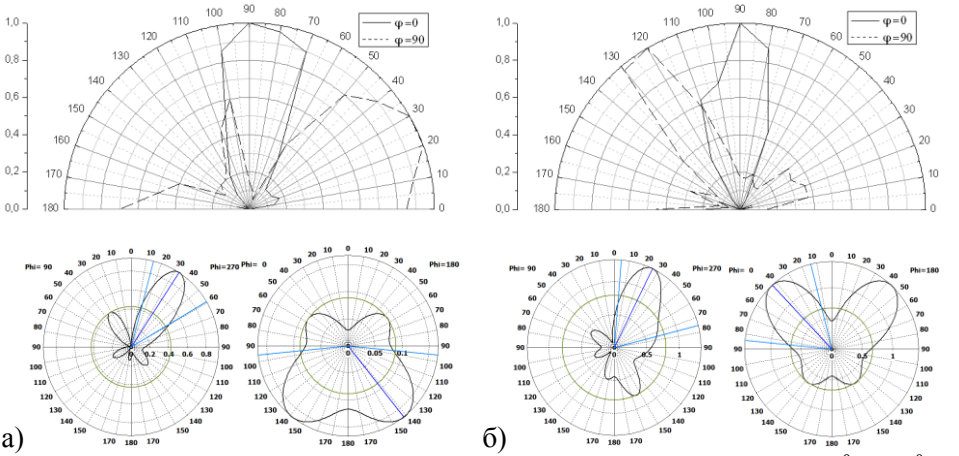
В плоскости $\varphi=90^0$ форма экспериментальных ДН соответствует форме расчетных, однако в плоскости $\varphi=0^0$ экспериментальные ДН имеют четко выраженный главный максимум, что и ожидалось, а расчетные ДН имеют несколько боковых лепестков.

4. Заключение

Таким образом, исследуемая антенна может быть использована для практического применения при условии её досогласования. Характеристики излучения микрополосковой структуры дают нам возможность применять такой тип антенн в случаи значительного удаления приёмника от

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

передатчика. Направлением дальнейших исследований является получение более узконаправленной диаграммы микрополосковой антенны, а также улучшение значений КСВ до уровня приемлемого для практического применения.



а) б)

Рис. 5. Экспериментальные нормированные и расчетные ДН в плоскостях $\varphi=90^0$ и $\varphi=0^0$ микрополосковой антенны на основе треугольника Серпинского
а) на частоте f=2,53 ГГц; б) на частоте f=4,98 ГГц.

Fig. 5. Experimental and calculated normalized FFP in the planes $\varphi=90^0$ and $\varphi=0^0$ of the patch antenna based on the ring structure
a) at the frequency f = 2,53 GHz; b) at the frequency f = 4,98 GHz

Список литературы

[1] Потапов А.А. Фракталы, скейлинг и дробные операторы в радиотехнике и электронике: современное состояние и развитие// Журнал радиоэлектроники. 2010. №1. 100 с.

References

[1] Potapov A.A. [Fractals, scaling and fractional operators in the radio and electronics: current status and development]. *Zhurnal Radioelektronika*, 2010, no. 1, 100 p. (In Russian).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Research fractal antennas based on triangle of Sierpinski

Andrey V. Kitsenka
Crimean Federal University n.a. V.I. Vernadsky
Simferopol, 295000, Russian Federation
kiceandrey@yandex.ru

Abstract: *We study the radiation characteristics of antennas and matching characteristics of monopole and patch antenna based on the Sierpinski triangle. Showing calculated characteristics of VSWR these antennas, and showing calculated characteristics of FFP(far-field pattern) and gain. Made models of antennas, shows the experimental dependence of the VSWR and the FFP.*

Keywords: *fractal antenna, Sierpinski triangle, voltage standing wave ratio, far-field pattern.*

Исследование фрактальных антенн на основе треугольника Серпинского

Киценька А.В.
Крымский федеральный университет им. В.И. Вернадского
г. Симферополь, 295000, Российская Федерация
kiceandrey@yandex.ru

Аннотация: *Исследуются характеристики излучения и согласования антенн типа монополь и микрополосковой антенны на основе треугольника Серпинского. Показаны расчетные характеристики КСВ данных антенн, а также приведены расчетные ДН и КУ. Изготовлены макеты антенн, приведены экспериментальные зависимости КСВ и ДН.*

Ключевые слова: *фрактальные антенны, треугольник Серпинского, коэффициент стоячей волны, диаграмма направленности.*

1. Введение

Исследование фрактальных антенн весьма актуальная тема на сегодняшний день. Благодаря своей форме, фрактальные антенны конструктивно достаточно простые и надежные при эксплуатации. Их форма обеспечивает им широкополосность и многодиапазонность, кроме того ан-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

тенна не требует подключения дополнительных элементов обеспечивающих согласование и подстройку частоты[1].

Фрактальные антенны могут иметь различные конфигурации. Они могут быть проволочными, печатными, щелевыми и все они являются многодиапазонными. Широко исследованы фрактальные диполи на основе кривой Коха, кривой Пеано и др. которые в зависимости от порядка фрактала имеют различное количество резонансных частот [2]. Отдельный интерес представляет печатная антенна древовидного типа [3]. С ростом частоты в ней наблюдается увеличение полос пропускания у резонансов. Учёными исследуются излучатели выполненные в виде щели с фрактальной геометрией в идеально проводящей плоскости [4]. Они также имеют несколько рабочих частот. Фрактальные антенны на основе треугольника Серпинского достаточно изучены [5, 6]. Их исследование помогает лучше понять теорию фрактальных антенн, кроме того они также требуют дальнейшего изучения и исследования.

Необходимость в использовании одновременно нескольких рабочих диапазонов в современных устройствах доказывает актуальность приведенных исследований фрактальных антенн. Исследуемые теоретические материалы, материалы работ конференций и многие другие доказывают необходимость дополнительных исследований фрактальных антенн для внедрения их в современны системы передачи данных.

2. Исследуемые антенны

В данной статье представлены результаты исследование печатных фрактальных антенн на основе треугольника Серпинского. В программном пакете CST Studio были сделаны модели печатных антенн представленные на рисунке 1. Высота треугольника составляет 62,5 мм, что соответствует половине рабочей длины волны и частоте f=2,4 ГГц, толщина диэлектрика 1,5 мм, диэлектрическая проницаемость ε=4,4 в обоих случаях.

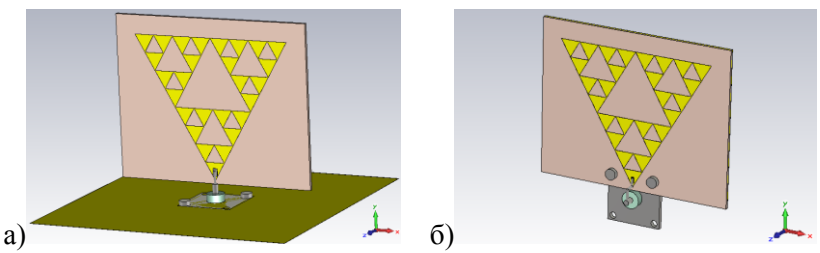


Рис. 1. Фрактальные антенны на основе треугольника Серпинского:
а) монополь, б) микрополосковая антенна.

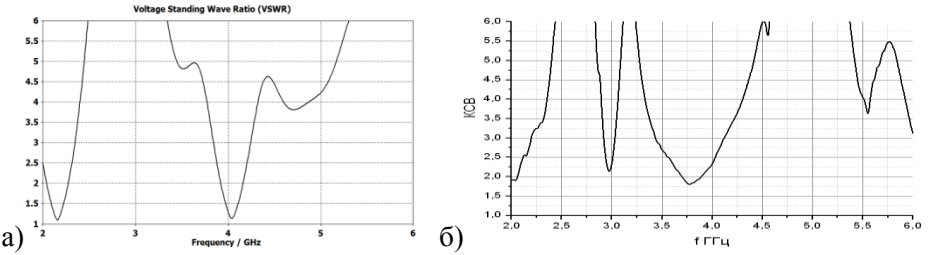
Fig. 1. Fractal Antenna of Sierpinski triangle based: a) monopole, b) patch antenna

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

На рис.1(а) представляет монополь, выполненный на диэлектрической подложке расположенный перпендикулярно над проводящей плоскостью на расстоянии 7,5 мм. На рис. 1(б) представлена микрополосковая антенна, экран которой расположен параллельно фрактальной структуре на обратной стороне диэлектрика.

3. Практические результаты

На рисунке 2 представлены зависимости КСВ полученные путем моделирования и экспериментальным путем.



а) б)

Рис. 2. КСВ монополя: а) результат моделирования, б) результат экспериментальных исследований.

Fig. 2. VSWR of monopole: a) the result of the simulation, b) the results of experimental studies

Из анализа результатов моделирования первой антенны (рис. 1(а)) следует, что минимум КСВ наблюдается на частотах: 2,15 ГГц уровень КСВ=1,093; 4,04 ГГц уровень КСВ=1,135.

Из анализа результатов экспериментальных исследований видно, что наименьшее значение КСВ=1,801 на частоте f=3,77 ГГц, первый минимум находится на частоте 2,04 ГГц КСВ=1,899, второй на частоте 2,97 ГГц КСВ=2,14, третий на частоте 3,77 ГГц.

Исходя из приведенных зависимостей, можно говорить о том, что в результате экспериментальны исследований подтвердилось предположение, сделанное на основе моделирования, о многодиапазонной работе антенны. Однако значение резонансных частот при экспериментальном исследовании оказалось несколько ниже прогнозируемого при моделировании. Кроме того появился более явно выраженный промежуточный резонанс на частоте 2,97 ГГц.

Для антенны представленной на рис. 1(б) резонансные частоты при моделировании в пакете CST Studio принимают следующие значения на частотах: 2,52 ГГц уровень КСВ=1,515; 4,39 ГГц уровень КСВ=1,25.

По результатам эксперимента приемлемое значение КСВ наблюдается на частотах 2,53 ГГц уровень КСВ=1,627; 4,54 ГГц уровень КСВ=1,929.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

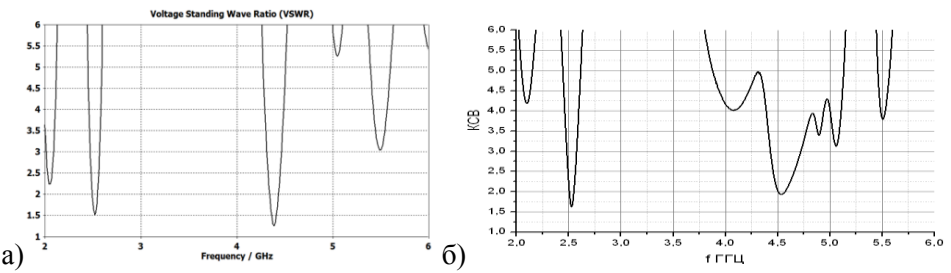
Из графиков видно, что положение минимумов КСВ на нижних частотах совпадает, а с повышением частоты в эксперименте минимум КСВ сдвигается в сторону более высоких частот.

Далее приведены диаграммы направленности исследуемых антенн на частотах: 2 ГГц; 2,37 ГГц; 3 ГГц; 4,18 ГГц.

Форма экспериментальных ДН совпадает с формой ДН полученных путем моделирования. При увеличении размеров антенны в длинах волн, наблюдается усложнение формы ДН, а также увеличение КУ. Далее представлены ДН для микрополосковой антенны. В них так же форма экспериментальных ДН совпадает с моделированием и при увеличении частоты ДН усложняется, и появляются дополнительные лепестки.

4. Заключение

В работе исследованы характеристики излучения и согласования фрактальных антенн типа монополь и микрополосковой антенны на основе треугольника Серпинского. В целом исследуемые антенны могут быть использованы для практического применения. Антенна типа монополь имеет удовлетворительный КУ во всем диапазоне исследуемых частот, микрополосковая же антенна имеет удовлетворительный КУ в верхнем диапазоне исследуемых частот. Данные антенны были изготовлены самостоятельно, однако хорошее совпадение расчетных результатов с экспериментом говорит о хорошем качестве исполнения макетов антенн. Направленные свойства микрополосковой антенны и массогабаритные параметры, при должном подборе диэлектрика и согласовании позволяют использовать её для усиления wi-fi сигнала и передачи его на большее расстояние. Антенна типа монополь также может быть использована для усиления и передачи wi-fi сигнала в нескольких выбранных направлениях.



а) б)

Рис. 3. КСВ микрополосковой антенны:
а) результат моделирования, б) результат экспериментальных исследований.

Fig. 3. The patch antenna VSWR: a) the result of the simulation, b) the results of experimental studies

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

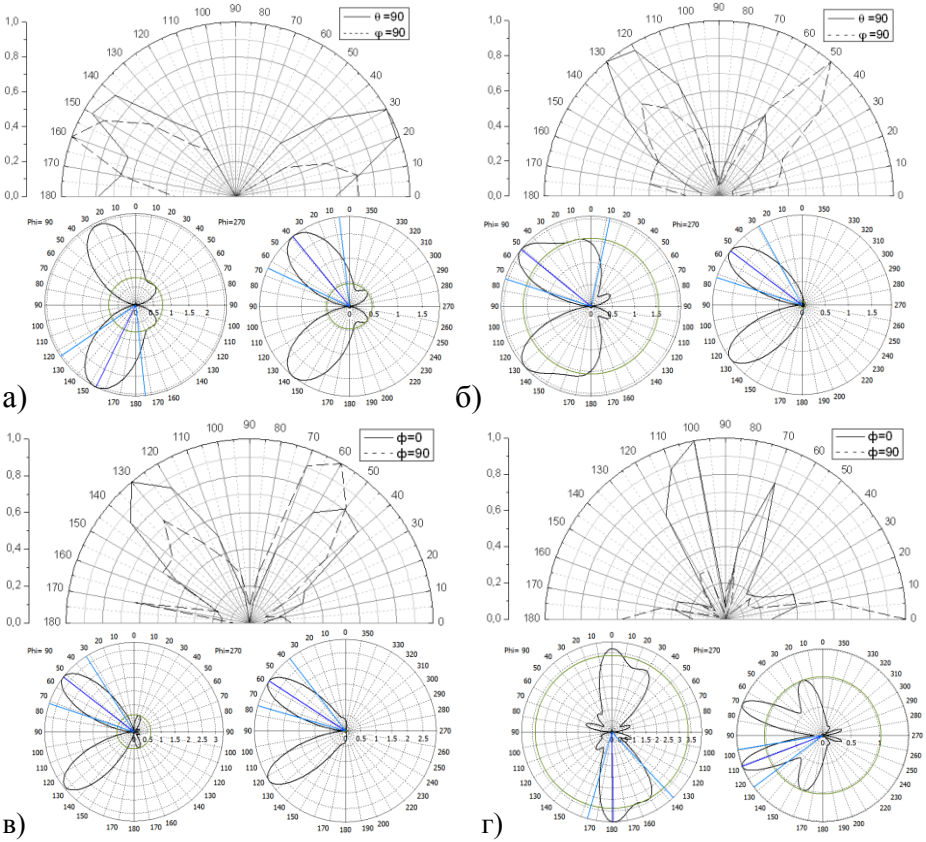


Рис. 4. Экспериментальные нормированные и расчетные ДН в плоскостях $\varphi=90^0$ и $\theta=90^0$ монополя на основе треугольника Серпинского: а) на частоте f=2 ГГц; б) на частоте f=2,37 ГГц; в) на частоте f=3 ГГц; г) на частоте f=4,18 ГГц.

Fig. 4. Experimental and calculated normalized FFP in the planes $\varphi = 90^0$ and $\theta = 90^0$ of monopole based on the Sierpinski triangle: a) at the frequency f = 2 GHz; b) at the frequency f = 2,37 GHz; c) at the frequency f = 3 GHz; g) at the frequency f = 4,18 GHz;

Список литературы

[1] Потапов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации: Топология выборки. Изд. 2-е, перераб. и доп. - М.: Университетская книга, 2005. - 848 с.

[2] Цалиев Т.А. Электродинамические характеристики фрактальных диполей// Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. Радіотехніка, телекомунікація та електроніка. 2012. № 2. С. 3-15.

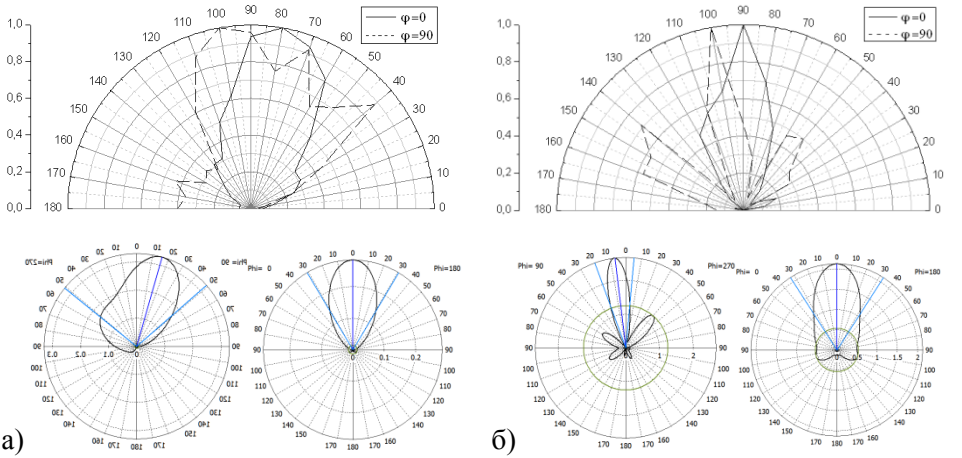
[3] Болотов В.Н., Киричок А.В., Ткач Ю.В. Экспериментальное исследование фрактальных антенн//Электромагнитные Явления. 1998. Т.1. №4. С. 483-498.

[4] Цалиев Т.А. Щелевые фрактальные элементы// Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. Радіотехніка, телекомунікація та електроніка. 2013, № 1. С. 3-10.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[5] Нудьга А. А. Многодиапазонная антенна с модифицированным экраном// КрыМико. СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2013. Т.2. С. 612-613.

[6] Нудьга А. А. Двухдиапазонная антенна// КрыМико. СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2013. Т.2. С. 614-615.



а) б)

Рис. 5. Экспериментальные нормированные и расчетные ДН в плоскостях $\varphi=90^0$ и $\varphi=0^0$ микрополосковой антенны на основе треугольника Серпинского:
а) на частоте f=2,53 ГГц; б) на частоте f=4,98 ГГц.

Fig. 5. Experimental and calculated normalized FFP in the planes $\varphi=90^0$ and $\varphi=0^0$ of the patch antenna based on the triangle Sierpinski
a) at the frequency f = 2,53 GHz; b) at the frequency f = 4,98 GHz;

References

[1] Potapov A.A. [Fractals in radiophysics and radiolocation: Sample Topology] ed. 2 revised and enlarged – M.: University book, 2005. – 848p. (In Russian).

[2] Tsaliev T.A. [Electrodynamic characteristics of fractal dipoles]. *Naukovi pratsy ONAZ im. O.S.Popova. Radiotehnika, telekomunikatsya ta electronika,* 2012, no. 2, pp. 3-15. (In Ukranian).

[3] Bolotov V.N., Kirichok A.V., Tkach Y.V. [Experimental study of fractal antennas]. *Elektromagnitnyye Yavleniya,* 1998, vol. 2, no. 4, pp. 483-498. (In Russian).

[4] Tsaliev T.A. [Slot fractal antenna elements]. *Naukovi pratsy ONAZ im. O.S.Popova. Radiotehnika, telekomunikatsya ta electronika,* 2013, no. 1, pp. 3-10. (In Ukranian).

[5] Nudga A. A. [The multi-band antenna with a modified screen]// Crimico. Microwave & Telecommunication Technology, 2013, vol.2, pp.. 612-613. (In Russian).

[6] Nudga A. A. [The two-band antenna]// Crimico. Microwave & Telecommunication Technology, 2013, vol.2, pp. 614-615. (In Russian).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Active receiving-transmitting antenna

Igor B. Shirokov, Elena A. Ustimenko, Anastasia S. Galaiba
Sevastopol State University
Sevastopol, 299053, Russian Federation
shirokov@ieee.com

Abstract: *It is studied the active antenna system which was built using the technique of microstrip structures. Connection terminals microstrip antenna with FET provides the regenerative signals amplification. It is shown that the amplification is performed for both signals, which are received by the antenna and are transmitted by this antenna.*

Keywords: *receiving-transmitting antenna, regenerative amplification, microstrip structure.*

Активная приемопередающая антенна

Широков И.Б., Устименко Е.А., Галайба А.С.
ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
shirokov@ieee.com

Аннотация: *Исследуется активная приемопередающая антенна, построенная с использованием техники микрополосковых структур. Соединение выводов микрополосковой антенны с полевым транзистором обеспечивает регенеративное усиление сигналов. Показано, что усиление осуществляется как для сигналов, принимаемых антенной, так и для сигналов, излучаемых этой антенной.*

Ключевые слова: приемопередающая антенна, регенеративное усиление, микрополосковая структура.

1. Введение

Активные антенны содержат в своем составе усилительный элемент, что позволяет исключить фидер между антенной и усилителем и существенно улучшить эксплуатационные характеристики антенны в целом. При этом активные антенны подразделяются на приемные и передающие [1, 2], что обуславливает их работу в одном из перечисленных режимов. Попытка использования активных антенн в приемопередающей аппаратуре встречает определенные трудности, возникающие при изменении режима работы с приема на передачу. Использование активных приемных и

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

передающих антенн в фазированных антенных решетках приводит к существенному усложнению коммутационных цепей последних [3]. Функционирование в дуплексном режиме при работе с такими активными антенными системами не представляется возможным.

Рассмотренная в данной работе активная приемопередающая антенна может быть использована в системах радиосвязи, радионавигации, радиолокации, а также при построении антенных решеток.

2. Подход к проблеме

Активная приемопередающая антенна построена с использованием техники микрополосковых структур. Микрополосковая структура используется как открытая колебательная система, способная излучать и принимать электромагнитные волны микроволнового диапазона [4].

К микрополосковой структуре в различных ее точках подключены затвор и исток полевого транзистора, сток которого по высокой частоте соединен с общим проводом блокировочным конденсатором. Подключение полевого транзистора предполагает наличие положительной обратной связи, обеспечивающей регенеративное усиление микроволнового сигнала. Режим работы полевого транзистора подобран таким образом, что самовозбуждение схемы отсутствует [5].

Таким образом, возбуждая микрополосковую структуру стандартным образом от внешнего микроволнового генератора, например, через стандартный высокочастотный фидер, центральная жила которого подсоединена к микрополосковой структуре в определенной точке, можно обеспечить дополнительное усиление микроволнового сигнала регенеративным усилителем и его излучение в свободное пространство с помощью открытой колебательной системы (микрополосковой структуры). С другой стороны, принятый микрополосковой структурой микроволновый сигнал можно усилить тем же самым регенеративным усилителем и уже усиленный сигнал снять с колебательной системы тем же самым стандартным методом. Переключать антенну из режима приема в режим передачи необходимости нет. Более того, система способна принимать-усиливать и усиливать-передавать сигналы одновременно.

Активная приемо-передающая антенна состоит из полевого транзистора, блокировочного конденсатора и собственно микрополосковой антенны на диэлектрической подложке с экранирующей пластиной. В экранирующей пластине микрополосковой антенны имеются отверстия, через которые к антенне подключен полевой транзистор. К антенне также под-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ключен высокочастотный разъем подачи и снятия радиочастотных сигналов. Соединения выводов микрополосковой антенны с полевым транзистором создают положительную обратную связь, которая обеспечивает регенеративное усиление сигналов. Для устранения самовозбуждения схемы необходимо либо подбирать параметры полевого транзистора и местоположение выводов микрополосковой антенны, либо подавать внешнее напряжение управления постоянного тока на полевой транзистор в разных схемных конфигурациях.

Указанную активную приемопередающую антенну можно реализовать по схеме, приведенной на рисунке 1.

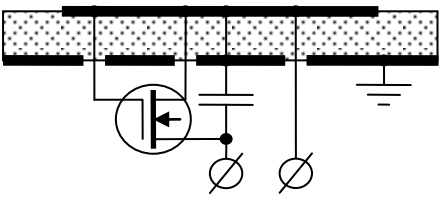


Рис. 1. Схема активной приемопередающей антенны

В схеме в качестве активного элемента был выбран полевой транзистор, затвор и исток которого соединены с микрополосковой антенной.

3. Описание модели активной микрополосковой антенны

Для анализа эффективности активной антенны необходимо исследовать не только ее входные характеристики, но и характеристики излучения, как в режиме приема, так и в режиме передачи. Для анализа характеристик излучения необходимо использовать две антенны, первая антенна — исследуемая, вторая — вспомогательная.

Было принято решение расположить антенны в одной плоскости, что позволило создать единственную структуру в среде разработки AWR Microwave Office 2009. Конечно, такое взаимное размещение печатных излучающих элементов представляется не совсем адекватным, поскольку в плоскости расположения элементов микрополосковой структуры излучение отсутствует. Однако, на данном этапе нас интересует не абсолютное значение коэффициента усиления, а его относительное увеличение, обусловленное подключением активного элемента и подачей на него напряжения питания. На рисунке 2 представлена электромагнитная структура микрополосковой антенны, распложенной на диэлектрической подложке с экранирующей пластиной.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.



Рисунок 2. Электромагнитная структура микрополосковой антенны

Порты 1 и 2 представляют собой пятидесятиомные высокочастотные разъемы подачи и приема радиочастотных сигналов, порт 3 является соединением микрополосковой антенны с истоком полевого транзистора, порт 4 — соединение микрополосковой антенны с затвором полевого транзистора, порт 5 — короткозамыкатель.

На рисунке 3 показано подключение полевого транзистора к микрополосковой структуре.

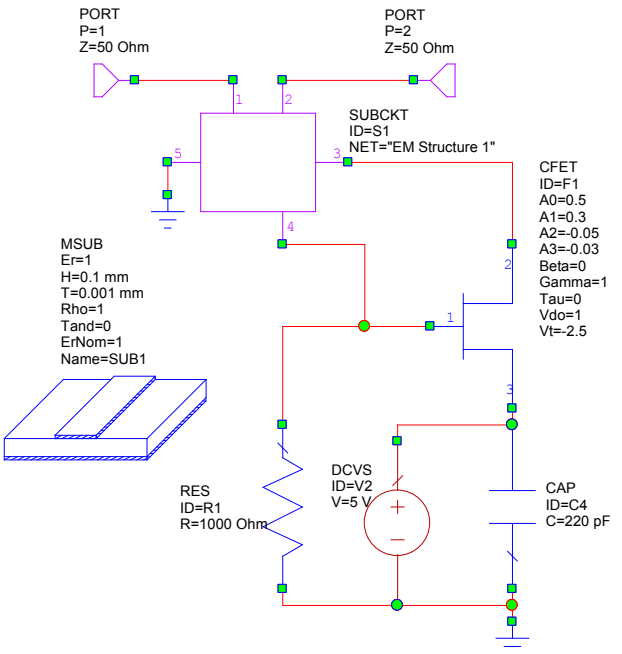


Рисунок 3. Схема моделирования активной приемопередающей антенны

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Результаты моделирования

На рисунке 4 приведен график коэффициента стоячей волны по напряжению КСВН. Обычно приемлемые значения КСВ лежат в пределах от 1,1 до 2,0. Значение КСВН на частоте 1,3 ГГц составило 1,26.

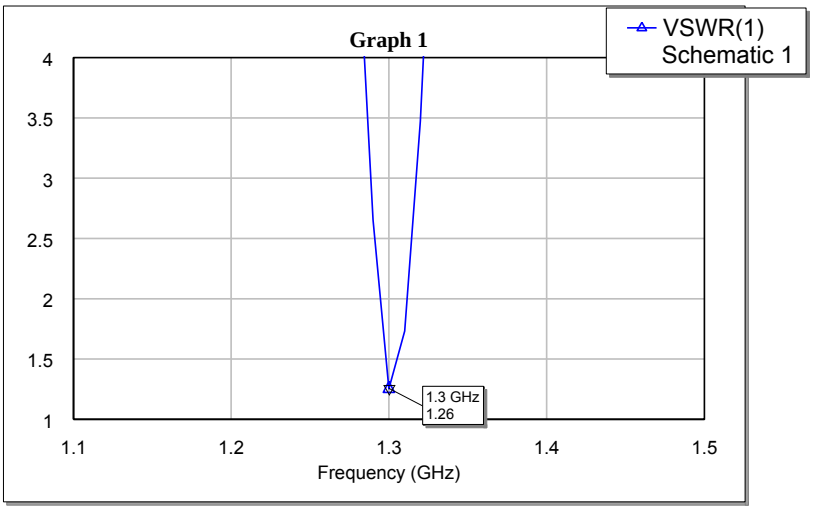


Рисунок 4. График КСВН

На рисунке 5 представлены графики активного и реактивного сопротивлений. Видно, что реальное сопротивление на частоте 1,3 ГГц составляет 50,56 Ом.

На рисунке 6 представлены графики коэффициента передачи с первого порта на второй, и наоборот. Видно, что эти графики совпадают, т.к. второй порт копирует характеристики первого: сигнал может передаваться с первого порта на второй, и наоборот, т. е. оба порта могут работать как на прием, так и на передачу.

При сравнении графиков коэффициента передачи «с питанием» и «без питания» пришли к выводу, что в случае отсутствия питания коэффициент передачи сигнала составляет –45 дБ. Если на низкочастотный разъем питания разъем подать питание 5 В, то коэффициент передачи значительно возрастет и будет составлять –38 дБ. Разница между уровнями сигнала составляет 7 дБ, что свидетельствует о правильности работы антенны и ее возможности усиливать сигналы.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

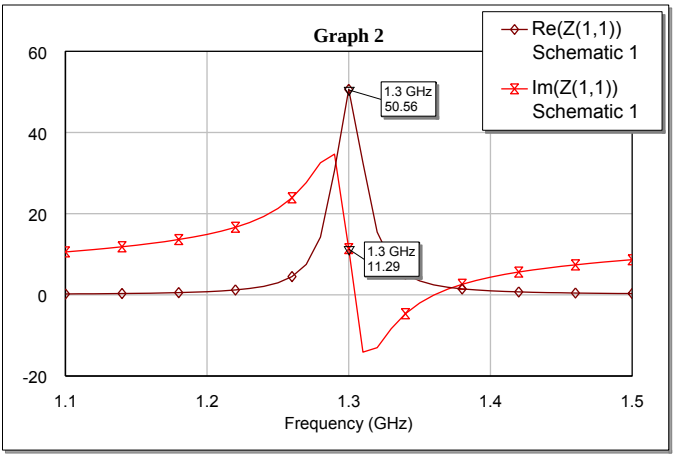


Рисунок 5. Графики частотной зависимости активного и реактивного сопротивлений

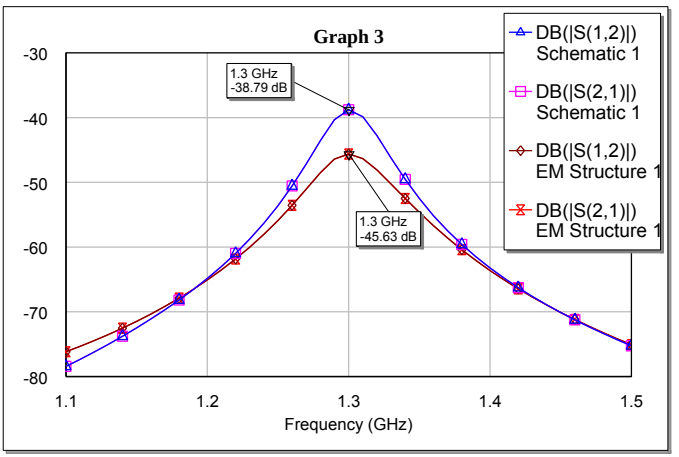


Рисунок 5. Графики коэффициентов передачи антенны с 1-го порта на 2-ой, и наоборот, в режимах работы «с питанием» и «без питания»

4. Заключение

Таким образом, в работе исследованы конструкция и функционирование активной приемопередающей антенны, построенной с использованием техники микрополосковых структур. Отличительной особенностью рассмотренного устройства является то, что антенна способна одновре-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

менно как принимать радиочастотные сигналы, а потом их дополнительно усиливать активным элементом, так и усиливать радиочастотные сигналы тем же самым активным элементом, а потом излучать их. При этом достигается упрощение конструкции антенны в целом, уменьшение ее габаритов и веса и снижение энергопотребления. Антенна способна работать в дуплексном режиме.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при государственной поддержке в ходе выполнения НИР № 3861 в рамках базовой части государственного задания РФ в сфере научной деятельности по Заданию № 2014/702 за 2016 год.

Список литературы

[1] Должиков В.В., Лучанинов А.И. Активные передающие антенны. М.: Радио и связь, 1984. 144 с.

[2] Цыбаев Б.Г., Романов Б.С. Антенны-усилители. М.: Советское радио, 1980. 240 с.

[3] Воскресенский Д.И., Гостюхин В.Л., Максимов В.М. Пономарев Л.И. Устройства СВЧ и Антенны. Учебное пособие. 2-е изд., дополненное и переработанное. М.: Радиотехника, 2006. 376 с.

[4] Панченко Б.А., Нефедов Е.И. Микрополосковые антенны. М.: Радио и связь, 1986. 144 с.

[5] Патент Украины № 108561. МПК H01Q 13/10, H01Q 23/00. Активная приемопередающая антенна Широкова. Широков И.Б. Опубл. 12.05.2015, бюл. № 9.

References

[1] Dolzhikov V.V., Luchaninov A.I. *Aktivnye peredajushhie antenny* [Active transmit antennas]. Moscow, Radio i svyaz', 1984, 144 p. (In Russian).

[2] Tsybaev B.G., Romanov B.S. *Antenny-usiliteli* [Antennas-Amplifiers]. Moscow, Sovetskoye radio, 1980, 240 p.

[3] Voskresensky D.I., Gostyukhin V.L., Maksimov V.M. Ponomarev L.I. *Ustroystva SVCh i Antenny* [Microwave devices and antennas]. Moscow, Radio i Svyaz', 2nd edition, 2006, 376 p. (In Russian).

[4] Panchenko B.A., Nefyodov E.I. *Mikropoloskovye antenny* [Microstrip antennas]. Moscow, Radio i Svyaz', 1986, 144 p. (In Russian).

[5] The patent of Ukraine no 108561. IPC H01Q 13/10, H01Q 23/00 Active receiving-transmitting antenna. Shirokov I.B. Pub. 12.05.2015, bul. no 9.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The wideband microstrip antenna

Boris A. Mishoostin[1], Vitaliy G. Slyozkin[2]
[1]*Moscow Power Engineering Institute, Moscow, 111250, Russian Federation*
mishustinba@mail.ru
[2] *Sevastopol State University, Sevastopol, 299053, Russian Federation*
slezkinvg@mail.ru

Abstract: *We have suggested by means of increasing of the distance between radiating structures and a screen and of modification of patches forms to widen a working frequency band of the double-sectioned and triple-sectioned microstrip antennas. The patches are divided by rectangular slots that are transferred into triangle slots; also the patches at its periphery are connected by metallic strips. The radiating structure is placed above the screen on the metallic posts with feeding coaxial cable into a cavity of one of the post. The cable excites sections through lumped or distributed reactances so the elliptical polarization of a radiated field is reached. The antenna operability was proved by the simulation results, which was obtained in the media CST Microwave Studio.*

Keywords: *microstrip antenna, wide working frequency band, elliptical polarization of a radiation.*

Широкополосная микрополосковая антенна

[1]Мишустин Б.А., [2]Слёзкин В.Г.
[1]*НИУ «Московский энергетический институт»,*
г. Москва, 111250, Российская Федерация
mishustinba@mail.ru
[2]*Севастопольский государственный университет,*
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
slezkinvg@mail.ru

Аннотация: *Предложено путём увеличения расстояния от излучающих структур до экрана и изменения формы накладок расширить полосу рабочих частот двухсекционной и трёхсекционной микрополосковых антенн. Накладки разделены прямоугольными вырезами, переходящими в треугольные вырезы, а по периферии соединены полосками металла. Излучающая структура расположена над экраном на металлических стойках, в полости одной из которых проложен питающий коаксиальный кабель. Кабель возбуждает секции через сосредоточенные или распределённые реактивности, чем обеспечивается эллиптическая поляризация*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

излучения. Работоспособность антенны доказана результатами моделирования в среде CST Microwave Studio.

Ключевые слова: микрополосковая антенна, широкая полоса рабочих частот, эллиптическая поляризация излучения.

1. Введение

Микрополосковые антенны (МПА) обычно выполняют на фольгированном диэлектрике, рисунок фольги на верхней стороне образует излучающую накладку (*patch*), а фольга нижней стороны служит экраном [1]. Так как объём резонатора, образованного излучающей структурой и экраном, получается относительно малым, принципиальным недостатком МПА становится её узкополосность.

Очевидным способом расширения полосы рабочих частот МПА являются увеличение объёма резонатора либо за счёт толщины диэлектрика, либо путём наращивания числа его слоев с подбором диэлектрических проницаемостей слоёв [2]. Однако возможности здесь ограничены из-за деформации диаграммы направленности.

В докладе обсуждается возможность, используя гибкость конфигурации излучающей структуры МПА, достичь широкой полосы согласования с питающим кабелем. Для этого выбирается определённая форма излучающей структуры, а сама структура размещается над экраном на четвертьволновых металлических стойках.

2. Антенны из двух и трёх секций

Известно, что потенциально наибольшей широкополосностью обладают излучающие структуры, построенные на принципе самодополнительности. Ранее нами было показано [3], что в плоских тонкостенных структурах благодаря уменьшению зазора между металлическими частями структуры облегчается согласование с 50-омным коаксиальным кабелем. При этом, несмотря на отход от классической самодополнительной формы, антенна в целом остаётся широкополосной.

Данная идея, в сочетании с формами рассмотренных нами секционированных МПА [4], даёт подход к созданию слабонаправленных широкополосных антенн с линейной и вращающейся поляризацией излучения.

Если в круглой двухсекционной МПА (рис. 1) удалить экран 1 от накладок на расстояние около четверти длины волны, то внешний проводник питающего коаксиального кабеля 2 практически не будет шунтировать первую секцию МПА 3 (эффект «металлического изолятора»). Для

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

возбуждения второй секции 4 наиболее удобно использовать микрополосковую линию (МПЛ) 5, экраном которой служит первая секция (диэлектрик на рисунке не показан). Металлическая стойка 6 обеспечивает симметрию структуры и механическое закрепление её.

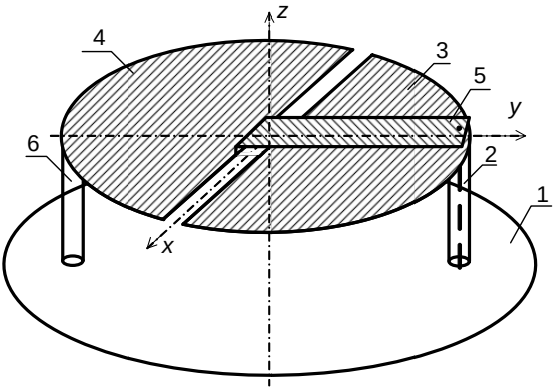


Рис. 1. Схема двухсекционной антенны

Fig. 1. The double-sectioned antenna diagram

В описанной антенне, обеспечивающей линейную поляризацию поля излучения, необходимо выбрать такую форму накладок, чтобы в максимально возможной полосе частот их входное сопротивление было близким к волновому сопротивлению кабеля, например, 50 Ом.

Так как излучающая структура не является самодополнительной и имеет ограниченные размеры, волновое сопротивление щелевой линии между секциями не остаётся постоянным за счёт избыточной ёмкости между секциями. Эту трудность можно устранить двумя путями: выполнив клиновидные вырезы на части длины щели (рис. 2 а) и добавив элементы с индуктивным сопротивлением (рис. 2 б).

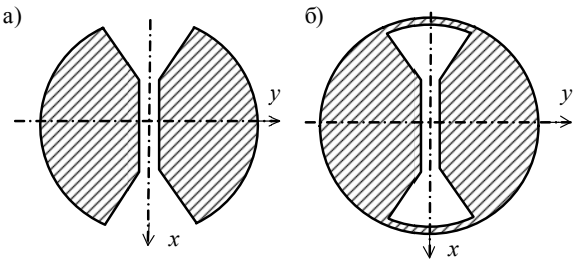


Рис. 2. Возможные формы накладок двухсекционной антенны

Fig. 2. Possible forms of the double-sectioned antenna patches

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Интерес, на наш взгляд, представляет антенна, которая позволяет получить вращающуюся поляризацию излучения. Для этого она должна содержать, например, три секции, которые возбуждаются со сдвигом фаз 120° друг относительно друга. Так как одна секция 1 является экраном для питающей МПЛ 2, достаточно обеспечить между возбуждением этой секции и двух других сдвиги фаз ±60°, каждый из которых можно реализовать сосредоточенными ёмкостью 3 и индуктивностью 4 (рис. 3).

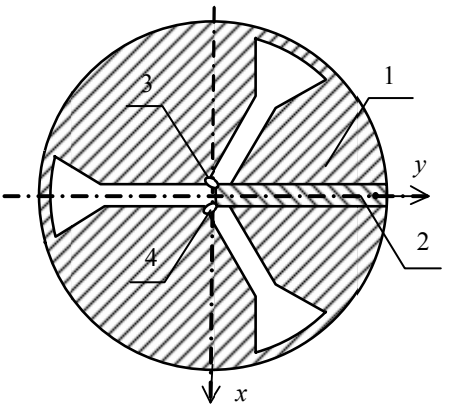


Рис. 3. Форма накладок и схема питания трёхсекционной антенны

Fig. 3. The triple-sectioned antenna patches and feeding diagram

3. Моделирование трёхсекционной антенны

Для доказательства реализуемости предложенной антенны было выполнено моделирование в среде CST Microwave Studio [5]. Радиус основания и его высота над экраном были взяты равными 100 мм, что составляет четверть длины волны на частоте 750 МГц. Вместо сосредоточенных ёмкости и индуктивности (см. рис. 3) были использованы разомкнутый и короткозамкнутый отрезки микрополосковой линии с волновым сопротивлением 50 Ом. Длины отрезков подбирались так, чтобы обеспечить эллиптическую поляризацию излучения с коэффициентом эллиптичности не менее 0,7 на частотах от 1100 до 1200 МГц.

В полосе частот от 1000 МГц до 1600 МГц КСВ (VSWR) входа модели антенны не превысил 2.2 (рис. 4).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

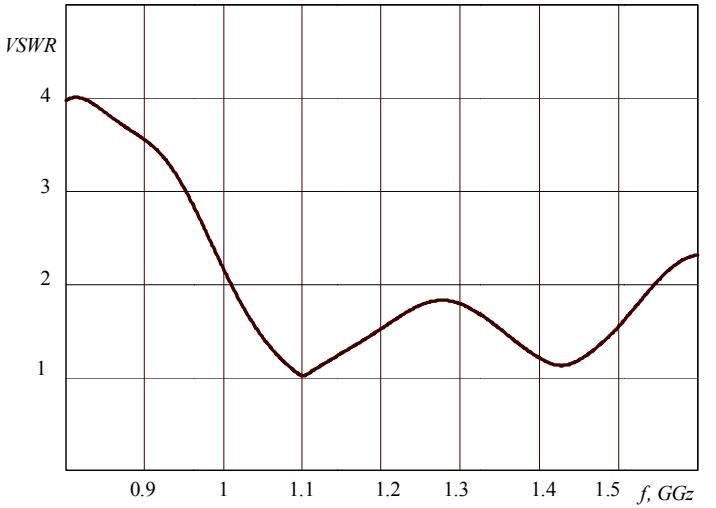


Рис. 4. Частотная зависимость КСВ входа модели антенны

Fig. 4. The frequency dependence of the antenna model input VSWR

При моделировании исследовался также вариант схемы питания на сосредоточенных реактивностях, для которого согласование по уровню КСВ 2.2 достигалось в полосе от 700 МГц до 1700 МГц, однако практическая реализация антенны с дискретными элементами затруднена.

На частоте 1000 МГц коэффициент направленного действия (КНД) составил 6,2 дБ при уровне бокового излучения (УБИ) около –7 дБ, в полосе от 1100 МГц до 1600 МГц КНД изменялся от 5 до 4 дБ, а УБИ — от –6 дБ до –3 дБ.

4. Заключение

Предложенная антенна выполнена с использованием принципов действия самодополнительных структур и секционированных микрополосковых антенн. Для компенсации емкостной связи между секциями в них выполнены клиновидные вырезы, а также между секциями введены индуктивные элементы в виде узких металлических полосок.

Из результатов численного моделирования в среде CST Microwave Studio следует, что антенна удовлетворительно согласуется с питающим коаксиальным кабелем в относительной полосе частот около 50 %. Полосу рабочих частот антенны ограничивают форма диаграммы направленности и требования к эллиптичности излучения, которые можно варьировать

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

расстоянием до экрана, его размерами и параметрами реактивных элементов в схеме питания. В ходе дальнейших исследований предполагается выполнить и экспериментально исследовать макет антенны.

Список литературы

[1] Панченко Б.А., Нефёдов Е.И. Микрополосковые антенны. М.: Радио и связь. 1986. 144 с.

[2] Bhartia P., Bahl I., Garg R., Ittipiboon A. Microstrip antenna design handbook. Norwood, Artech House, 2001. 878 p.

[3] Мишустин Б.А., Слёзкин В.Г. Широкополосные тонкостенные излучающие структуры// 18-я Междунар. науч.-техн. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2008). Материалы конф. Севастополь: 2008. С. 461-462.

[4] Мишустин Б.А., Синьковский М.С., Слёзкин В.Г. Проектирование секционированных микрополосковых антенн // 14-я Междунар. науч.-техн. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2004). Материалы конф. Севастополь: 2004. С. 338-339.

[5] CST Microwave Studio: HF Design and Analysis. Available at: https://www.cst.com/Products/CSTMWS (доступ 3 мая 2016).

References

[1] Panchenko B.A., Nefyodov Ye.I. *Mikropoloskovyye antenny* [Microstrip antennas]. Moscow, Radio i Svyaz', 1986. 144 p. (In Russian).

[2] Bhartia P., Bahl I., Garg R., Ittipiboon A. *Microstrip antenna design handbook*. Norwood, Artech House, 2001. 878 p.

[3] Mishoostin B.A., Slyozkin V.G. Wideband thin-sided radiating structures. *2008 18-th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2008)*. Sevastopol, 2008, pp.461 - 462. (In Russian).

[4] Mishoostin B.A., Synkovsky M.S., Slyozkin V.G. Designing of the sectioned microstrip antennas. *14-th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2004)*. Sevastopol, 2004, pp.338 - 339. (In Russian).

[5] CST Microwave Studio: HF Design and Analysis. Available at: https://www.cst.com/Products/CSTMWS (accessed 3 May 2016).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Широкополосная линейная антенная решетка X-диапазона.

Федоров С.М.
[1]Антипов А.С., [1]Пастернак Ю.Г., [1]Разинкин К.А., [1,2]Чугуевский В.И.
[1]*Воронежский Государственный Технический Университет*
г. Воронеж, 394026, Российская Федерация
chuguevskiyv@rambler.ru
[2]*АО «Тайфун»*
г. Калуга, 248009, Российская Федерация
chuguevskiyv@rambler.ru

Аннотация: *В докладе рассматривается электродинамическая модель широкополосной линейной антенной решетки (АР) для работы в коротковолновой части X-диапазона. АР состоит из тридцатидвух излучающих элементов с правой круговой поляризацией. Обсуждаются вопросы получения заданного амплитудно-фазового распределения для снижения уровня боковых лепестков в ДН АР. Приведены основные параметры моделирования единичных излучающих элементов и АР в целом, а также синфазного равноамплитудного делителя мощности с коэффициентом деления 1:32. Представлен вариант построения ФАР на основе разработанной линейной АР.*

Ключевые слова: антенная решетка, ФАР, спираль Архимеда.

1. Введение

Линейная антенная решетка (АР) представляет собой систему слабонаправленных антенн расположенных в пространстве вдоль прямой называемой осью решетки. Возбуждая элементы АР с требуемым соотношением амплитуд и фаз можно добиться высокой направленности АР. Теория антенных решеток подробно описана в [1-3]. В свою очередь линейные антенные решетки могут служить элементами более сложных конструкций антенн, таких как фазированные антенные решетки (ФАР). Число линейных АР входящих в ФАР может достигать нескольких десятков и более.

В работе предлагается рассмотреть электродинамическую модель линейной АР, состоящей из печатных излучателей и делителя мощности.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

2. Исследуемая модель

Модель линейной антенной решетки состоит из 32-х печатных излучателей представляющих собой спирали Архимеда. Внешний вид единичного излучателя представлен на рисунке 1.

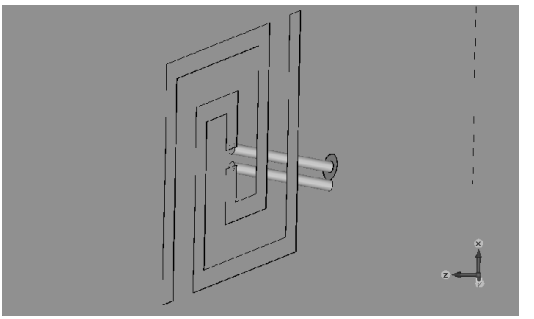


Рис.1

Одно плечо каждой из них замкнуто на землю, а другое возбуждается с помощью волноводно-коаксиального перехода, и выполнены на печатной плате из материала Ro 3003 с параметрами ε_r=3, tg(δ)=0,0013, толщиной 3,04 мм. Конструкция коаксиально-волноводного перехода изображена на рисунке 2.

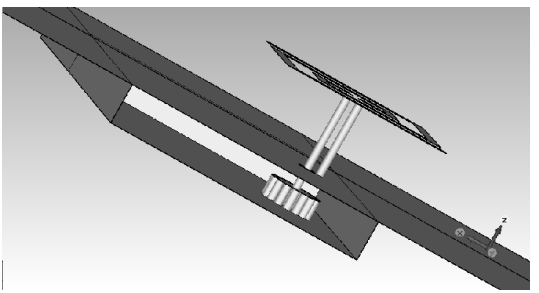


Рис.2

Поляризация излучателей правая круговая. Согласование одиночного антенного элемента в широкой полосе частот представлено на рисунке 3, диаграмма направленности на рисунке 4.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

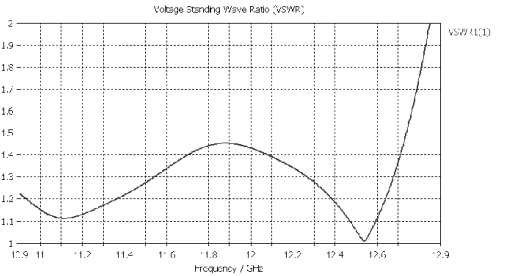


Рис.3

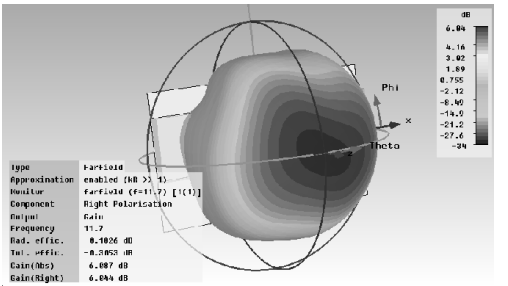


Рис.4

Волноводы, возбуждающие элементы линейной антенной решетки, запитываются от синфазного делителя мощности 1:32, внешний вид показан на рисунке 5, средние потери мощности в каналах делителя не превышают 2 дБ.

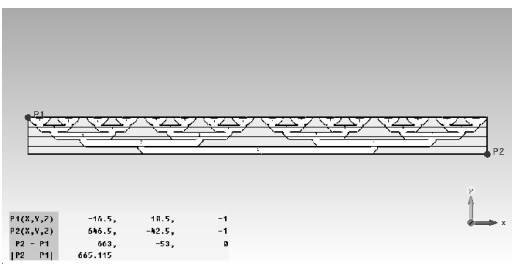


Рис.5

Волноводный делитель выполнен на материале аналогичном подложке излучателя. С целью уменьшения боковых лепестков диаграммы направленности, делитель обеспечивает следующее амплитудное распределение в линейной АР: в центре – равноамплитудное, затем – плавно спадающее к краям.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Диаграмма направленности в азимутальной плоскости представлена на рисунках 6,7. Коэффициент усиления решетки на верхней частоте равен 22,6 дБ. Ширина диаграммы направленности 1,9º. Уровень боковых лепестков минус 13,4 дБ. При этом максимум ДН расположен строго по нормали к решетке.

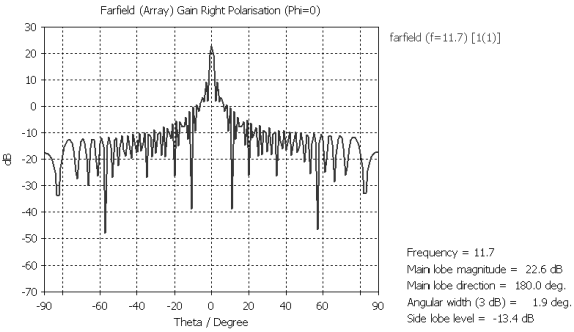


Рис.6

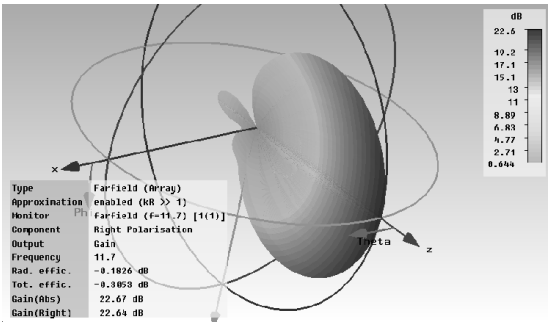


Рис.7

На рисунке 8 представлена ФАР состоящая из двенадцати спроектированных линейных антенных решеток расположенных под углом 37.5^0 относительно зенитного направления для того, чтобы в секторе углов места от 0^0 до 75^0 обеспечить наиболее равномерную амплитудную диаграмму направленности и поляризацию, наиболее близкую к правой круговой.



Рис.8 – Вид сбоку

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Заключение

Таким образом, в работе исследована модель линейной тридцатидвух элементной антенной решетки. В качестве широкополосных излучателей использованы печатные спирали Архимеда с оригинальной конструкцией питающего фидера. Смоделирован волноводный делитель с коэффициентом деления 1:32. Приведены полученные в ходе численного моделирования параметры составляющих и АР. Представлен вариант построения двухкоординатной ФАР. Т.к. излучение в линейных АР расположено строго по нормали, то сканирование пространства в азимутальной плоскости можно обеспечить механическим путем, в угломестной плоскости - электрическим сканированием, для обзора всей верхней полусферы пространства.

Список литературы

[1] Воскресенский, Д. И. Проектирование фазированных антенных решеток// Д. И. Воскресенский, В. А. Каплун, В. И. Степаненко. – М. : Радиотехника, 2003. – 632 с.

[2] Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. – М.: Высшая школа, 1988. – 432 с.

[3] Ерохин Г.А., Чернышев О.В., Козырев Н.Д., Кочержевский В.Г. Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн. Учебник для вузов// Под ред. Г.А. Ерохина. 2-е издание — М.: Горячая линия — Телеком, 2004. — 491с.: ил.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Ways to improve the polarization characteristics of microstrip array antennas

Dmitry A. Evseev[1], Eugenie V. Ilyin[1], Alexey A. Tsitovich[2]
[1]*Moscow Aviation Institute (National Research University)*
Moscow, 125993, Russian Federation
dima-evs16@mail.ru
[2]*JSC "RPC "Istok" named after A.I. Shokin*
Fryazino, 141190, Russian Federation
alekseytsitovich@gmail.com

***Abstract**: The paper shows a mechanism of cross-polarization radiation in microstrip array antennas. Rotating feeding and polarizer implementation are studied as the methods of cross-polarization suppression in microstrip array antennas. Results of numerical simulation of array antennas characteristics suffering because of polarizer influence are discussed. A comparison of the efficiency of the presented methods of improving the polarization by calculating the coefficients of axial ratio is performed.*

***Keywords*:** *polarization, cross-polarization radiation, printed antennas, microstrip antennas.*

Способы улучшения поляризационных характеристик микрополосковых антенных решеток

[1]Евсеев Д.А., [1]Ильин Е.В., [2]Цитович А.А
[1]*Московский авиационный институт (национально исследовательский университет)*
г. Москва, 125993, Российская Федерация
dima-evs16@mail.ru
[2]*АО "НПП "Исток" им. Шокина"*
г. Фрязино, 141190, Российская Федерация
alekseytsitovich@gmail.com

***Аннотация*:** *в докладе представлен механизм кроссполяризационного излучения микрополосковой антенны. Исследованы способы подавления кроссполяризационной составляющей излучения: зеркальное расположение излучающих элементов в фазированной антенной решетке, использование дополнительного элемента -*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

поляризатора. Проведено численное моделирование влияния поляризатора на характеристики антенной решетки. Выполнено сравнение эффективности представленных способов улучшения поляризации, путем вычисления коэффициента эллиптичности.

Ключевые слова: поляризация, кроссполяризационное излучение, печатные антенны, микрополосковые антенны.

1.Введение

Одним из основных направлений развития коммуникационных систем является миниатюризация радиоэлектронной аппаратуры. Ее характеристики в значительной степени определяются свойствами и конструктивными параметрами антенно-фидерного устройства. Микрополосковые антенны (МПА) и СВЧ устройства высоко востребованы в настоящее время. Достоинства микрополосковых фазированных антенных решеток (МПФАР) известны: технологичность, повторяемость размеров, низкая стоимость и др. Однако существенным недостатком является наличие высокой кроссполяризационной составляющей излучения, которая ограничивает применение данного типа антенн. В [1–3] приведена оценка влияния кроссполяризационной составляющей излучения антенны на точность пеленгования моноимпульсным методом, формирование радиолокационного изображения в системах радиосинтезированой апертуры, а также обсуждаются сложности при создании двухполяризационных антенных систем.

В докладе представлены результаты численного моделирования поляризационных характеристик двух МПФАР, а также методы подавления кроссполяризационного излучения.

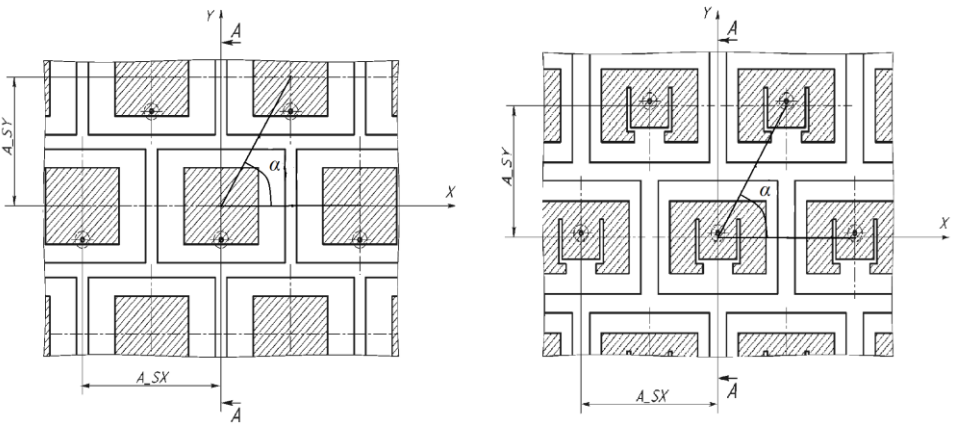
2. Сравнительный анализ кроссполяризационного излучения МПФАР

Для расчета поляризационных характеристик МПА используются различные модели. В [4] была предложена следующая модель: электрическое поле, создаваемое возбужденной МПА, регистрируется на плоскости, расположенной над антенной на фиксированной высоте, с размерами, выбранными из условия малости поля на ее краях. Электрическое поле вычисляется методом конечных разностей во временной области, затем оно заменяется эквивалентными магнитными токами, которые в приближении позволяют определить основные и кроссполяризационные компоненты в дальней зоне. В [4] выявлен механизм кроссполяризационного излучения, который обусловлен, прежде всего, текущими на встречу магнитными то-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ками вдоль боковых (параллельных оси *OY*, см. рис. 1) сторон излучающей пластины.

В качестве объектов моделирования были выбраны две ФАР с разными МПА (рис. 1). На рис. 2 показаны результаты численного моделирования (методом конечных элементов) выбранных МПА в составе бесконечной ФАР гексагональной конфигурации. Углы (θ_0, φ_0) задают направление луча диаграммы направленности, азимутальный угол θ_0 отсчитывается от оси *OZ*, угол места φ_0 – от оси *OX* в направлении оси *OY*. Угол гексагональности α для ФАР из прямоугольных излучателей равен 57.9°, для излучателей с Y-образной щелью равен 60.4°. Диэлектрическая проницаемость подложки моделей ε = 2.5, а высота подложки h = 2.36. Продольные размеры прямоугольного печатного излучателя (рис. 1 *а*): A_SX = 18.8 мм, A_SY = 15 мм; для излучателя с Y-образной щелью (рис. 1 *б*): A_SX = 15 мм, A_SY = 17 мм.



а) *б*)

Рис 1. ФАР на основе: *а*) прямоугольного печатного излучателя; *б*) излучателя с Y-образной щелью;

Fig. 1. ESA based on *a*) rectangular patch; *b*) Y-slot patch.

Питание МПФАР осуществляется коаксиальным зондом. Из рис. 2 видно, что излучатели согласованы в рабочей полосе частот 9 – 10 ГГц, при этом излучатель с Y-образной щелью является более широкополосным и согласован в полосе 8.5-10.5 ГГц по уровню КСВН < 2 при синфазном возбуждении.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

На рис. 3 представлено сравнение коэффициента эллиптичности МПФАР (|r|) при сканировании на центральной частоте рабочей полосы.

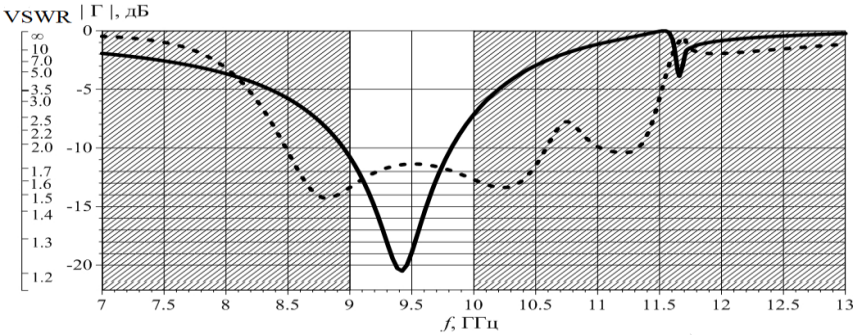


Рис. 2. Зависимость коэффициента отражения МПФАР от частоты (модель канала Флоке) при угле сканирования θ=45°, ϕ=90°: 1) прямоугольный излучатель; 2) излучатель с Y-щелью.

Fig. 2. VSWR characteristics of microstrip ESA with respect to frequency (Floquet model) at the scan angle θ=45°, ϕ=90°: 1) rectangular patch; 2) Y-slot patch.

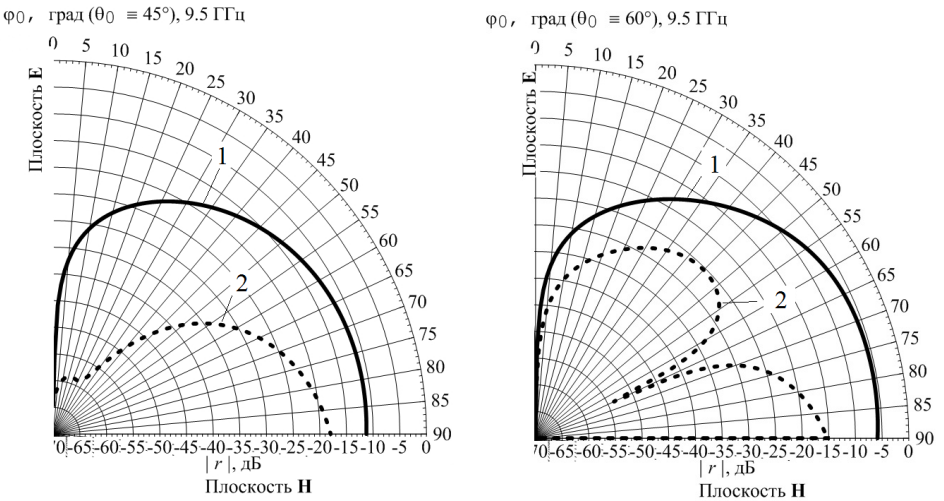


Рис. 3. Зависимость коэффициента эллиптичности от угла φ_0 при θ_0 = const: 1) МПФАР из прямоугольных излучателей; 2) МПФАР из излучателей с Y-щелью.

Fig. 3. Axial Ratio of microstrip ESA when angle θ_0 = const, angle ϕ_0 = var: 1) ESA based on rectangular patch; 2) ESA based on Y-slot patch.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Как видно из рис. 3, полученные значения коэффициента эллиптичности отличаются друг от друга во всех плоскостях. К примеру, в H-плоскости результаты отличаются на 10 dB, что свидетельствует о том, что выбором геометрии антенны можно корректировать уровень кроссполяризации антенны [4].

3.Методы подавления кроссполяризационного излучения

Способы снижения кроссполяризационного излучения рассматривались различными авторами. Выделим основные из них: зеркальное расположение излучающих элементов в МПФАР [4], симметричное противофазное возбуждение элемента в МПФАР [4], использование внешнего поляризатора [5], использование дефектов в проводящем экране МПФАР [6], аппаратурная компенсация излучения [7].

Ниже рассмотрены два способа из перечисленных, которые по мнению авторов являются наиболее эффективными:

1) Зеркальное расположение излучающих элементов в МПФАР. Суть данного метода заключается в изменении конфигурации МПФАР: рядом стоящие элементы в линейке излучателей располагают таким образом, чтобы они являлись “зеркальным” отражением друг друга в H-плоскости [4]. Питание, подводимое к элементам, отличается добавлением каждому второму элементу сдвига фазы 180°. Достоинство метода – значительное уменьшение кроссполяризационного излучения в H-плоскости. К недостаткам же следует отнести усложнение системы питания ФАР, а также метод не уменьшает кроссполяризацию в диагональных плоскостях.

2) Внешний поляризатор. Внешний поляризатор обычно представляет собой одномерную периодическую структуру из близкорасположенных параллельных проволок, размещенную над ФАР [5]. Такая структура отражает волну с поляризацией параллельной проволокам и пропускает волну с ортогональной поляризацией. Достоинством является то, что поляризатор позволяет уменьшить уровень кроссполяризации на 16–25 дБ в широком секторе углов. Однако внешний поляризатор требует увеличения продольного размера конструкции. Кроме того, система антенна – поляризатор является сложной резонансной структурой, в которой возможно возникновение нежелательных явлений (рис. 4), избежать которые можно при высоте подвеса поляризатора $H < \lambda / 2$, что обсуждается в [5].

На рис. 5 показан коэффициент эллиптичности ФАР при использовании методов подавления кроссполяризации на примере МПФАР из излучателей с Y-образной щелью.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

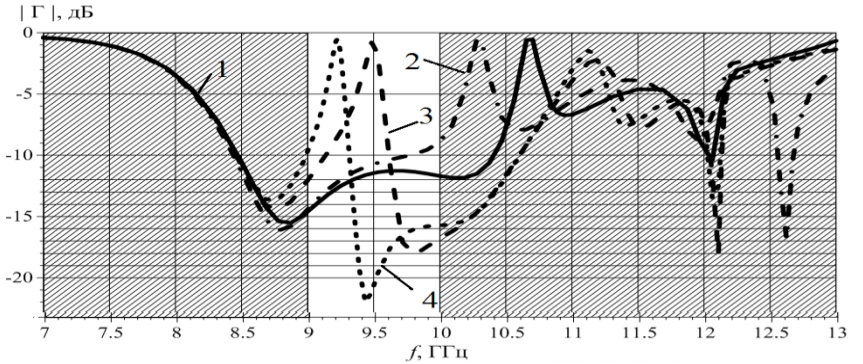


Рис. 4. Коэффициент отражения МПФАР при различных высотах поляризатора H: 1) 10 мм; 2) 15 мм; 3) 18 мм; 4) 19 мм.

Fig. 4. Reflection coefficient of microstrip ESA with respect to frequency for different polarizer height H: 1) 10mm; 2) 15 mm; 3) 18mm; 4) 19mm.

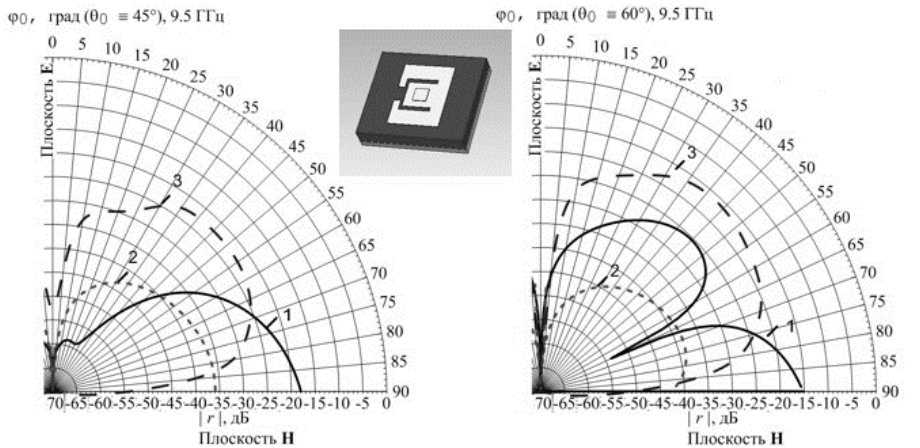


Рис. 5. Зависимость коэффициента эллиптичности от угла φ_0 при θ_0 = const: 1) МПФАР без применения методов подавления кроссполяризации; 2) применение внешнего поляризатора; 3) зеркальное расположение элементов в МПФАР.

Fig. 5. Axial Ratio of microstrip ESA when angle θ_0 = const, angle ϕ_0 = var: 1) ESA without cross-polarization suppressed; 2) ESA with polarizer; 3) rotating feeding.

4.Заключение

Из полученных результатов следует: внешний поляризатор позволяет уменьшить уровень кроссполяризации в среднем на 16–25 дБ в ши-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

роком секторе углов; зеркальное расположение элементов а антенной решетке позволяет значительно уменьшить уровень кросполяризации в Н-плоскости (более чем на 70 dB), но приводит к ее возрастанию в других плоскостях.

Список литературы

[1] Леонов А. И., Фомичев К. И. Моноимпульсная радиолокация. – М.: Радио и связь, 1984, с. 157-166.
[2] Touzi R., Vachon P.W., Wolfe J. Requirement on Antenna Cross-Polarization Isolation for the Operational Use of C-Band SAR Constellations in Maritime Surveillance. – IEEE Geoscience and remote sensing letters, vol. 7, № 4, October 2010, pp. 861-865.
[3] Shaya K., Guifu Z., Ahmed A. K., Dual-Polarization Frequency Scanning Microstrip Array Antenna With Low Cross-Polarization for Weather Measurements. – IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 61, №11, 2013, P. 5444-5452.
[4] Bhardwaj S., Rahamat-Samii Y. Revisiting the Generation of Cross-Polarization in Rectangular Patch Antennas: A Near-Field Approach. – IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 56, №1, February 2014, pp. 14-38.
[5] Das K. N., Mohanty A. Infinite Array of Printed Dipoles Integrated with a Printed Strip Grating for Suppression of Cross-Polar Radiation-Part 1: Rigorous Analysis. – IEEE Transactions on antennas and propagation, vol. 45, №6, June 1997, pp.960-972.
[6] Kumar C., Guha D. Asymmetric Geometry of Defected Ground Structure for Rectangular Microstrip: A New Approach to Reduce its Cross-Polarized Fields. – IEEE Transactions on antennas and propagation, vol. 64, №6, June 2016, pp. 2503-2506.
[7] Daya A., Hampton G. Analytical Cross-polarization Nulling Technique. – IEEE Conference Publication, 2010, 14th International Symposium, July 2010, pp. 1-4.

References

[1] Leonov A., Fomichev K. Monopulse radar. – M.: Радио и связь, 1984, с. 157-166.
[2] Touzi R., Vachon P.W., Wolfe J. Requirement on Antenna Cross-Polarization Isolation for the Operational Use of C-Band SAR Constellations in Maritime Surveillance. – IEEE Geoscience and remote sensing letters, vol. 7, № 4, October 2010, pp. 861-865.
[3] Shaya K., Guifu Z., Ahmed A. K., Dual-Polarization Frequency Scanning Microstrip Array Antenna With Low Cross-Polarization for Weather Measurements. – IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 61, №11, 2013, P. 5444-5452.
[4] Bhardwaj S., Rahamat-Samii Y. Revisiting the Generation of Cross-Polarization in Rectangular Patch Antennas: A Near-Field Approach. – IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 56, №1, February 2014, pp. 14-38.
[5] Das K. N., Mohanty A. Infinite Array of Printed Dipoles Integrated with a Printed Strip Grating for Suppression of Cross-Polar Radiation-Part 1: Rigorous Analysis. – IEEE Transactions on antennas and propagation, vol. 45, №6, June 1997, pp.960-972.
[6] Kumar C., Guha D. Asymmetric Geometry of Defected Ground Structure for Rectangular Microstrip: A New Approach to Reduce its Cross-Polarized Fields. – IEEE Transactions on antennas and propagation, vol. 64, №6, June 2016, pp. 2503-2506.
[7] Daya A., Hampton G. Analytical Cross-polarization Nulling Technique. – IEEE Conference Publication, 2010, 14th International Symposium, July 2010, pp. 1-4.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The study of characteristics of the patch antenna with non-uniform substrate metamaterial

Natalya N. Kisel, Vitaliy A. Cheremisov, Dmitry S. Derachitc
Southern Federal University, Institute of Radio Engineering Systems and Control, Taganrog, 347928, Russian Federation
nnkisel@sfedu.ru

Abstract: *Analysis of the effectiveness of metamaterials as a substrate of microstrip antennas for the purpose of providing broadband antenna while reducing the size and increasing the antenna gain are carried out in the report . As an example of the calculation of a microstrip antenna characteristics are given in which the substrate is a metamaterial unit cell in the form of nested open rings (SRR - split ring resonator). The resonant frequency of the resonator is determined by the length of the open rings, the size of the gap and the thickness of the rings. the basic laws of influence on the characteristics of microstrip antennas geometrical sizes of rings are obtained , the calculation results are summarized in the form of nomograms. The case of the planar antenna and conformal microstrip antenna located on a cylindrical surface is considered. Research are conducted by a specialized package FEKO.*

Keywords: *metamaterial, path antenna, VSWR, resonator.*

Исследование характеристик микрополосковой антенны с неоднородной подложкой на основе метаматериала

Кисель Н.Н., Черемисов В.А., Дерачиц Д.С.
Южный федеральный университет, Институт радиотехнических систем и управления
г. Таганрог, 347928, Российская Федерация
nnkisel@sfedu.ru

Аннотация: *В докладе проведен анализ эффективности применения метаматериалов в качестве подложек микрополосковых антенн с целью обеспечения широкополосности при одновременном уменьшении размеров антенны и повышении коэффициента усиления антенны. В качестве примера приведены результаты расчета характеристик микрополосковой антенны, в которой подложка представляет собой элементарную ячейку метаматериала в виде вложенных друг в друга разомкнутых колец (SRR – split ring resonator). Резонансная частота разо-*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

мкнутого резонатора определяется длиной колец, размерами зазора и толщиной колец. Получены основные закономерности влияния на характеристики микрополосковых антенн геометрических размеров колец, результаты расчетов обобщены в виде номограмм. Рассмотрен случай плоской антенны и конформной микрополосковой антенны, расположенной на цилиндрической поверхности. Исследования проведены с помощью специализированного пакета FEKO.

Ключевые слова: метаматериал, микрополосковая антенна, КСВ, резонатор.

1. Введение

В последние годы в литературе большое внимание уделяется возможности использования в технике СВЧ метаматериалов, обладающих отрицательными значениями диэлектрической и магнитной проницаемостей (SNG – single negative, когда только один из параметров имеет отрицательное значение или DNG – double negative, μ, ε - отрицательны). Метаматериалы представляют собой искусственный материал, основой которого являются резонаторы в виде разомкнутых колец, металлических стержней, спиралей, размеры которых и расстояния между ними меньше длины волны излучения. Изменяя форму, размеры, взаимное расположение резонаторов, можно получать различные характеристики материалов. В настоящее время метаматериалы применяются в антеннах, частотно-селективных поверхностях, в направляющих структурах, поглощающих материалах.

Одно из применений метаматериалов - использование их в качестве подложек микрополосковых антенн с целью обеспечения широкополосности при одновременном уменьшении размеров антенны и повышении коэффициента усиления антенны.

2. Модель микрополосковой антенны с неоднородной подложкой

В работе рассмотрена микрополосковая антенна, в которой подложка представляет собой элементарную ячейку метаматериала в виде сложенных в друг друга разомкнутых колец (SRR – split ring resonator) (рис. 1) [1-10], которая создает отрицательную магнитную проницаемость. Наиболее ярко новые свойства проявляются при резонансном возбуждении включений, частоты которых могут быть определены из геометрических размеров колец. Частота резонанса определяется длиной колец и размерами зазора [1]:

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$f_{рез} = \frac{c_o}{2\pi(r_1 - c)} \sqrt{\frac{2l}{[2\pi(r_1 - c) - l][\ln(r_1 - c) - \ln(r_1 - c - d)]}},$$

где c_o – скорость света, c – ширина колец, r_1 - внешний радиус внутреннего кольца, d – расстояние между соседними кольцами, l - ширина зазора колец.

Исследуемая модель антенны показана на рис. 1.

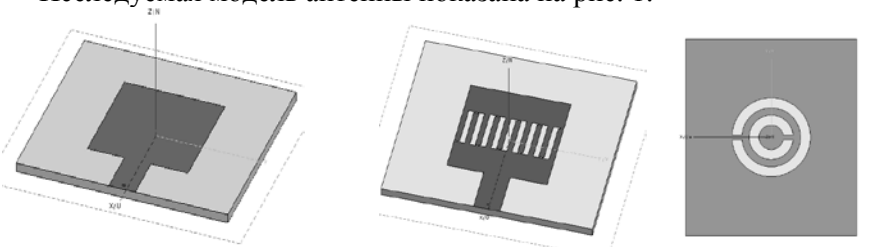


Рис.1. Модель микрополосковой антенны
Fig.1. Model microstrip antenna

Размер подложки 35x40 мм, в основании подложки на обратной стороне расположены два вложенных кольцевых резонатора, диаметр внешнего кольца $r_1 = 8$ мм, диаметр внутреннего кольца $r_2 = 4{,}5$ мм. Относительная диэлектрическая проницаемость подложки 2, потери в подложке отсутствуют.

На рис. 2 приведены зависимости резонансной частоты резонатора в виде вложенных разомкнутых колец в зависимости от ширины зазора l при условии пропорционального изменения размеров резонатора (рис.2,а) и в зависимости от радиуса внутреннего кольца r_1 и ширины зазора l (рис.2,б).

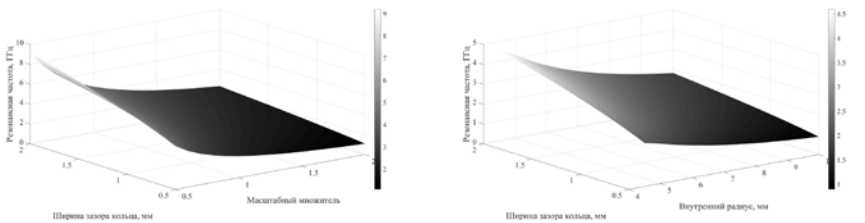


Рис.2. Зависимости резонансной частоты резонатора от геометрических параметров резонатора.
Fig.2. The frequency dependence of the resonance frequency of the resonator on the geometric parameters of the resonator.

Основной задачей проведенного в работе моделирования является выявление закономерностей в характеристиках микрополосковых антеннах [7-13] в зависимости от геометрических размеров резонатора. Иссле-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

дования проведены с помощью специализированного пакета FEKO, в качестве метода решения использовался метод интегральных уравнений. Размеры колец пропорционально изменялись в сторону уменьшения от r_1 до $0{,}5r_1$ при фиксированном отношении r_1/r_2 . Как видно из приведенной на рис. 3 зависимости КСВ от частоты для размеров резонатора r_1, r_2 наблюдается минимум КСВ в области 3,8 ГГц и 5,6 ГГц. Уменьшение радиуса колец приводит к смещению первого резонансного минимума КСВ в сторону увеличения частот, уменьшение радиусов на 10% изменяет резонансную частоту приблизительно на 300-400 МГц. Причем наблюдается практически линейная зависимость, уровень КСВ не превышает 2. Однако следует отметить, что полоса, в которой КСВ не превышает 2 и с уменьшением размеров колец также уменьшается, что сужает рабочий диапазон антенны. Кроме того, при дальнейшем уменьшении радиуса до $0{,}5r_1$ наблюдается резкий рост КСВ до 7. Сравнение зависимостей значений резонансной частоты резонатора (рис.2) и частотной зависимости КСВ показывает, что рабочая полоса микрополосковой антенны напрямую зависит от резонансной частоты резонатора.

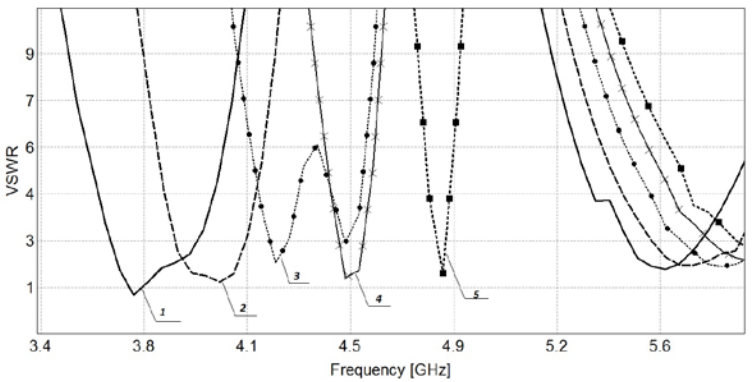


Рис.3. Частотная зависимость КСВ при различных размеров колец резонатора (кривая 1 соответствует масштабному множителю scale=1, 2 - scale=0.9, 3 - scale=0.8, 4 - scale=0.7, 5 - scale=0.6).

Fig. 3. The frequency dependence of the VSWR at various sizes of the resonator of the rings (curve 1 corresponds to scale factor scale = 1, 2 - scale = 0.9, 3 - scale = 0.8, 4 - scale = 0.7, 5 - scale = 0.6).

При уменьшении же размера колец минимум КСВ смещается в сторону более высоких частот, и находится в диапазоне от 3.4 до 5 ГГц.

Второй резонанс в частотной зависимости КСВ наблюдается на частоте 5,6 ГГц, с уменьшением размеров радиуса резонатора смещается в сторону увеличения частоты. Однако уменьшение размеров на 10% при-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

водит к смещению резонанса на 75-100 МГц и при этом не наблюдается сужения рабочей полосы антенны.

На рис. 4 представлены частотные зависимости КСВ от размеров резонансных колец. Кривая 1 соответствует размеру внешнего кольца r_1, кривые 2-6 получены для внешнего радиуса резонатора $1{,}1r_1$ - $1{,}5r_1$ с шагом $0{,}1\,r_1$ соответственно. Как видно из графиков, увеличение радиуса резонатора приводит к смещению первой резонансной частот для КСВ в сторону меньших частот. Начиная с $1{,}5\,r_1$, наблюдается существенное увеличение КСВ. Второй резонанс наблюдается на частоте 4,5 ГГц, однако изменение размеров практически не изменяет резонансную частоту и не влияет на КСВ.

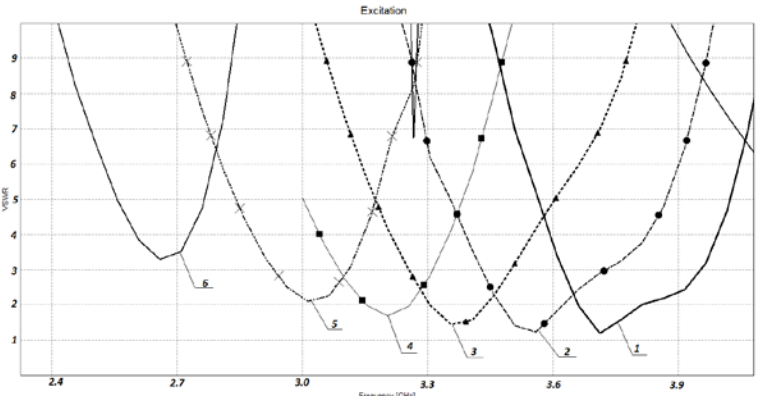


Рис.4. Частотная зависимость КСВ при различных размерах колец резонатора: кривая 3 – масштабный множитель scale=1, кривая 2 - scale=0.9, 3 - scale=0.8, 4 - scale=0.7, 5 - scale=0.6.

Fig. 4. The frequency dependence of the VSWR at various dimensions of the resonator of the rings: curve 1 - scale factor scale = 1, curve 2 - scale = 1.1, 3 - scale = 1.2, 4 - scale = 1.3, 5 - scale = 1.4, 6 - scale = 1.5.

3. Практические результаты

В работе исследована эффективность применения метаматериала как элемента подложки микрополосковой антенны по сравнению со случаем антенны на однородной подложке.

Рабочий диапазон частот антенны напрямую связан с резонансной частотой кольцевого резонатора. Направленные свойства антенны и коэффициент направленного действия практически не меняются.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Заключение

Таким образом, показана возможность использования неоднородной подложки с целью миниатюризации микрополосковых антенн. Полученные результаты обобщены на случай конформных микрополосковых антенн, размещенных на цилиндрической поверхности.

Список литературы

[1] Vidyalakshmi M.R., Raghavan Dr. S.. Cjmparison of optimization techniques for squresplit ring resonator//International journal of microwave and optical technology. 2010. Vlol. 5. №5. P. 280-286.

[2] Tomar A. Design of Square Split Ring Resonator Shaped Metamaterial Structure for Enhancing theMicrostrip Patch Antenna Parameters// International Journal of Research in Electronics and Communication Technology. 2014. Vol. 1, Issue 3 July – Sept. p. 21-24.

[3] Sulaiman A.A., Ahmad S. Nasaruddin A.S. Bandwidth Enhancement in patch antenna by metamaterial substrate// European Journal of scientific research, 2010.

[4] Huda A. Mazid, Mohammad Kamal A. Rahim, ThelasaMasri Left-handed metamaterial design for microstrip antenna application", IEEE International RF and Microwave conference, 2008.

[5] H.A. Majid, M.K.A. Rahim and T. Marsi, Microstrip Antenna gain enhancement using left-handed metamaterial structure, progress in Electromagnetic Research 2009. Vol.8, p. 235-247.

[6] Vikas Gupta, B.S. Dhaliwal Performance Enhancement of RecangularMicrostrip Patch Antenna by Loading Complementary Split Ring Resonator in the Patch// International Journal of Electronics Engineering. 2011. 3 (1), pp. 141– 143.

[7] Кисель Н.Н., Грищенко С.Г., Челобитчиков М.О.Исследование характеристик микрополосковой антенны на подложке с неоднородным заполнением// В сборнике: Проблемы техники и технологий телекоммуникаций ПТиТТ-2014; Оптические технологии в телекоммуникациях ОТТ-2014 Материалы Международных научно-технических конференций. 2014. С. 54-55.

[8] Кисель Н.Н., Грищенко С.Г., Дерачиц Д.С. Исследование низкопрофильных конформных микрополосковых антенн//Известия ЮФУ. Технические науки. 2015. № 3 (164). С. 240-248.

[9] Кисель Н.Н., Грищенко С.Г., Черемисов В.А. Исследование характеристик частотно-селективных поверхностей на основе элементов в виде квадратных двойных резонаторов// Известия ЮФУ. Технические науки. 2013. № 5 (142). С. 101-105.

[10] Кисель Н., Черемисов В., Грищенко С. Чувствительность резонансных характеристик частотно-избирательной поверхности на основе SRR-элементов//Компоненты и технологии. 2014. № 8 (157). С. 146-148.

[11] Ноаман Х.И.А., Галеб Х.А.Н., Кисель Н.Н. Моделирование и оптимизация характеристик микрополосковой антенны для WIMAX связи// В сборнике: Новые технологии и проблемы технических наук. Сборник научных трудов по итогам международной научно-практической конференции. Инновационный центр развития образования и науки. 2014. С. 115-118.

[12] Галеб Х.А.Н., Ноаман Х.И.А., Кисель Н.Н. Моделирование и оптимизация характеристик микрополосковой антенны// В сборнике: Новые технологии и проблемы технических наук. Сборник научных трудов по итогам международной научно-практической конференции. Инновационный центр развития образования и науки. 2014. С. 118-121.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[13] Хамед М., Кисель Н.Н. Моделирование характеристик микрополосковой антенной решетки S-диапазона В сборнике: Новые технологии и проблемы технических наук. Сборник научных трудов по итогам международной научно-практической конференции. Инновационный центр развития образования и науки. 2014. С. 121-124.

References

[1] Vidyalakshmi M.R., Raghavan Dr. S.. Cjmparison of optimization techniques for squresplit ring resonator//International journal of microwave and optical technology. 2010. Vlol. 5. №5. P. 280-286.

[2] Tomar A. Design of Square Split Ring Resonator Shaped Metamaterial Structure for Enhancing theMicrostrip Patch Antenna Parameters// International Journal of Research in Electronics and Communication Technology. 2014. Vol. 1, Issue 3 July – Sept. p. 21-24.

[3] Sulaiman A.A., Ahmad S. Nasaruddin A.S. Bandwidth Enhancement in patch antenna by metamaterial substrate// European Journal of scientific research, 2010.

[4] Huda A. Mazid, Mohammad Kamal A. Rahim, ThelasaMasri Left-handed metamaterial design for microstrip antenna application", IEEE International RF and Microwave conference, 2008.

[5] H.A. Majid, M.K.A. Rahim and T. Marsi, Microstrip Antenna gain enhancement using left-handed metamaterial structure, progress in Electromagnetic Research 2009. Vol.8, p. 235-247.

[6] Vikas Gupta, B.S. Dhaliwal Performance Enhancement of RecangularMicrostrip Patch Antenna by Loading Complementary Split Ring Resonator in the Patch// International Journal of Electronics Engineering. 2011. 3 (1), pp. 141– 143.

[7] Kisel' N.N., Grishchenko S.G., CHelobitchikov M.O.Issledovanie harakteristik mikropoloskovoj antenny na podlozhke s neodnorodnym zapolneniem// V sborni-ke: Problemy tekhniki i tekhnologij telekommunikacij PTiTT-2014; Opticheskie tekhno-logii v telekommunikaciyah OTT-2014 Materialy Mezhdunarodnyh nauchno-tekhnicheskih konferencij. 2014. S. 54-55. (In Russian).

[8] Kisel' N.N., Grishchenko S.G., Derachic D.S. Issledovanie nizkoprofil'nyh konformnyh mikropoloskovyh antenn//Izvestiya YUFU. Tekhnicheskie nauki. 2015. № 3 (164). S. 240-248. (In Russian).

[9] Kisel' N.N., Grishchenko S.G., CHeremisov V.A. Issledovanie harakteristik chastotno-selektivnyh poverhnostej na osnove ehlementov v vide kvadratnyh dvojnyh rezo-natorov// Izvestiya YUFU. Tekhnicheskie nauki. 2013. № 5 (142). S. 101-105. (In Russian).

[10] Kisel' N., CHeremisov V., Grishchenko S. CHuvstvitel'nost' rezonansnyh harakteristik chastotno-izbiratel'noj poverhnosti na osnove SRR-ehlementov//Komponenty i tekh-nologii. 2014. № 8 (157). S. 146-148. (In Russian).

[11] Noaman H.I.A., Galeb H.A.N., Kisel' N.N. Modelirovanie i optimizaciya harakteristik mikropoloskovoj antenny dlya WIMAX svyazi// V sbornike: Novye tekhnologii i problemy tekhnicheskih nauk. Sbornik nauchnyh trudov po itogam mezhdunarodnoj nauchno-prakticheskoj konferencii. Innovacionnyj centr razvitiya obrazovaniya i nauki. 2014. S. 115-118. (In Russian).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Отражательные антенные решетки с расширенной диаграммой обратного рассеяния

Обуховец В.А.
Южный федеральный университет
г. Ростов-на-Дону, 344006, Российская Федерация
vao@tgn.sfedu.ru

Аннотация: *Рассмотрены проблемы создания радиолокационных отражателей на основе отражательных антенных решеток с расширенной диаграммой обратного рассеяния. Анализируются потенциальные возможности решеток Ван-Атта в зависимости от геометрии, типа и характеристик излучателей. Сформулированы требования к нагрузочных многополюсников всенаправленных отражательных решеток.*

Ключевые слова: отражатель, антенная решетка, нагрузочный многополюсник, диаграмма рассеяния.

1. Введение

Отражательные антенные решетки (ОАР) достаточно широко используются при создании ретрансляторов, радиолокационных маяков, маркеров, имитаторов целей и т.п. Одним из проблемных вопросов проектирования ОАР является обеспечение требования формирования двухпозиционной диаграммы обратного рассеяния заданной ширины.

Наиболее близкой к решению поставленной задачи является известная конструкция решетки Ван-Атта [1]. Такая решетка состоит из четного количества излучателей, соединенных попарно отрезками линий передачи одинаковой длины. Решетка обеспечивает переизлучение падающего на нее поля в обратном направлении. Большая часть работ по исследованию решеток Ван-Атта посвящена проблемам увеличения эффективной поверхности рассеяния. Вместе с тем, реализуемый сектор углов, в пределах которого решетка интенсивно переизлучает электромагнитную энергию, не всегда удовлетворяет разработчиков. Опубликован ряд работ (см., например, [2]) в которых решетка Ван-Атта сформирована из многомодовых излучателей. Авторами показано, что попарное соединение излучателей фидерами, обеспечивающими передачу каждого типа колебаний, позволяет расширить бистатическую диаграмму рассеяния решетки. Несмотря на сложность реализации такого способа, многомодовые решетки имеют ряд преимуществ по сравнению с традиционными конструкциями.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

В докладе обсуждаются и другие варианты построения отражательных решеток, а также модели для расчета их характеристик.

2. Математические модели решетки

Известно [3], что поле, рассеянное антенной решеткой, можно представить в виде двух составляющих. Первая, так называемая антенная составляющая, определяется параметрами решетки и ее нагрузками. Вторая структурная составляющая представляет собой поле, отраженное конструктивными элементами решетки. Интенсивность этого поля не зависит от нагрузок излучателей. Как правило, при исследовании решеток Ван-Атта ограничиваются расчетом первой составляющей поля рассеяния. Наиболее часто для расчета диаграммы рассеяния используется упрощенная модель, основанная на теории антенных решеток. При этом токи в излучателях определяются в предположении их идеального согласования с фидером:

$$i\rangle = \frac{1}{Z_в} \cdot e^{j\alpha} \cdot v_{xx}\rangle, \qquad (1)$$

где $i\rangle$ - матрица-столбец наведенных токов, $Z_в$ - волновое сопротивление фидера, α - электрическая длина соединительных линий передачи $v_{xx}\rangle$ - матрица-столбец наведенных *эдс* холостого хода, определяемая скалярными произведениями вектора напряженности падающего на решетку поля и комплексных векторных диаграмм направленности излучателей:

$$v_{xx}\rangle = (\vec{E} \cdot \vec{f}^{\,*}(\theta_{пад}, \varphi_{пад})\rangle. \qquad (2)$$

Векторная двухпозиционная (бистатическая) диаграмма рассеяния рассчитывается по формуле

$$\vec{F}(\theta_{пад}, \varphi_{пад}, \theta_{отр}, \varphi_{отр}) = \frac{1}{Z_в} \cdot e^{j\alpha} \cdot \langle (\vec{E}\,\vec{f}^{\,*}(\theta_{пад}, \varphi_{пад}) \cdot \vec{f}\,(\theta_{отр}, \varphi_{отр})\rangle, \qquad (3)$$

где углы $(\theta_{пад}, \varphi_{пад})$ и $(\theta_{отр}, \varphi_{отр})$ определяют соответственно направления падающей и отраженной волн, уголковая скобка слева обозначает матрицу-строку. Выражения (1) - (3) носят обобщенный характер, справедливы для решеток Ван-Атта различной геометрии, учитывают направленные и поляризационные свойства излучателей. Однако они не позво-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ляют учесть влияние взаимной связи между излучателями и возможное их рассогласование с линиями передачи.

От указанных недостатков свободна математическая модель, основанная на импедансном подходе. Если для описания свойств решетки используется матрица взаимных сопротивлений излучателей $[z]$, а сами излучатели нагружены на многополюсник с матрицей сопротивлений $[z_н]$, то можно показать, что *эдс* на их входах определяются соотношением

$$e_{xx}\rangle = ([z]+[z_н])\cdot i\rangle . \qquad (4)$$

В этом случае диаграмма рассеяния может быть рассчитана по формуле

$$\vec{F}(\theta_{пад},\varphi_{пад},\theta_{отр},\varphi_{отр}) = \langle (\vec{E}\,\vec{f}^{\,*}(\theta_{пад},\varphi_{пад})\cdot([z]+[z_н])^{-1}\cdot\vec{f}\,(\theta_{отр},\varphi_{отр})\rangle . \qquad (5)$$

3. Результаты моделирования

На рис. 1 и 2 представлены бистатические диаграммы рассеяния (при $\theta_{пад}=90^0$) линейной решетки Ван-Атта из 6 излучателей, расположенных на расстояниях $d=0{,}5\lambda$ друг от друга. Первая решетка (рис.1) состоит из полуволновых вибраторов над металлическим экраном. Излучателям второй решетки (рис. 2) являются *E*-секториальные рупоры. Кривые 1, 2, 3 рассчитаны при углах падения $\varphi_{пад}=90^0,70^0,50^0$ соответственно.

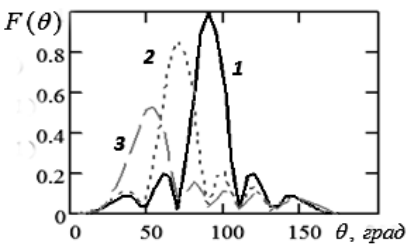


Рис. 1. Диаграмма рассеяния вибраторной решетки

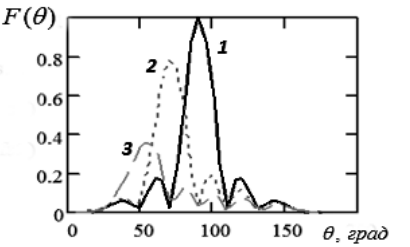


Рис. 2. Диаграмма рассеяния рупорной решетки

Как следует из приведенных результатов моделирования, при отклонении направления падения волны от нормали к решетке значение диаграммы в направлении обратного рассеяния для рупорной решетки уменьшается быстрее, чем для вибраторной. Из этого можно сделать вы-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

вод: чем более узкую диаграмму направленности имеет излучатель решетки, тем более узкой получается бистатическая диаграмма рассеяния.

Дополнительно расширить диаграмму, как показано в [4], можно за счет расположения излучателей на выпуклой поверхности. Значительный интерес представляют отражательные антенные решетки, обладающие полной круговой симметрией. Диаграмма рассеяния кольцевой отражательной решетки представлена на рис. 3. Уровень поля в направлении обратного рассеяния при углах падения $\varphi_{пад} = 2\pi / N$ остается одинаковым.

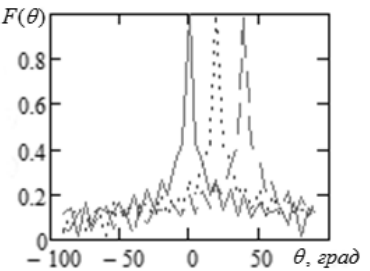


Рис. 3. Диаграмма рассеяния кольцевой решетки

В таких решетках использовать принцип попарного соединения излучателей по типу решетки Ван-Атта не удается. Нагрузочный многополюсник должен иметь значительно более сложную структуру, он характеризуется матрицей импедансов $\left[z_{н}\right]$. Его необходимо синтезировать по требованиям к матрице взаимных сопротивлений. Сформулировать эти требования можно, пользуясь выражением (4). Для этого необходимо задаться распределением тока $i^{треб}\rangle$, обеспечивающим максимальный коэффициент усиления [3] в каждом из направлений $\varphi_{отр} = \varphi_{пад} = 2\pi / N$. Выполнив это действие *N* раз, получим квадратную матрицу токов $\left[i^{треб}\right]$, что позволит получить

$$\left[z^{треб}\right] = \left[e_{xx}\right] \cdot \left[i^{\square mmpe}\right]^{-1} - \left[z\right]. \qquad (6)$$

Синтезированный многополюсник с матрицей $\left[z^{треб}\right]$ способен сформировать N лучей заданной формы, соответствующих N фиксированным углам падения. Значительно упростить процедуру синтеза можно, воспользовавшись спектральным разложением матриц по системе

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

собственных векторов [5]. Разработанная по этой методике отражательная решетка и нагрузочный многополюсник обеспечивают практически круговую диаграмму рассеяния. Чем больше количество излучателей в решетке, тем меньше диаграмма рассеяния отличается от круговой.

4. Заключение

Анализ опубликованных работ и проведенные численные эксперименты позволяют сформулировать следующие выводы. Для построения отражательных решеток с расширенной диаграммой рассеяния целесообразно применять излучатели с широкой диаграммой направленности, использовать многомодовый режим работы, располагать излучатели на выпуклой поверхности. Наилучшими свойствами обладают решетки с полной круговой симметрией.

Список литературы

[1] Алексеев А.И., Штагер Е.А., Козырев С.В. Физические основы технологии STEALTH. С.-Петербург: «ВВМ», 2007. 284 с.

[2] Yukhanov Y.V., Privalova T.Y., Yukhanov A.Y., Merglodov I.V. Scattering characteristics of multimode waveguide Van-Atta array // Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA). 2014. International Conference on DOI: 10.1109/ICEAA.2014.6903867. P. 317 – 320.

[3] Сазонов Д.М. Многоэлементные антенные системы. Матричный подход. М.: Радиотехника, 2015. 144 с.

[4] Бледнов В.И., Дегтярь Н.Н., Наумович С.В. Характеристики направленности дуговых переизлучающих антенных решеток // Радіоелектронні і комп'ютерні системи. 2008. № 2 (29). С. 8-11.

[5] Сазонов Д.М., Обуховец В.А. Синтез нерассеивающей отражательной диаграммообразующей схемы кольцевой антенной решетки // Радиотехника и электроника. 1976. Т.21. N 3. С.492-497.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Reduction of wide band phased array antenna elements' mutual coupling by introducing resonant structure

Konstantin V. Lyulyukin, Vladimir I. Litun,
Vladimir N. Mitrokhin, Maksim Ye. Golubtsov
Bauman Moscow State Technical University
Moscow, 105005, Russian Federation
kluvkl@yandex.ru

Abstract: *The paper shows a variant of a resonant structure usage with a band gap to suppress surface waves propagating in the substrate during the wide-angle beam scanning. Characteristic modes of an infinite periodic resonant structure were analyzed – a dispersion characteristic is obtained as a result. Full-wave modeling of phased array antenna irradiator surrounded by a finite number of resonant structure elements in the Floquet channel in the desired scan angle sector was performed.*

Keywords: *phased array antenna, patch antenna, surface wave, periodic structure, band gap.*

Уменьшение взаимного влияния широкополосных излучателей фазированной антенной решетки введением резонансной структуры

Люлюкин К.В, Литун В.И., Митрохин В.Н., Голубцов М.Е.
Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана
г. Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1, Российская Федерация
kluvkl@yandex.ru

Аннотация: *Рассмотрен вариант применения резонансной структуры, обладающей запрещенной зоной, для подавления поверхностных волн, распространяющихся в подложке при широкоугольном сканировании луча. Проведен анализ собственных волн бесконечной периодической резонансной структуры, в результате которого получена её дисперсионная характеристика. Выполнено полноволновое моделирование излучателя ФАР в окружении конечного числа элементов резонансной структуры в канале Флоке в требуемом секторе углов сканирования.*

Ключевые слова: фазированная антенная решетка, печатный излучатель, поверхностная волна, периодическая структура, запрещенная зона.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

При проектировании фазированных антенных решеток (ФАР) одним из важнейших аспектов является учёт взаимного влияния элементов антенной решетки, которое может вызвать ряд нежелательных эффектов, влияющих на характеристики системы. Оно зависит от типа и ориентации излучателей, положения элементов в решетке, геометрии структуры, поляризации излучаемого электромагнитного поля.

Достаточно часто в ФАР используются планарные печатные излучатели, благодаря простоте их производства, невысокой стоимости, малому продольному габариту и весу. Необходимость обеспечения отсутствия побочных главных максимумов диаграммы направленности накладывает ограничения на величину шага антенной решетки. Уменьшение же межэлементного расстояния ведет к увеличению взаимного влияния. Для печатных излучателей взаимное влияние обуславливается двумя составляющими: первая — пространственным возбуждением соседних элементов антенной решетки, и присуща всем типам излучателей; вторая — наличием поверхностных волн, возникающих в плоскости раскрыва антенной решетки и приводящих к таким нежелательным эффектам, как ослепление ФАР, возникновение излучения в нежелательных направлениях при широкоугольном сканировании луча.

Существует ряд мер для подавления поверхностных волн, распространяющихся в подложках печатных антенн. Один из наиболее простых способов — использование как можно меньшей толщины диэлектрической подложки. Однако это не всегда удается, так как в большинстве современных систем необходимо обеспечивать достаточно широкую полосу рабочих частот, а для этого требуется выполнять печатные излучатели на относительно толстых диэлектрических подложках. В результате принимается компромиссное решение, позволяющее получить необходимую полосу рабочих частот и приемлемые характеристики при широкоугольном сканировании луча.

Подавление возбуждающихся поверхностных волн в подложке возможно, например, путём введения между излучателями резонансной структуры (РСЗЗ), обладающей запрещенной зоной в требуемой полосе частот. Однако к недостаткам такой резонансной структуры можно отнести габариты, часто затрудняющие их использование в антенных решетках, а также узкополосность наиболее простых в проектировании и изготовлении конфигураций резонансных структур.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Далее показан способ реализации резонансной структуры, размещаемой между излучателями ФАР, имеющей запрещенную зону в рабочем диапазоне частот, что приводит к уменьшению взаимного влияния излучателей.

2. Разработка подложки с РСЗЗ

В качестве модернизируемой антенной решетки рассматривается ранее разработанная и представленная в [7] антенная решетка, в которой излучатели представляют собой печатные антенны на сравнительно тонкой подложке, что обеспечено размещением воздушной полости под излучателем. Соответственно, подложка заранее определена и обладает относительной диэлектрической проницаемостью около 3,5 (Rogers RO4003C или F4BM350) и толщиной 1,5 мм.

Из возможных вариантов РСЗЗ выбран вариант 2,5D структуры, показанной на рисунке 1. Критериями выбора являются простота и технологичность конструкции, возможность выполнения на определенном заранее материале и, по возможности, минимальная стоимость.

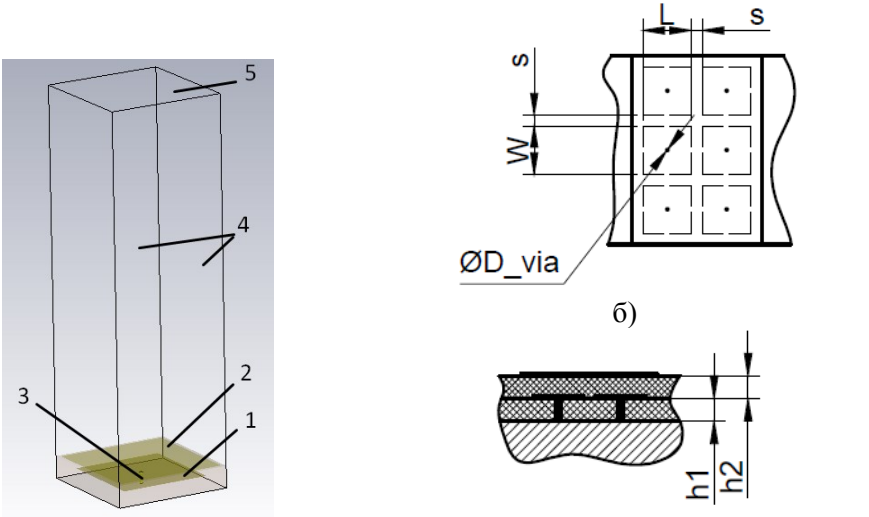


Рис. 1. Рассматриваемая структура, обладающая запрещенной зоной: а) 3D-модель, б) вид сверху, в) сечение

Fig. 1. Electronic band gap structure: a) 3D view, b) top-view, c) cross-section

Предложено исполнение РСЗЗ на двух печатных платах. При этом минимально изменяется общая толщина подложки платы излучателей.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

РСЗЗ состоит из проводника на среднем слое (1), соединенного с земляной поверхностью металлизированным отверстием (3). На верхнем слое подложки расположен слой металлизации (2). Периодичность структуры задана с помощью соответствующего условия на боковых стенках (4). Со стороны границы (5) – идеально согласованная граница (PML).

Анализ характеристик резонансной структуры проведён в Ansoft HFSS методом конечных элементов. Бесконечная резонансная структура моделируется в канале Флоке. В качестве критерия оптимизации геометрических размеров выбрано обеспечение запрещенной зоны в требуемой полосе частот.

В ходе оптимизации по заданному критерию получены характерные размеры резонансной структуры: $W = L = 0{,}12\lambda_0$, $s = 0{,}02\lambda_0$, $D_via = 0{,}005\lambda_0$, h1 = 0,813 мм, h2 = 0,508 мм.

Полученная дисперсионная характеристика РСЗЗ приведена на рисунке 2.

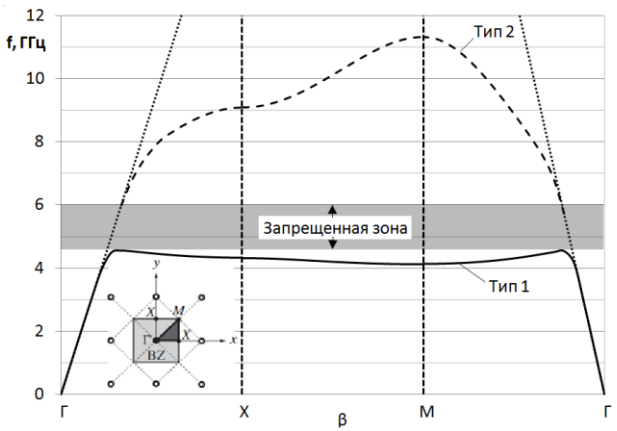


Рис. 2. Дисперсионная характеристика резонансной структуры
Fig. 2. Dispersion diagram

Как видно из рисунка 2, рассмотренная бесконечная структура обладает запрещенной зоной в диапазоне частот от 4,5 до 6 ГГц.

3. Применение подложки с введением РСЗЗ между излучателями ФАР

Особенностью применения РСЗЗ в раскрыве ФАР является ограниченное пространство между излучателями, которое может быть отведено под элементы резонансной структуры. При этом количество элементарных ячеек РСЗЗ оказывается мало, и соответственно, электрические характери-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

стики отличаются от характеристик достаточно большой резонансной структуры из-за влияния краевых эффектов. Общий вид такой структуры показан на рисунке 3.

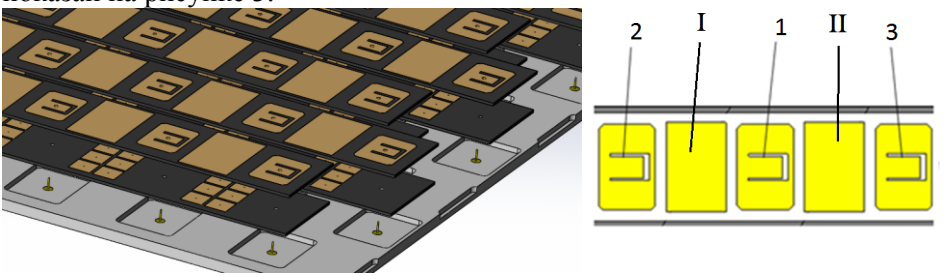


Рис. 3. Расположение резонансной структуры между излучателями
Fig. 3. EBG structure into phased antenna array

В виду отсутствия строгой теории для расчета и проектирования излучателей с резонансными структурами выбранной конфигурации, для анализа её характеристик применена модель на основе метода конечных элементов.

На рисунке 4 показано влияние резонансной структуры на коэффициенты передачи между излучателями (1, 2, 3), показанными на рисунке 3.

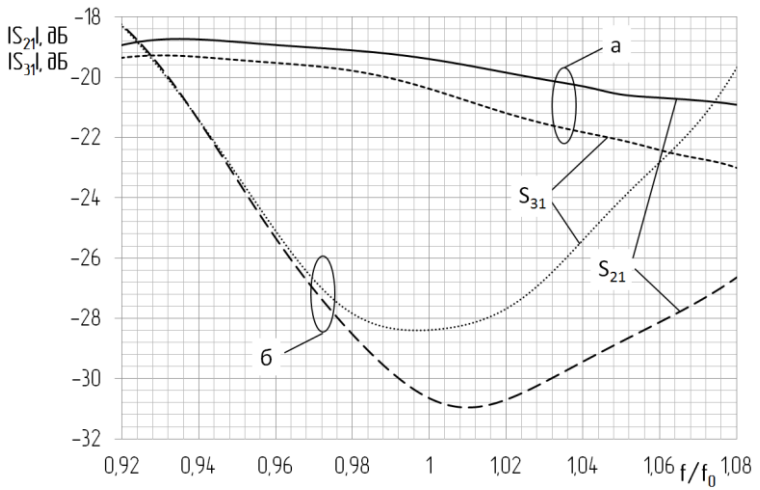


Рис. 4. Амплитуды коэффициентов передачи между излучателями:
а) без резонансной структуры; б) при наличии элементов РСЗЗ
Fig. 4. S-parameters without a) and with b) EBG structure

Как видно из рисунков 3 и 4, расположение элементов ФАР позволяет разместить между излучателями два ряда резонансной структуры, что

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

позволяет уменьшить взаимное влияние излучателей на 6…12 дБ в рабочей полосе частот. Один ряд такой структуры уменьшает взаимное влияние излучателей на центральной частоте на величину около 5 дБ.

На рисунке 5 приведены характеристики согласования в рабочей полосе частот для модели излучателя с резонансной структурой в канале Флоке при различных направлениях сканирования луча.

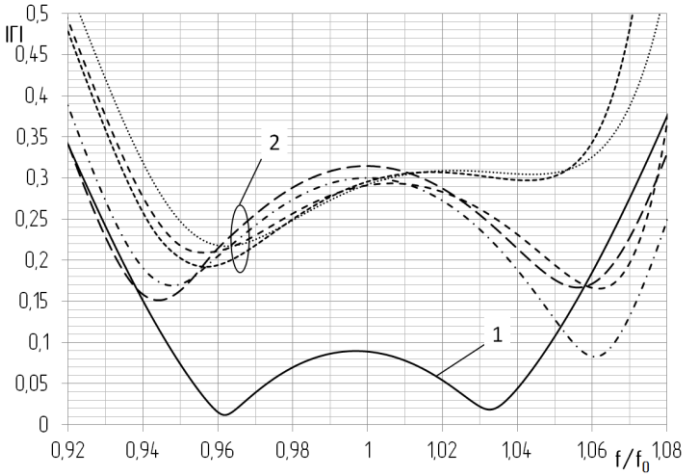


Рис. 5. Модуль коэффициента отражения при различных направлениях сканирования луча
Fig. 5. Reflection coefficient module at various beam scanning directions

На рисунке 5 обозначено: 1 – модуль коэффициента отражения в осевом направлении излучения $\theta_{ск} = 0°$, $\varphi_{ск} = 0°$; 2 – при широкоугольном сканировании луча $\theta_{ск} = 40°$ и различных $\varphi_{ск}$.

4. Заключение

Применение РСЗЗ, располагаемых между излучателями ФАР, возможно, однако оно связано с рядом трудностей, основной из которых является ограничение возможных габаритов для их размещения. Часто такая модернизация приводит к серьёзному усложнению конструкции, однако позволяет существенно улучшить согласование полотна, устранить, либо частично компенсировать ослепление антенной решетки при широкоугольном сканировании луча, улучшить направленные свойства антенны.

В данной работе продемонстрирована двухслойная резонансная структура, которая позволила улучшить характеристики согласования для осевого направления излучения, частично компенсировать зависимость

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

модуля коэффициента отражения излучателей от направления сканирования луча: амплитуда коэффициента ослабления снизилась с 0,16 до 0,10 в осевом направлении излучения, с 0,38 до 0,32 при широкоугольном сканировании луча в рабочей полосе частот 10%.

Применение РСЗЗ привело к усложнению платы с излучателями. Она стала двухслойной, что влияет на конечную стоимость изделия. По этой причине необходимо тщательно анализировать экономическую целесообразность применения подобных решений. Желательно применение однослойных структур, так как это мало влияет на изменение конечной стоимости изделия и сохраняет технологичность изготовления и сборки.

Список литературы

[1] Volakis J.L. Antenna engineering handbook, 4th ed. Mc Grow Hill, 2007. 1755 p.

[2] Kumar G., Ray K.P. Broadband Microstrip Antennas. Artech House, 2003. 432 p.

[3] Электродинамический расчет характеристик полосковых антенн / Панченко Б.А. и др. М.: Радио и связь, 2002. 256 с.

[4] C. Caloz, T. Itoh. Electromagnetic metamaterials: transmisson line theory and microwave applications. Wiley-Interscience, 2006. 352 p.

[5] Kumar A., Mohan J., Gupta H. Surface wave suppression of microstrip antenna using different EBG designs // Signal Processing and Communication (ICSC), 2015 International Conference. 2015. pp. 355–359. doi: http://dx.doi.org/10.1109/ICSPCom.2015.7150676.

[6] Люлюкин К.В. Широкополосный печатный излучатель фазированной антенной решетки с полостью в металлическом основании / К.В. Люлюкин, В.И. Литун, А.А. Рогозин // 25-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», (КрыМиКо 2015) : материалы конф., 6–12 сент. 2015 г., Севастополь / Севастоп. нац. техн. ун-т. – Севастополь, 2015. – Т. 1. – С. 457–458. – ISBN 978-1-4673-9414-7.

References

[1] Volakis J.L. Antenna engineering handbook, 4th ed. Mc Grow Hill, 2007. 1755 p.

[2] Kumar G., Ray K.P. Broadband Microstrip Antennas. Artech House, 2003. 432 p.

[3] Jelektrodinamicheskij raschet harakteristik poloskovyh antenn / Panchenko B.A. i dr. M.: Radio i svjaz', 2002. 256 s.

[4] C. Caloz, T. Itoh. Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications. Wiley-Interscience, 2006. 352 p.

[5] Kumar A., Mohan J., Gupta H. Surface wave suppression of microstrip antenna using different EBG designs // Signal Processing and Communication (ICSC), 2015 International Conference. 2015. Pp. 355–359. DOI: http://dx.doi.org/10.1109/ICSPCom.2015.7150676.

[6] Lyulyukin K.V. Wide band cavity backed patch radiating source for phased array antenna / Lyulyukin K.V., Litun V.I., Rogozin A.A. // CriMiCo 2015 – 2015 25st International Crimean Conference: Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings. pp. 459-460.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The two-band circular polarization antenna

Aleksandr A. Bezgin[1,2], Aleksandr A. Savochkin[1]
[1]*Sevastopol State University*
Sevastopol, 299054, Russian Federation
savochkin@sevsu.ru
[2] *Marine Hydrophysical Institute*
Sevastopol, 299011, Russian Federation
bezghinaa@gmail.com

Abstract: *The article deals with a two-band circular polarization antenna for the marine terminal satellite communications system Argos-3. Satellite communication system Argos-3 is designed to collect meteorological and oceanographic information and determine the coordinates of moving objects. The antenna consists of two patches, which are located one above the other and flat screen. With the aim of forming a circular polarization the top patch has a pair of truncated square corners, and the bottom patch has a pair of truncated isosceles triangular corners. Antenna model was created in CAD FEKO. The main characteristic of the model was calculated in the program. The antenna prototype was created and its characteristics were measured.*

Keywords: *microstrip antenna, circular polarization, dual-band, Argos-3, marine drifter.*

Двухдиапазонная антенна круговой поляризации

[1,2] Безгин А.А., [1]Савочкин А.А.
[1]*Севастопольский государственный университет*
г. Севастополь, 299054, Российская Федерация
savochkin@sevsu.ru
[2] *Морской гидрофизический институт РАН*
г. Севастополь, 299011, Российская Федерация
bezghinaa@gmail.com

Аннотация: *В статье описывается двухдиапазонная антенна круговой поляризации для морского терминала спутниковой системы связи Argos-3. Спутниковая система Argos предназначена для сбора метеорологической и океанографической информации и определения координат движущихся объектов. Антенна состоит из двух излучателей, которые расположены друг над другом и плоского экрана. С*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

целью формирования поля круговой поляризации верхних излучатель имеет вырезы углов в виде квадратов, нижний излучатель имеет вырезы в виде треугольников. Создана модель антенны в CAD FEKO и рассчитаны ее основные параметры. Изготовлен макет антенны и измерены его характеристики.

Ключевые слова: полосковая антенна, круговая поляризация, двухдапазонная антенна, *Argos*-3, морской дрифтер.

1. Введение

Одним из основных источником систематической оперативной контактной информации о состоянии верхнего слоя океана и приводной атмосферы стали автономные дрейфующие платформы сбора и передачи данных по каналам спутниковой связи — поверхностные дрифтеры.

Важной составляющей дрифтерной технологии является канал передачи данных. Традиционно с момента начала систематических дрифтерных исследований для передачи данных используется спутниковая система *Argos*.

Система *Argos* — система сбора метеорологической и океанографической информации и определения координат движущихся объектов, на которые установлены соответствующие спутниковые радиомаяки (приемопередатчики). Передача данных с платформ осуществляется на несущей частоте 401,650 МГц (ширина полосы частот составляет 110 кГц). Передача информации со спутника на платформу осуществляется на частоте 465,98 МГц. В системе *Argos*-3 предусмотрена возможность двухсторонней связи со спутниками, в то время как *в Argos*-2 возможна только передача сообщения с платформы с заданной периодичностью [1]. В качестве антенны для работы оборудования дрифтера целесообразно использовать двухдиапазонную печатную антенну. Печатные антенны находят широкое применение в различных радиоэлектронных устройствах и системах благодаря их миниатюрности и высокой технологичности. Особое место среди них занимают антенны круговой поляризации. Интерес к этим антеннам обусловлен перспективами их использования в системах спутниковой навигации и системах связи (*GPS*, ГЛОНАСС, *Galileo, Iridium* и др.) и системах радиочастотного распознавания объектов *RFID* [2].

2. Моделирование антенны

В литературе широко представлены печатные антенны круговой поляризации с усеченными краями излучателя [3], [4], однако эти антенны

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

работают только в одном диапазоне частот. Предлагается расположить излучатели круговой поляризации разных размеров работающих на разных частотах друг над другом для того, чтобы добиться согласования антенны в двух диапазонах и при этом сохранить круговую поляризацию поля излучения полученной антенны [5].

На рис 1. показана геометрия двухдиапазонной печатной антенны. Модель антенны создана в *CAD FEKO*. Геометрические размеры антенны определены в процессе моделирования.

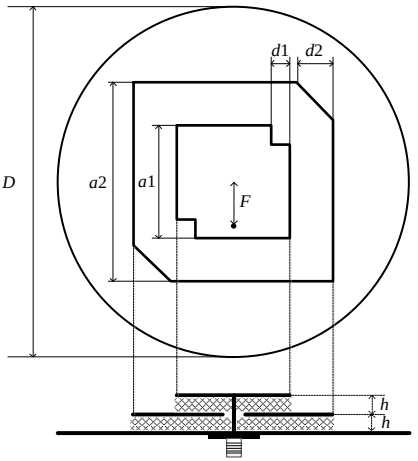


Рис. 1. Геометрия двухдиапазонной антенны

Fig. 1. Geometry of bual-band antenna

Антенна состоит из двух квадратных излучателей с размерами $a1$=158 мм и $a2$=182 мм и экрана диаметром D=400 мм. В качестве материала выбран двухсторонний фольгированный стеклотекстолит *FR*4 с относительной диэлектрической проницаемостью ε=4,4 и толщиной h=4 мм. Точка питания смещена от центра излучателя на расстояние F=72 мм. Для обеспечения излучения поля круговой поляризации углы излучателей обрезаны. Вырезы верхнего излучателя имеют квадратную форму с размерами $d1$=14 мм. Вырезы нижнего излучателя выполнены в виде треугольников со стороной $d2$=21 мм. Различие в геометрии вырезов обусловлены особенностями согласования антенны в двух диапазонах частот. Верхний излучатель электрически изолирован от нижнего, для этого в центре нижнего излучателя выполнено круглое отверстие диаметром 6 мм.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

На рис. 2 показана рассчитанная в *CAD FEKO* частотная зависимости КСВ модели антенны. Характеристика КСВ с уровнем меньше 2 наблюдается в диапазонах частот (398…412) МГц и (457…478) МГц. На рис. 3 показаны нормированные диаграммы направленности в плоскостях φ=0° и φ=90° на частотах 401,6 МГц (a) и 465,9 МГц (b). Коэффициенты эллиптичности в главном направлении составили –0,8 дБ на частоте 401,6 МГц (рис. 4, линия 1) и –0,9 дБ на частоте 465,9 МГц (рис. 4, линия 2). Коэффициент эллиптичности по уровню –3 дБ обеспечивается в диапазоне углов от –101° до 105° на частоте 401,6 МГц и от –120° до 120° на частоте 465,9 МГц.

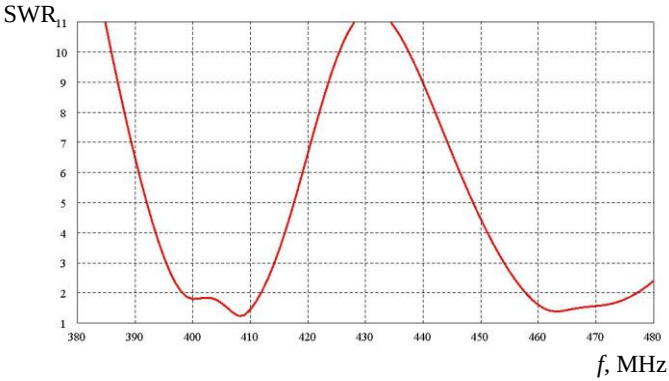


Рис. 2. Частотная зависимость КСВ модели двухдиапазонной антенны

Fig. 2. Simulated SWR of bual-band antenna

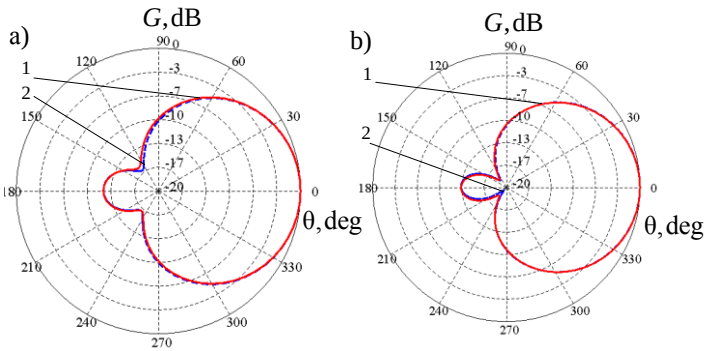


Рис. 3. Нормированные ДН антенны на частотах 401,6 МГц (a) и 465,9 МГц (b)
(1 — плоскость φ=0°, 2 — плоскость φ=90°)

Fig. 3. Simulated normalize radiating pattern on frequencies 401,6 MHz (a) and 465,9 MHz (b)
(1 — plane φ=0°, 2 — plane φ=90°)

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

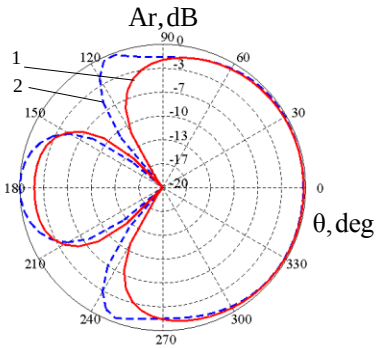


Рис. 4. Коэффициент эллиптичности модели
(1 — 401,6 МГц, 2 — 465,9 МГц)

Fig. 4. Simulated axil ratio
(1 — 401,6 MHz, 2 — 465,9 MHz)

3. Практические результаты

По результатам и моделирования был разработан и изготовлен макет антенны, фотография которого приведена на рис. 5.

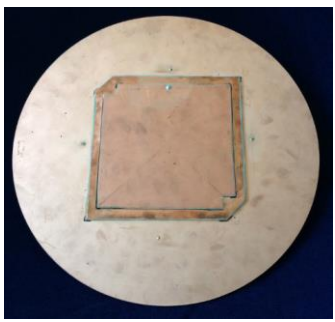


Рис. 5. Макет двухдиапазонной антенны круговой поляризации

Fig. 5. The layout of dual-band circular polarized antenna

Макет антенны выполнен из двухстороннего фольгированного текстолита толщиной 2 мм. Для подведения сигнала установлен разъем *SMA* типа *S*2452, который подсоединяется непосредственно на плату излучателя.

Измерение входных характеристик антенны выполнено прибором ИККПО «Обзор *TR*1300/1». На рис. 6 показана экспериментальная частотная зависимость КСВ макета антенны. КСВ на частоте 401,6 МГц составил

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

2,3 и 1,4 на частоте 465,9 МГц. На рис. 7 показаны экспериментальные нормированные диаграммы направленности макета в плоскостях φ=0° и φ=90°на частотах 401,6 МГц (a) и 465,9 МГц (b).

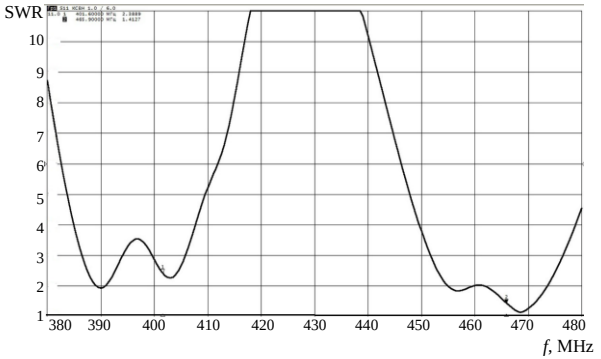


Рис. 6. Частотная зависимость КСВ макета двухдиапазонной антенны

Fig. 6. Measured SWR of the layout of dual-band antenna

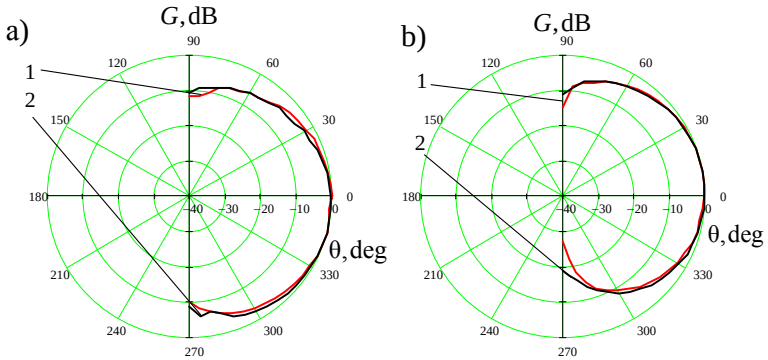


Рис. 7. Экспериментальные ДН антенны на частотах 401,6 МГц (a) и 465,9 МГц (b)
(1 — плоскость φ=0°, 2 — плоскость φ=90°)

Fig. 7. Measured radiating pattern on frequencies 401,6 MHz (a) and 465,9 MHz (b)
(1 — plane φ=0°, 2 — plane φ=90°)

4. Заключение

Таким образом, в результате выполнения работы создана модель в *CAD FEKO* и изготовлен макет двухдиапазонной антенны круговой поляризации для морских терминалов спутниковой системы связи *Argos*-3, выполнено экспериментальное исследование макета антенны. Антенна имеет малые геометрические размеры и обеспечивает формирование поля круго-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

вой поляризации с требуемой диаграммой направленности во всей рабочей области углов при хорошем согласовании.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследований, проведенных при поддержке Федерального агентства научных организаций (НИОКР № 115061510036, тема №1002-2014-0011) и Министерства образования и науки Российской Федерации (НИР № 115041610026 базовой части госзадания, соглашение № 15.1.18.4388.01).

Список литературы

[1] Безгин А.А., Савочкин А.А. Двухчастотная печатная антенна для морских терминалов связи спутниковой системы Argos-3 // Мат. 4-ой всероссийской конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ». 2015. С. 268-271.

[2] Безгин А.А., Савочкин А.А. Печатная антенна круговой поляризации Argos-2 // Мат. 5-ой всероссийской конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ». 2016. С. 301-304.

[3] Sharma P. C., Gupta K.C. Analysis and optimized design of single feed circularly polarized microstrip antenna // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1983. V. 31. P. 949–955.

[4] Lee J.M., Kim N.S., Pyo C.S. A circular polarized metallic patch antenna for RFID reader // Proc. Asia–Pacific Commun. Conf. 2005. P. 116–118.

[5] Peng X.F., Zhong S.S., Xu S.Q., Wu Q. Compact dual-band GPS microstrip antenna // Microw. Opt. Technol. Lett. 2005. V. 44. No. 1. P. 58-61.

References

[1] Bezgin A.A., Savochkin A.A. [The dual-band patch antenna for marine terminals satellite system Argos-3]. *Mat.* 4-*oj vserossijskoj konferencii* «*Elektronika i mikroeelektronika SVCh*», 2015, pp. 268 - 271. (In Russian)

[2] Bezgin A.A., Savochkin A.A. [Circular polarized patch antenna for Argos-2]. *Mat.* 5-*oj vserossijskoj konferencii* «*Elektronika i mikroeelektronika SVCh*», 2015, pp. 301 - 304. (In Russian)

[3] Sharma P. C., Gupta K.C. Analysis and optimized design of single feed circularly polarized microstrip antenna // *IEEE Trans. Antennas Propagat*., 1983, vol. 31, pp. 949–955.

[4] Lee J.M., Kim N.S., Pyo C.S. A circular polarized metallic patch antenna for RFID reader // *Proc. Asia–Pacific Commun. Conf*., 2005, pp. 116–118.

[5] Peng X.F., Zhong S.S., Xu S.Q., Wu Q. Compact dual-band GPS microstrip antenna *// Microw. Opt. Technol. Lett*., 2005, vol. 44, no. 1, pp. 58-61.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted with the support of the Federal Agency for Scientific Organizations (research effort № 1115061510036, project №1002-2014-0011) and the Ministry of Education and Science of the Russian Federation (research effort № 115041610026 of the base part of state assignment, the agreement № 15.1.18.4388.01).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Influence of multilayer structures with metamaterials on features of microstrip radiating elements

Vadim V. Chebyshev[1], Olga I. Yastrebtsova[2]
[1]*Moscow Technical University of Communication and Informatics*
Moscow, 111024, Russian Federation
tedia@mtuci.ru
[2]*Moscow Technical University of Communication and Informatics*
Moscow, 111024, Russian Federation
yastrebtsova@rambler.ru

Abstract: *To create compact antennas for various telecommunication systems microstrip radiating elements located in multilayer structures including layers of metamaterials are used. In the article a method of adequate mathematical modeling of these radiating elements is proposed, which is based on the reduction of external electrodynamic problems to special integral equations of the first kind, which allows to develop efficient algorithms for their numerical studies. Some numerical results of microstrip radiators in multilayer structures are given.*

Keywords: *integral equations, microstrip antennas, algorithm of the numerical study, collocation method, Green function.*

Влияние многослойных сред с метаматериалами на свойства микрополосковых излучателей

[1]Чебышев В.В., [2]Ястребцова О.И.
[1]*Московский технический университет связи и информатики*
г. Москва, 111024, Российская Федерация
tedia@mtuci.ru
2Московский технический университет связи и информатики
г. Москва, 111024, Российская Федерация
yastrebtsova@rambler.ru

Аннотация: *При создании малогабаритных антенн для различных систем связи используются микрополосковые излучающие структуры, расположенные в многослойных средах, включая слои из метаматериалов. В работе используется ме-*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

тодика адекватного математического моделирования указанных излучающих структур, которая основана на сведении внешних электродинамических задач к специальным интегральным уравнениям первого рода, позволяющим разработать эффективные алгоритмы их численного исследования. Приводятся отдельные результаты численного исследования микрополосковых излучателей в многослойных средах.

Ключевые слова: интегральные уравнения, микрополосковые антенны, алгоритм численного исследования, метод коллокаций, функция Грина.

1. Введение

Применение метаматериалов находит все бóльшее распространение в антенной технике, одной из областей использования которых являются микрополосковые антенны. При использовании метаматериалов в качестве подложек микрополосковых антенн [1, 2] становится возможным ограничить возбуждение поверхностных волн в многослойных структурах антенн, что приводит к улучшению их частотных свойств, увеличению эффективности излучения и уменьшению электрических размеров антенны.

Однако метаматериалы обладают существенным недостатком, который состоит в том, что их свойства имеют сильную частотную зависимость. Для уменьшения этой частотной зависимости можно предложить использование многослойных структур, состоящих из слоев метаматериалов и диэлектриков, с внедренной волноводопроводящей полосковой структурой.

2. Метод решения задачи

Для диэлектрической структуры с одной границей раздела сред электродинамическая задача о поле, создаваемом электрическим диполем, была решена Зоммерфельдом. Появление дополнительных границ раздела сред вызывает значительное усложнение задачи и требует разработки специальных методов построения тензорной функции Грина для представления поля излучателя.

Согласно основополагающей работе о метаматериалах [3], их электродинамический анализ можно проводить на основе уравнений Максвелла, то есть можно получить строгое решение. С помощью метода математического моделирования из работы [4] предложено решение, основанное на математической модели, учитывающей топологию микрополосковых проводников, способ возбуждения вибратора и свойства многослойной структуры. Используя интегральное представление поля вибратора на основе тензорной функции Грина многослойной среды [5], проводилось обращение электродинамической задачи к интегральному уравнению первого рода для тока микропо-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

лоскового вибратора. Ядро полученного интегрального уравнения содержит элементы тензорной функции, имеющие слабую особенность, что определяет интегральное уравнение Фредгольма первого рода. Для него разработан алгоритм численного решения, использующий принцип саморегуляризации.

Рассматривалась следующая задача: двухслойная среда на проводящем экране с параметрами $\varepsilon_1, \mu_1, H_1$ и $\varepsilon_2, \mu_2, H_2$ и тонкий полуволновый вибратор толщиной $0,05\lambda$, располагающийся на внутренней границе слоев (Рис. 1).

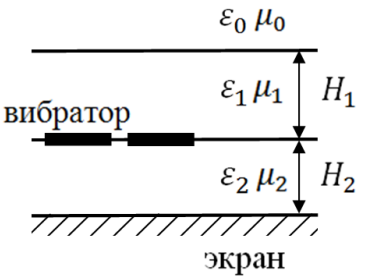


Рис. 1. Двухслойная среда на проводящем экране с микрополосковым вибратором.

Fig. 1. Two layer structure on conducting screen with microstrip vibrator

Такая двухслойная структура, так же как и однослойная, может поддерживать поверхностные волны как TM, так и TE типа при направлении их распространения вдоль структуры [6]. Поле поверхностной волны локализовано вблизи поддерживающей поверхности, поэтому его можно рассматривать как реактивное поле микрополосковой антенны, а многослойную структуру – как накопитель реактивной энергии. В результате этого, используя понятие добротности антенны, можно говорить об ухудшении частотных свойств и сужении рабочей полосы. Поэтому при проектировании микрополосковой антенны необходимо принять меры, препятствующие возникновению поверхностных волн. Это относится к выбору толщин и диэлектрических проницаемостей слоев многослойной структуры, включая метаматериалы, и использованию дополнительных «сторонних» структур в виде нагруженных экранов, которые не поддерживают поверхностные волны.

3. Результаты численных исследований

На Рис. 2 представлена зависимость входного сопротивления микрополоскового вибратора от его длины для двухслойной диэлектрической структуры с параметрами диэлектриков $\varepsilon_1 = 4$ и $\varepsilon_2 = 2$. Такая структура должна

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

поддерживать поверхностные волны, что соответствует рисунку, на котором есть ярко выраженная частотная зависимость.

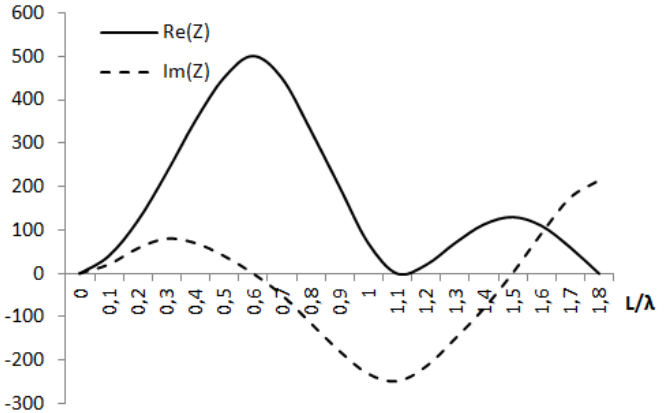
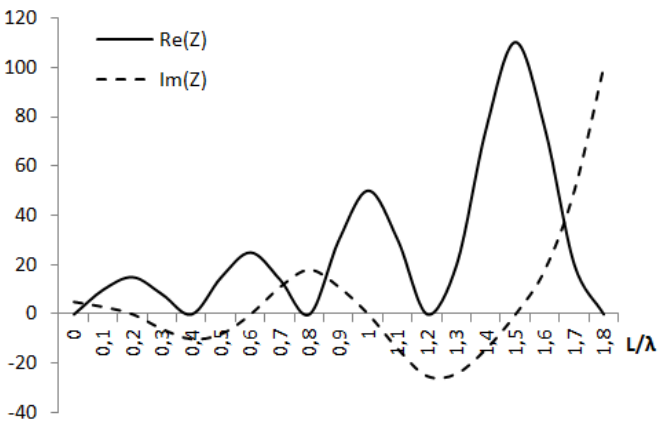


Рис. 2. Входное сопротивление микрополоскового вибратора в двухслойной диэлектрической среде.

Fig. 2. Input impedance of microstrip vibrator in two layer dielectric structure

На Рис. 3 представлена зависимость входного сопротивления микрополоскового вибратора от его длины при задании нижнего слоя в виде метаматериала с $\varepsilon_2 = -2$, $\mu_2 = -1$ и верхнего слоя в виде диэлектрика с $\varepsilon_1 = 4$. При этом следует отметить заметное подавление полей высших типов в среде.



Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Рис. 3. Входное сопротивление микрополоскового вибратора в двухслойной среде с нижним слоем в виде метаматериала и с верхним – в виде диэлектрика.

Fig. 3. Input impedance of microstrip vibrator in two layer structure consisting of lower layer with metamaterial and of higher layer with dielectric

На Рис. 4 представлена зависимость входного сопротивления микрополоскового вибратора от его длины при задании верхнего слоя в виде метаматериала с $\varepsilon_1 = -2$, $\mu_1 = -1$ и нижнего с $\varepsilon_2 = 2$. Характер изменения импеданса на Рис. 4 тот же, как и для случая Рис. 3, но с меньшими резонансными значениями, что указывает на меньшую частотную зависимость вибратора, то есть на улучшение диапазонных свойств.

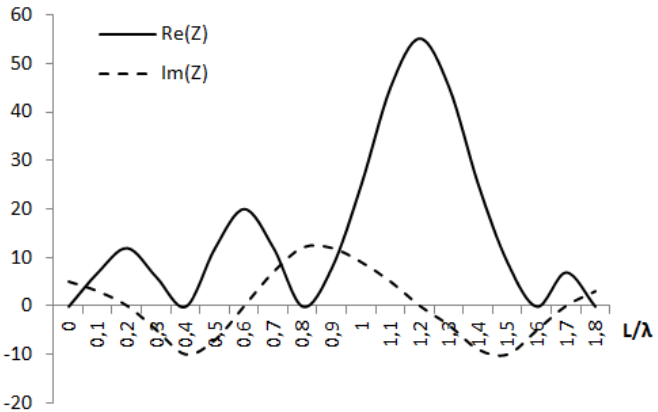


Рис. 4. Входное сопротивление микрополоскового вибратора в двухслойной среде с верхним слоем в виде метаматериала и с нижним – в виде диэлектрика.

Fig. 4. Input impedance of microstrip vibrator in two layer structure consisting of higher layer with metamaterial and of lower layer with dielectric

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

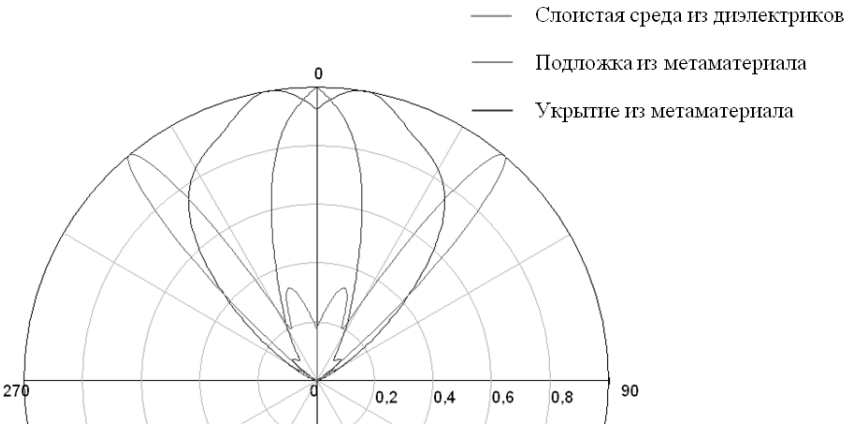


Рис. 5. Диаграммы направленности для трех рассматриваемых случаев.

Fig. 5. Radiation patterns for three considered cases

Рассмотрение диаграмм направленности (Рис. 5) также приводит к выводу, что наиболее узкой оказывается диаграмма направленности при использовании метаматериала в качестве верхнего слоя, что эквивалентно увеличению электрической длины вибратора.

4. Заключение

Таким образом, в работе показано, что можно добиться улучшения диапазонных свойств и эффективности излучения путем использования в качестве подложки многослойной структуры со слоями метаматериалов. Наибольшего подавления поверхностных волн можно добиться при использовании метаматериала в виде верхнего слоя. Получающееся при этом сужение диаграммы направленности указывает на возможность уменьшения размеров вибратора.

Список литературы

[1] Engheta N., Ziolkowski R.W. A positive future for double-negative metamaterials // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. Apr. 2005. V. 53, №4. P. 1535 - 1537.

[2] Baccarelli P. etc Modal properties and radiative features of surface and leaky waves on metamaterial grounded slabs // Proceedings of the European Microwave Association. V. 2, June 2006. P. 180 – 186.

[3] Веселаго В.Г. Электродинамика веществ с одновременно отрицательными значениями ε и μ // Успехи физических наук. 1967. Т.92. №7. С. 517 - 526.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[4] Чебышев В.В. Вычислительная электродинамика для полосковых структур в слоистых средах – М.: ПСТМ, 2013. 158 с.

[5] Чебышев В.В. Построение и способ вычисления тензорной функции Грина для плоской слоисто-однородной среды. – М.: Сб. Антенны, вып. 5 (52). 2001.

[6] Уолтер К. Антенны бегущей волны. – М.: Энергия, 1970. 444 с.

References

[1] Engheta N., Ziolkowski R.W. A positive future for double-negative metamaterials // *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*. Apr. 2005. V. 53, no. 4. P. 1535 – 1537.

[2] Baccarelli P. etc Modal properties and radiative features of surface and leaky waves on metamaterial grounded slabs // *Proceedings of the European Microwave Association*. V. 2, June 2006. P. 180 – 186.

[3] Veselago V.G. [Electrodynamics of substances with simultaneously negative ε and μ] // *Uspekhi fizicheskikh nauk*, 1967, V.92, no. 7, pp. 517 – 526. (In Russian).

[4] Chebyshev V.V. [Computational electrodynamics for stripline structures in layered media] – M.: *PSTM*, 2013, 158 p. (In Russian).

[5] Chebyshev V.V. [Construction and method of calculating of the tensor Green's function for the flat-layered homogeneous structure]. – M.: Sb. Antenny, no. 5 (52), 2001. (In Russian).

[6] C. H. Walter, Traveling Wave Antennas. - McGraw-Hill, 1965, 444 p.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Limitation of surface waves propagation by employing multilayer substrates for microstrip antennas

Olga I. Yastrebtsova
[1]*Moscow Technical University of Communication and Informatics*
Moscow, 111024, Russian Federation
yastrebtsova@rambler.ru

Abstract: *Multilayer structures consisting of several dielectric layers on metal screen can be used as substrates of microstrip antennas. The problem is the excitation of surface waves. The method of analysis applied in this article permits to determine the modes propagating in a multilayer structure without involving complex mathematical transformations. The conditions which can permit to achieve surface wave cut-off in the multilayer dielectric structure are obtained.*

Keywords: *microstrip antenna, multilayer structures, surface waves, transverse resonance method, electric and magnetic waves.*

Ограничение распространения поверхностных волн путем применения для микрополосковых антенн многослойных подложек

Ястребцова О.И.
Московский технический университет связи и информатики
г. Москва, 111024, Российская Федерация
yastrebtsova@rambler.ru

Аннотация: *Многослойные среды, состоящие из нескольких слоев диэлектриков на металлическом экране, могут использоваться в качестве подложек микрополосковых антенн. При этом проблемой является возбуждение поверхностных волн. Примененный в работе метод анализа позволяет определить типы волн, распространяющихся в таких многослойных средах, не прибегая к сложным математическим преобразованиям. Получены условия, которые позволяют добиться отсечки поверхностных волн в многослойной диэлектрической среде.*

Ключевые слова: микрополосковая антенна, многослойные среды, поверхностные волны, метод поперечного резонанса, электрические и магнитные волны

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Многослойные среды, состоящие из нескольких слоев диэлектриков, широко используются в качестве подложек и укрытий микрополосковых антенн [1]. Определение типов волн, возбуждаемых в таких средах, обычно производится на основе метода [2, 3], впервые примененного для одной границы раздела сред Зоммерфельдом. Этот метод связан с определением точек полюсов на комплексной плоскости сложной подынтегральной функции, вычисление вычетов в которых позволяет определить возбуждаемые гармоники [4, 5]. В работе использован более простой способ, основанный на представлении полей волн, возникающих в каждом слое, с последующим их «сшиванием» на границах, что позволяет получить дисперсионное уравнение для постоянных распространения указанных волн. Этот принцип использован далее для анализа двухслойных сред и вывода ограничительных условий возникновения волн высших типов, существенно влияющих на частотные свойства микрополосковых структур.

2. Поверхностные волны в однослойной среде на проводящем экране

На Рис. 1 изображена однослойная диэлектрическая среда на проводящем экране.

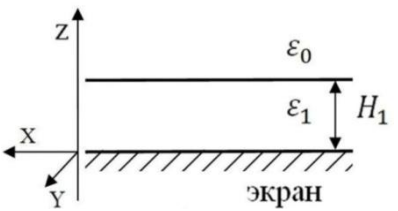


Рис. 1. Однослойная диэлектрическая среда на проводящем экране.
Fig. 1. One layer dielectric structure on conducting screen

Для этого случая количество возбуждаемых электрических (1) и магнитных (2) типов поверхностных волн определяется из следующих условий, полученных путем решения дисперсионных уравнений, составленных путем согласования импедансов на границе раздела диэлектрик-воздух:

$$n\pi < \sqrt{\omega^2\varepsilon_1\mu_1 - \omega^2\varepsilon_0\mu_0}\, H_1 < (n+1)\pi\,, \qquad (1)$$

где $(n+1)$ - количество возбуждаемых в среде типов электрических поверхностных волн.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$\left(n-\frac{1}{2}\right)\pi < \sqrt{\omega^2\varepsilon_1\mu_1-\omega^2\varepsilon_0\mu_0}\,H_1 < \left(n+\frac{1}{2}\right)\pi, \qquad (2)$$

где n - количество возбуждаемых в среде типов магнитных поверхностных волн.

Таким образом, в однослойной среде на проводящем экране поверхностные волны электрического типа возбуждаются всегда при использовании диэлектрических сред с обычными свойствами. У магнитных поверхностных волн существует область отсечки.

3. Поверхностные волны в двухслойной среде на проводящем экране

Так как в однослойной среде электрические поверхностные волны распространяются всегда, представляется целесообразным рассмотреть распространение волн в двухслойной среде на проводящем экране.

Здесь существует две границы разделов диэлектриков (Рис. 2), поэтому необходимо проанализировать оба возможных варианта распространения волн (поверхностная волна существует уже на внутренней границе диэлектриков или только на границе раздела диэлектрик-воздух). Если поверхностная волна будет распространяться вдоль внутренней границы диэлектриков, то результаты решения для двухслойной среды фактически будут повторять результаты решения для однослойной среды уменьшенной толщины. Поэтому был проанализирован случай распространения поверхностной волны только вдоль верхней границы диэлектриков при условии $\varepsilon_1 > \varepsilon_2$, обеспечивающим отсутствие поверхностной волны на внутренней границе.

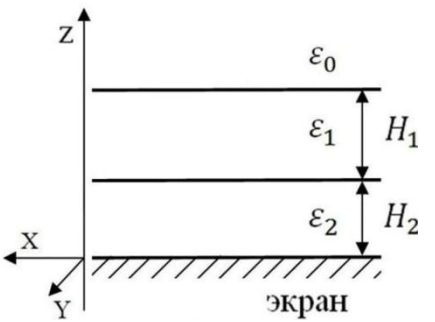


Рис. 2. Двухслойная диэлектрическая среда на проводящем экране.
Fig. 2. Two layer dielectric structure on conducting screen

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Составив из условий непрерывности на границе тангенциальных составляющих компонент электрического и магнитного поля систему алгебраических уравнений и приравняв определитель этой системы к нулю, было получено следующее дисперсионное уравнение:

$$\frac{\gamma_2}{\varepsilon_2}\operatorname{tg}\left(\gamma_2 H_2\right)=\frac{\gamma_1}{\varepsilon_1}\operatorname{ctg}\left(\gamma_1 H_1\right) \tag{3}$$

В процессе преобразований исчезла зависимость от γ_0, что говорит о том, что непрерывность тангенциальных составляющих на границе раздела диэлектрик-воздух выполняется всегда.

Для решения этого уравнения графическим способом можно выразить γ_1 через γ_2, воспользовавшись их связью через фазовую постоянную β. При построении графиков была учтена область определения γ_2: $0<\gamma_2<\sqrt{k_2^2-k_0^2}$, что соответствует следующей области определения γ_1: $\sqrt{k_1^2-k_2^2}<\gamma_1<\sqrt{k_1^2-k_0^2}$.

Были введены обозначения $\frac{\gamma_2}{\varepsilon_2}\operatorname{tg}\left(\gamma_2 H_2\right)=f\left(\gamma_2\right)$ и $\frac{\sqrt{k_1^2-k_2^2+\gamma_2^2}}{\varepsilon_1}\operatorname{ctg}\left(H_1\sqrt{k_1^2-k_2^2+\gamma_2^2}\right)=g\left(\gamma_2\right)$. На Рис. 3 приведены построения этих функций при $\varepsilon_{r1}=6$ и $\varepsilon_{r2}=4$ на частоте 800 МГц при толщине верхнего слоя $H_1=0,205\lambda$ и толщинах нижнего слоя $H_2=0,65\lambda$, $0,12\lambda$ и $0,16\lambda$ соответственно.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

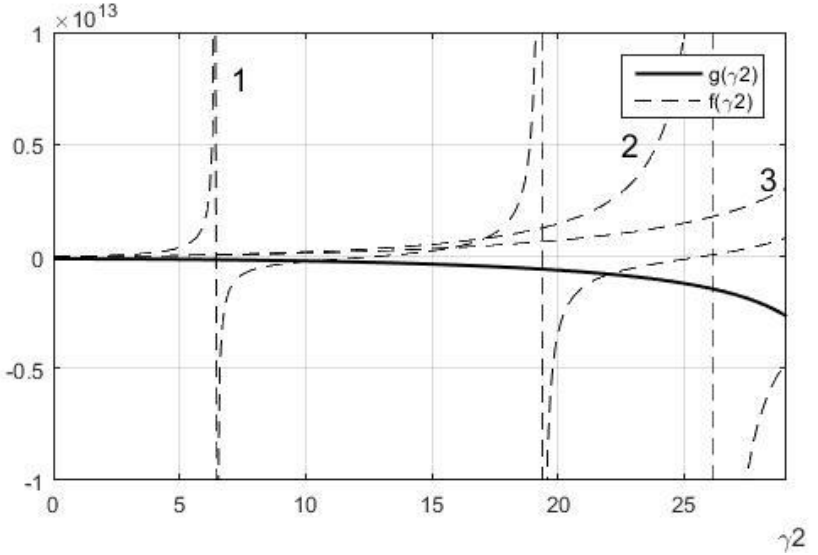


Рис. 3. Решение дисперсионного уравнения для электрических поверхностных волн при разных толщинах нижнего слоя.

Fig. 3. Solution of dispersion equation for electric surface waves for various lower layer heights

В случае (1) на Рис. 3 есть две точки пересечения графиков, и, следовательно, возбуждается две электрические поверхностные волны. В случаях (2) и (3) электрические поверхностные волны не возбуждаются.

Рассмотрение подобным же образом магнитных поверхностных волн в двухслойной среде приводит к следующему дисперсионному уравнению:

$$\frac{\mu_2}{\gamma_2}\operatorname{tg}\left(\gamma_2 H_2\right) = -\frac{\mu_1}{\gamma_1}\operatorname{tg}\left(\gamma_1 H_1\right) \qquad (4)$$

Таким образом, двухслойная среда позволяет получить зоны отсечки для электрических и магнитных поверхностных волн, приведенные в Табл. 1.

Табл. 1. Условия отсечки электрических и магнитных поверхностных волн.

Table 1. Electric and magnetic surface wave cut-off conditions

№	Условия отсечки электрических поверхностных волн Electric surface wave cut-off conditions	Условия отсечки магнитных поверхностных волн Magnetic surface wave cut-off conditions
1	$\pi n < H_1\sqrt{k_1^2 - k_0^2} < \pi\left(n+1\right)$	$\frac{\pi}{2}\left(2n-1\right) < H_1\sqrt{k_1^2 - k_0^2} < \frac{\pi}{2}\left(2n+1\right)$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

	$\frac{\pi}{2}(2n+1) < H_1\sqrt{k_1^2 - k_2^2} < \pi(n+1)$ $H_2\sqrt{k_2^2 - k_0^2} < \frac{\pi}{2}$	$\pi n < H_1\sqrt{k_1^2 - k_2^2} < \frac{\pi}{2}(2n+1)$ $H_2\sqrt{k_2^2 - k_0^2} < \frac{\pi}{2}$
2	$\pi n < H_1\sqrt{k_1^2 - k_0^2} < \pi(n+1)$ $\frac{\pi}{2}(2n+1) < H_1\sqrt{k_1^2 - k_2^2} < \pi(n+1)$ $\frac{\pi}{2} < H_2\sqrt{k_2^2 - k_0^2} < \pi$ $\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}\frac{\sqrt{k_1^2 - k_0^2}}{\sqrt{k_2^2 - k_0^2}} > \frac{\operatorname{tg}\left(H_1\sqrt{k_1^2 - k_0^2}\right)}{\operatorname{ctg}\left(H_2\sqrt{k_2^2 - k_0^2}\right)}$	$\frac{\pi}{2}(2n-1) < H_1\sqrt{k_1^2 - k_0^2} <$ $< \frac{\pi}{2}(2n+1)$ $\pi n < H_1\sqrt{k_1^2 - k_2^2} < \frac{\pi}{2}(2n+1)$ $\frac{\pi}{2} < H_2\sqrt{k_2^2 - k_0^2} < \pi$ $\frac{\mu_2}{\mu_1}\frac{\sqrt{k_1^2 - k_0^2}}{\sqrt{k_2^2 - k_0^2}} < -\frac{\operatorname{tg}\left(H_1\sqrt{k_1^2 - k_0^2}\right)}{\operatorname{tg}\left(H_2\sqrt{k_2^2 - k_0^2}\right)}$

4. Заключение

Применение двухслойной среды позволяет получить отсечку поверхностных волн, что является явным преимуществом по сравнению с однослойной средой.

Список литературы

[1] John L. Volakis Antenna Engineering Handbook. Fourth Edition. USA. McGraw-Hill. 2007. 1755 p.

[2] Марков Г.Т., Чаплин А.Ф. Возбуждение электромагнитных волн. М.: Радио и связь. 1983. 296 с.

[3] Liu L, Li K., Xu Y.H. Radiation of a horizontal dipole in the presence of a three-layered region and microstrip antenna // Progress in Electromagnetics Research. 2008. V. 86. P. 87 – 110.

[4] Чебышев В.В Основы проектирования микрополосковых антенн методом интегральных уравнений // Антенны. 2015. №1(212). С. 3 - 8.

[5] Чебышев В.В. Вычислительная электродинамика для полосковых структур в слоистых средах. М.: ПСТМ. 2013. 126 с.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[6] Wait J.R. Excitation of surface waves on conducting, stratified, dielectric-clad and corrugated surfaces // Journal of Research of the National Bureau of Standarts. 1957. V. 59. №6. P. 365 - 376.

[7] Barlow H.M., Cullen A.L. Surface waves. // Proceedings of the IEE - Part III: Radio and Communication Engineering. 1953. V. 68. P. 329 – 341.

References

[1] John L. Volakis Antenna Engineering Handbook. Fourth Edition. USA. McGraw-Hill. 2007. 1755 p.

[2] Markov G.T., Chaplin A.F. [The excitation of electromagnetic waves]. M.: *Radio i svyaz*', 1983, 296 p. (In Russian).

[3] Liu L, Li K., Xu Y.H. Radiation of a horizontal dipole in the presence of a three-layered region and microstrip antenna // *Progress in Electromagnetics Research*. 2008. V. 86. pp. 87 – 110.

[4] Chebyshev V.V. [Bases of designing microstrip antennas method of integral equationsOsnovy proektirovaniya mikropoloskovykh antenn metodom integral'nykh uravnenii] // *Antenny*, 2015, no. 1(212), pp. 3 - 8. (In Russian).

[5] Chebyshev V.V. [Computational electrodynamics for stripline structures in layered media] – M.: *PSTM*, 2013, 158 p. (In Russian).

[6] Wait J.R. Excitation of surface waves on conducting, stratified, dielectric-clad and corrugated surfaces // *Journal of Research of the National Bureau of Standarts*. 1957. V. 59. no. 6. pp. 365 - 376.

[7] Barlow H.M., Cullen A.L. Surface waves. // *Proceedings of the IEE* - Part III: Radio and Communication Engineering. 1953. V. 68. pp. 329 – 341.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Miniaturized satellite antenna using artificial magnetic conductors (AMC) of VHF band

Alexey A. Izmaylov[1], Alexander P. Volkov[2]
Moscow Aviation Institute
(National Research University)
[1]*JSC RPC Lianozovo Electromechanical Plant*
Moscow, 127411, Russian Federation
yustas1993@yandex.ru
[2]*JSC RPC Concern «VEGA»*
Moscow, 121170, Russian Federation
tkoh@yandex.ru

Abstract: *We study the composite VHF structures to improve characteristics of antennas system. Artificial magnetic conductors (AMCs) have been chosen as design concept of the baseline array element due to the significant size reduction they can offer. Represent the technical solution of low-profile array element using, it is allow disposing it elements on small distance above metal screen (0.042λ0) and providing outcome at 40 dB.*
Keywords: *Array antenna, artificial magnetic materials (AMMs), crossed dipoles, miniaturization, reflection coefficient, equivalent impedance VHF band.*

Низкопрофильная спутниковая антенная система ОВЧ диапазона

[1]Измайлов А.А., [2]Волков А.П.
Московский авиационный институт
(Национальный исследовательский университет)
[1]*АО НПО «ЛЭМЗ»,*
г. Москва, 127411, Российская Федерация
yustas1993@yandex.ru
[2]*АО концерн «ВЕГА»,*
г. Москва, 121170, Российская Федерация
tkoh@yandex.ru

Аннотация: *Рассмотрены композитные СВЧ структуры для улучшения характеристик антенных систем. Рассмотрены искусственные магнитные структуры (АМС) для создания низкопрофильных антенных систем. Представлено тех-*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

ническое решение низкопрофильной антенной системы на основе АМС, позволяющее располагать её элементы на очень малом расстоянии над металлическим экраном ($0.042\lambda_0$) с развязкой в поляризационных каналах не более 40 дБ.

Ключевые слова: антенная система, композитные СВЧ структуры, излучатели, коэффициент отражения, эквивалентный импеданс, ОВЧ диапазон.

1. Введение

Известно, что большинство спутниковых космических комплексов землеобзора работает на частотах выше L диапазона. Однако в последнее время проявляется возрастающий интерес к переходу в метровый диапазон длин волн в подобных системах с целью обнаружения сообщений, отправленных с воздушного судна или корабля. При этом совместная обработка радиолокационной информации, полученной от космического аппарата (КА), оснащенного радиолокатором X диапазона, и от КА, в составе которого функционирует радиолокатор ближнего (L) и дальнего (P) дециметровых диапазонов (или от КА, оснащенного трехчастотным радиолокатором X, L и P диапазонов), позволила бы устранить часто имеющую место неоднозначность интерпретации результатов диагностики объектов, качественно повысить степень дешифрируемости сюжетов, целевую и экономическую отдачу от эксплуатации создаваемых космических комплексов землеобзора.

2. Искусственные магнитные структуры

Из электродинамической теории известно, что при размещении нити тока (электрического вибратора) над идеальной проводящей поверхностью в последней наводится ток противоположного направления. Результирующее электромагнитное поле формируется суперпозицией полей, создаваемых этими токами. Для компенсации фазы наведенного тока вибраторные антенны располагают на расстоянии $\lambda/4$ над проводящей поверхностью, что не всегда приемлемо по конструктивным или технологическим требованиям.

Это расстояние можно существенно уменьшить, если нить тока расположить над поверхностью со свойствами магнитного проводника, для которого касательная компонента магнитного поля равна нулю, а коэффициент отражения от такой структуры равен +1.

Подход, который можно использовать для создания поверхности со свойствами магнитного проводника, вытекает из рассмотрения коэффици-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ента отражения R при падении плоской электромагнитной волны по нормали на поверхность с поверхностным сопротивлением Z_s

$$E_\tau = Z_s n_0 \times H \quad (1)$$

$$R = \left(Z_s - \eta\right)/\left(Z_s + \eta\right) \quad (2)$$

где η - волновое сопротивление пространства. В случае идеального проводника (удельная проводимость $\sigma \to \infty$) $Z_s = 0$, а $R = -1$, что отражает равенство нулю касательной компоненты полного электрического поля на идеально проводящей поверхности. В случае магнитного проводника коэффициент отражения $R = +1$, что равносильно равенству нулю касательной компоненты полного магнитного поля на поверхности. Из выражения для коэффициент отражения R следует, что это равенство выполняется при условии $Z_s = \infty$.

Фаза коэффициента отражения (КО) для структуры типа АМС в случае нормального падения плоской ЭМ-волны определяется по формеле:

$$\Phi = \mathrm{Im}\left\{\ln\left[\left(Z_э - \eta\right)/(Z_э + \eta)\right]\right\} \quad (3)$$

где $Z_э$ - эквивалентный поверхностный импеданс структуры типа АМС.

3. Моделирование низкопрофильной антенной системы ОВЧ – диапазона

На рисунке 2 представлена антенная система ОВЧ-диапазона, состоящая из двух вибраторных излучателей типа «бабочка», работающих на ортогональных поляризациях, расположенных над структурой с высоким импедансом. Антенная система расположена на подложке, обладающей свойствами искусственного магнитного проводника, что позволяет одновременно уменьшить высоту профиля антенны и увеличить развязку между каналами антенной системы.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Проектирование антенной системы проводилось исходя из следующих требований: центральная частота - 162 МГц, рабочая полоса частот - 6 МГц (4%), развязка в поляризационных каналах не более - 40 дБ, поперечный размер АС – не более 85 мм ($0.045\lambda_0$), продольные размеры – 500×500 мм.

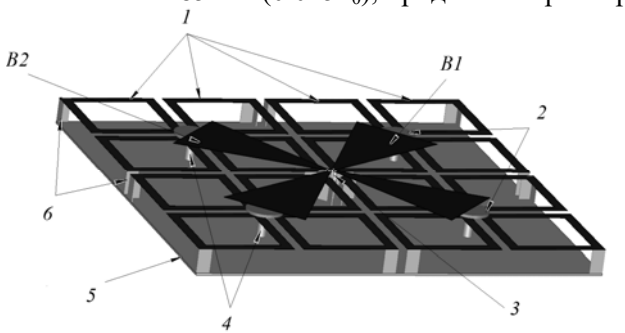


Рис. 1. Антенная система. *1* – АМС композитные структуры; *2* – диэлектрический слой с *ε=3.0*; *3* – система возбуждения; *4* – ножки излучателей В1 и В2; *5* – проводящий экран; *6* – металлические стойки; В1 – вибратор 1; В2 – вибратор 2.

Fig. 1. Array element. *1* – AMC composite structures; *2* – dielectric layer *ε=3.0*; *3* – feeding system; *4* – legs of dipoles V1 и V2; *5* – conductive layer; *6* – metal struts; V1 – dipole 1; V2 – dipole 2.

На рисунке 3 представлена полученная в результате моделирования зависимость КСВН от частоты для излучателей В1 и В2 (рисунок 2). В рабочей полосе КСВН излучателей не превышает значения 3. Отличие в характере поведения кривых согласования обусловлено неодинаковым расположением вибраторов над композитной структурой.

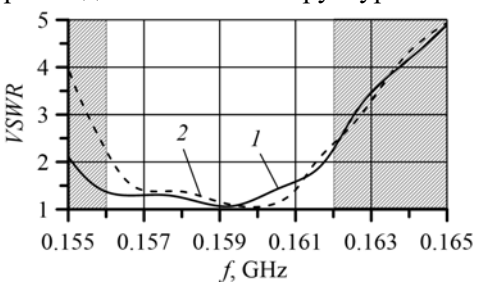
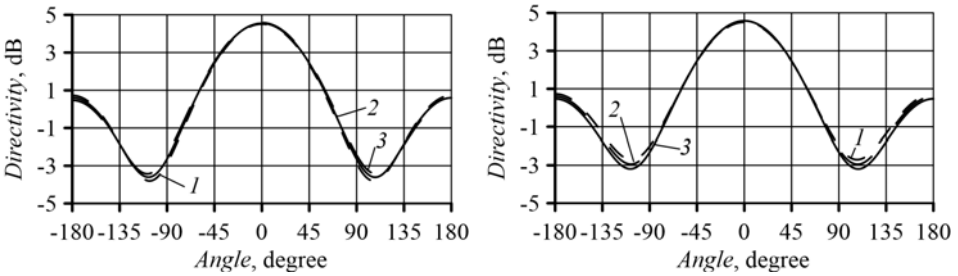


Рис. 2. Зависимость КСВН от частоты. 1 –излучатель В1, 2 –излучатель В2.

Fig. 2. VSWR characteristics with respect to frequency. 1 –Dipole V1, 2 –Dipole V2.

а) *б)*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

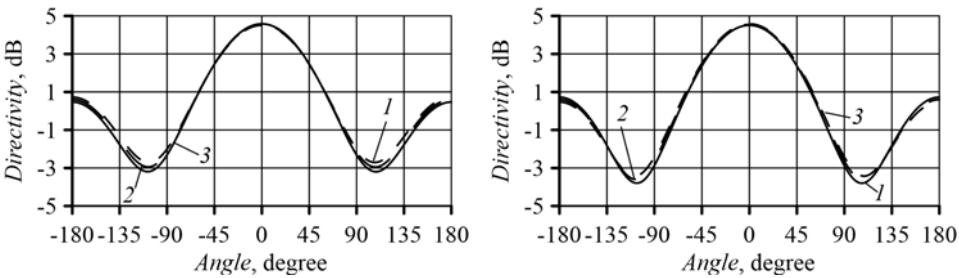


1 – 158 МГц, *2* – 160 МГц, *3* – 162 МГц

Рис. 3. КНД излучателя В1: *а)* Е-плоскость, *б)* Н–плоскость

1 – 158 MHz, *2* – 160 MHz, *3* – 162 MHz

Fig. 3. Directivity of dipole V1: *а)* E-plane, *б)* H–plane



1 – 158 МГц, *2* – 160 МГц, *3* – 162 МГц.

Рис. 4. КНД излучателя В2: *а)* Е-плоскость, *б)* Н–плоскость.

1 – 158 МГц, *2* – 160 МГц, *3* – 162 МГц.

Fig. 4. Directivity of dipole V2: *а)* E-plane, *б)* H–plane

4. Заключение

Использование композитных СВЧ структуры с высоким импедансом позволяет уменьшать поперечные размеры антенных систем, улучшать развязку между элементами антенных систем, а также устранять поверхностные волны в печатных ФАР.

Комплексирования СВЧ композитных структур со свойствами искусственного магнитного проводника и с электромагнитной запрещенной зоной позволило разработать двухполяризационную антенную систему со значением КСВН (не более 3) и развязкой в поляризационных каналах не

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

более 40 дБ в рабочей полосе частот (162 ± 3 МГц) при высоте 85 мм (0,045 λ_0).

Источники финансирования и выражение признательности

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта №. 16-38-00772 мол_а.

Список литературы

[1] Holloway C.L., Kuester E.F., Gordon J.A., Ohara J., Booth J.,Smith D.R. An overview of the theory and applications of metasurfaces: the two-dimensional equivalents of metamaterial. – IEEE Transactions on antennas and propagation magazine, vol. 54, №.2, 2012, pp. 10-35.

[2] Sievenpiper D.F. and other. High – impedance electromagnetic surfaces with a forbiden frequency band. – IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 57, №.11, 1999, pp. 2059-2074.

[3] Sievenpiper D.F. Artificial impedance surfaces for antennas. In Modern antenna handbook. Ed. C. A. Balanis. – John Wiley & Sons, 2008. – pp. 737-777.

[4] Yang F., Rahmat-Samii Y. Electromagnetic band gap structures in antenna engineering.– Cambridge University Press 2009, New York, pp. 266.

[5] Engheta N., Ziolkowski R. W. Metamaterials: physics and engineering exploration.– John Wiley & Sons, 2006, p. 414.

[6] Гринев А.Ю., Волков А.П., Ильин Е.В. Расчёт параметров поверхности с высоким импедансом для низкопрофильных вибраторных антенн.–М.: Антенны, 2012, № 10, с. 57-62.

[7] Tretyakov S. Analytical modeling in applied electromagnetics.–Artech House, 2003, 272 p.

[8] Luukkonen O., Simovski C., Granet G. et. all. Simple and Accurate Analytical Model of Planar Grids and High-Impedance Surfaces Comprising Metal Strips or Patches.– IEEE Transactions on antennas and propag., vol. 56, №.6, 2008, pp. 1624-1632.

[9] Гринев А.Ю. Численные методы решения прикладных задач электродинамики.–М.: Радиотехника, 2012, стр. 336.

[10] D. M. Pozar and D. H. Schaubert. Scan blindness in infinite phased arrays of printed dipoles.– *IEEE Trans. Antennas Propagat.,* vol. 32, pp. 602 - 610, June 1984.

[11] D. M. Pozar. Analysis of finite phased arrays of printed dipoles.– *IEEE Trans. Antennas Propagat.,* vol. 33, pp. 1045 - 1053, October 1985.

References

[1] Holloway C.L., Kuester E.F., Gordon J.A., Ohara J., Booth J.,Smith D.R. An overview of the theory and applications of metasurfaces: the two-dimensional equivalents of metamaterial. – IEEE Transactions on antennas and propagation magazine, vol. 54, №.2, 2012, pp. 10-35.

[2] Sievenpiper D.F. and other. High – impedance electromagnetic surfaces with a forbiden frequency band. – IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 57, №.11, 1999, pp. 2059-2074.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[3] Sievenpiper D.F. Artificial impedance surfaces for antennas. In Modern antenna handbook. Ed. C. A. Balanis. – John Wiley & Sons, 2008. – pp. 737-777.

[4] Yang F., Rahmat-Samii Y. Electromagnetic band gap structures in antenna engineering.– Cambridge University Press 2009, New York, pp. 266.

[5] Engheta N., Ziolkowski R. W. Metamaterials: physics and engineering exploration.– John Wiley & Sons, 2006, p. 414.

[6] Grinev A.Y., Volkov A.P., Calculation parameters of high impedance surface for low-profile dipole antennas.–M.: Antannas, 2012, № 10, pp. 57-62.

[7] Tretyakov S. Analytical modeling in applied electromagnetics.–Artech House, 2003, 272 p.

[8] Luukkonen O., Simovski C., Granet G. et. all. Simple and Accurate Analytical Model of Planar Grids and High-Impedance Surfaces Comprising Metal Strips or Patches.– IEEE Transactions on antennas and propag., vol. 56, №.6, 2008, pp. 1624-1632.

[9] Grinev A.Y. Count methods of solution for applied electrodynamics.–M.: Радиотехника, 2012, стр. 336.

[10] D. M. Pozar and D. H. Schaubert. Scan blindness in infinite phased arrays of printed dipoles.– *IEEE Trans. Antennas Propagat.,* vol. 32, pp. 602 - 610, June 1984.

[11] D. M. Pozar. Analysis of finite phased arrays of printed dipoles.– *IEEE Trans. Antennas Propagat.,* vol. 33, pp. 1045 - 1053, October 1985.

Acknowledgements

The reported study was funded by RFBR according to the research project №. 16-38-00772 mol_a.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Microstrip antenna with switchable polarization

Denis A. Letavin[1], Sergei G. Sychugov[1]
[1]*Ural Federal University*
Ekaterinburg, 620002, Russian Federation
letavin2010@mail.ru

Abstract: *The given work represents a study of a new variant of polarization control of microstrip antenna producing fields with linear (vertical and horizontal) and circular (with left-hand and right-hand rotation) polarization at four inputs. The structure of power supply of such antenna consists of two Wilkinson power dividers and one quadrature coupler. This design is distinguished by its compact size and excellent insulation between adjacent ports. To verify the theoretical results we made a model of printed antenna on a substrate with dielectric permittivity = 4.4 and 1-mm thickness. The antenna functions within a frequency band from 2,2 GHz to 2,6 GHz. The experimental data correspond to the theoretical data.*

Keywords: *Wilkinson power dividers, microstrip antenna, branch-line coupler.*

Микрополосковая антенна с переключаемой поляризацией

[1]Летавин Д.А., [1]Сычугов С.Г.
[1]*Уральский федеральный университет*
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
letavin2010@mail.ru

Аннотация: *В данной работе исследован новый вариант управления поляризацией микрополосковой антенны, излучающей по четырем входам поля с линейной (вертикальной и горизонтальной) и круговой (левого и правого вращения) поляризацией. Структура питания такой антенны состоит из двух мостов Уилкинсона и одного квадратурного моста. Данная конструкция отличается своей компактностью и отличной изоляцией между соседними портами. Для проверки теоретических результатов был изготовлен макет печатной антенны на подложке с диэлектрической проницаемостью 4.4 и толщиной 1 мм. Изготовленная антенна работает в полосе частот от 2,2 ГГц до 2,6 ГГц. Теоретические и экспериментальные данные соответствуют друг другу.*

Ключевые слова: мост Уилкинсона, микрополосковая антенна, двухшлейфный мост.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Современный этап развития радиоэлектроники характеризуется совершенствованием технологий микрополосковых антенн, отличающихся используемыми в них конструктивными решениями и находящих применение в качестве, как самостоятельных антенн, так и элементов антенных решеток. Основные преимущества таких антенн – легкий вес, конформность, простая конструкция и др. Реконфигурируемые антенны с переключаемой поляризацией нашли широкое применение в современных системах радиосвязи, когнитивного радио, спутниковых системах и многих других приложениях. На сегодняшний день существует множество различных работ, посвященных антеннам с переключаемой поляризацией [1-5]. В работе [1] описана конструкция реконфигурируемой микрополосковой антенны, позволяющая переключаться между двумя круговыми поляризациями и состоящая из квадратного излучателя и 3 дБ направленного ответвителя. В [2] описан способ получения круговой поляризации с помощью двух ортогональных щелей на излучателе и двух пин-диодов, используемых для переключения между этими щелями. Предлагаемая антенна в работе [3] имеет структуру, состоящую из квадратного патч-излучателя со срезанными углами в виде четырех небольших треугольников, подключенных с помощью пин-диодов. В [4] предлагают конструкцию, состоящую из круглого излучателя, четырех переключателей (пин-диодов) и 50-омной питающей микрополосковой линии. Данная конструкция позволяет переключаться между четырьмя различными поляризациями: две линейных (горизонтальная и вертикальная) и две круговых (правого и левого вращения). В данной статье представлена новая конструкция микрополосковой антенны, отличающаяся простой конструкции и позволяющей переключаться между линейной (горизонтальной и вертикальной) и круговой (правого и левого вращения) поляризаций, подавая питание на нужный вход антенны.

2. Исследуемая модель

Предлагаемая антенна состоит из квадратных излучателей (активного и пассивного), квадратурного моста и двух мостов Уилкинсона. Главным недостатком печатных антенн является узкополостность. Для того, чтобы устранить данный недостаток, используется многослойный метод – использование паразитных излучателей для расширения полосы рабочих частот. Данная конфигурация представляет собой два излучателя, один из которых возбуждается от коаксиальной линии, а другой – пассивный, рас-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

положен над ним на определенной высоте. С помощью такого метода увеличивается лишь общая высота антенны, что позволяет использовать её в качестве элемента антенной решетки. Для достижения максимальной широкополостности, необходимо обеспечить близость резонансных частот активного и пассивного излучателя. Оба излучателя выполнены из одного и того же материала. В разработанной конструкции в качестве материала подложки был выбран стеклотекстолит, с диэлектрической проницаемостью ε = 4.4, тангенсом угла диэлектрических потерь tgδ = 0.02 и толщиной h = 1 мм. Схематическое расположение всех элементов показаны на рис.1.

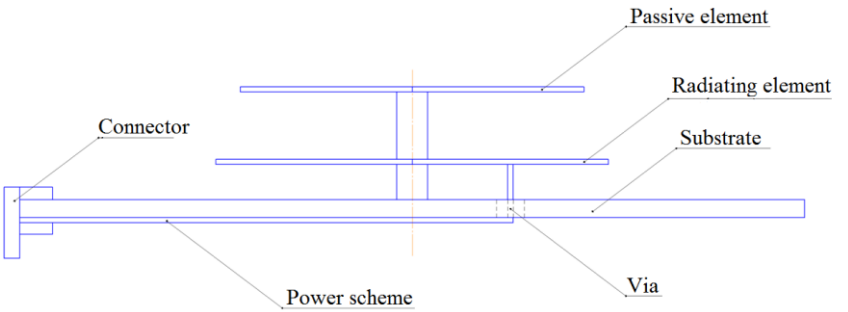


Рис. 1. Схемотехническое расположение элементов.

Fig. 1. The circuit arrangement of the elements

Для обеспечения круговой поляризации микрополосковой антенны (МПА), была использована конструкция с двумя точками возбуждения со сдвигом фаз в 90 градусов. Чтобы обеспечить данный фазовый сдвиг, используется двухшлейфный микрополосковый мост (рис.2), который имеет разность фаз в 90 градусов между выходами, а входные порты развязаны. В зависимости от выбора входа 1 или 2, получаем левую или правую круговую поляризацию.

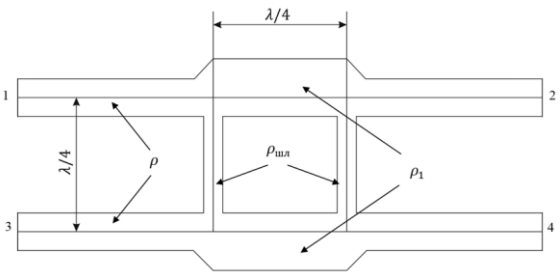


Рис. 2. Топология двухшлейфного моста.

Fig. 2. Branch-line coupler configuration

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Для получения линейной поляризации (горизонтальной или вертикальной), используется микрополосковый мост Уилкинсона, который также является развязывающим звеном по входам системы питания. Данный мост представляет собой шестиполюсник, состоящий из трех отрезков микрополосквых линий, одна из которых соединена четвертьволновыми отрезками, как показано на рис. 3. Между выходными плечами устанавливается резистор номиналом 2ρ. При возбуждении 1 порта, мощность делится поровну между его выходами, а при возбуждении 2 или 3 порта мощность уходит на 1 порт.

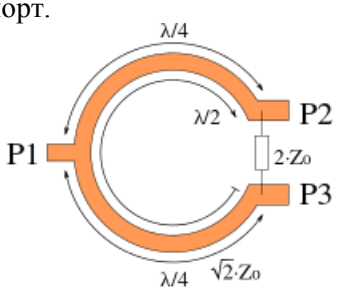


Рис. 3. Мост Уилкинсона.

Fig. 3. Wilkinson power divider

Крепление излучателей осуществляется с помощью стойки, которая располагается в центре МПА, поскольку центр соответствует нулевому падению напряжения и нулевому входному сопротивлению. Форма излучателя– квадрат. Модель антенной системы была смоделирована с помощью программы трехмерного электродинамического проектирования Ansoft HFSS. На рисунке 4 показана схема питания микрополосковой антенны.

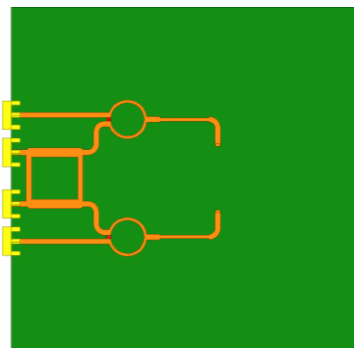


Рис. 4. Схема питания антенны.

Fig. 4. Antenna power supply scheme

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

По полученной в ходе моделирования топологии схемы питания активного и пассивного излучателей, был изготовлен макет антенны с четырьмя входами (рис.5,6)

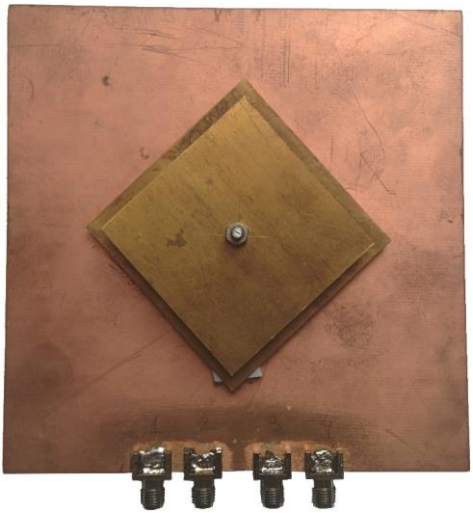


Рис. 5. Фотография макета антенны (вид сверху).

Fig. 5. The picture of antenna model (top view)

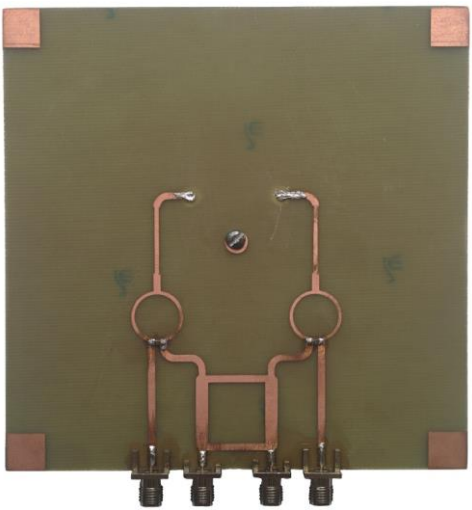


Рис. 6. Фотография макета антенны (вид снизу).

Fig. 6. The picture of antenna model (bottom view)

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Полученные зависимости ДН круговой и линиейной поляризации представлены на рис. 7.

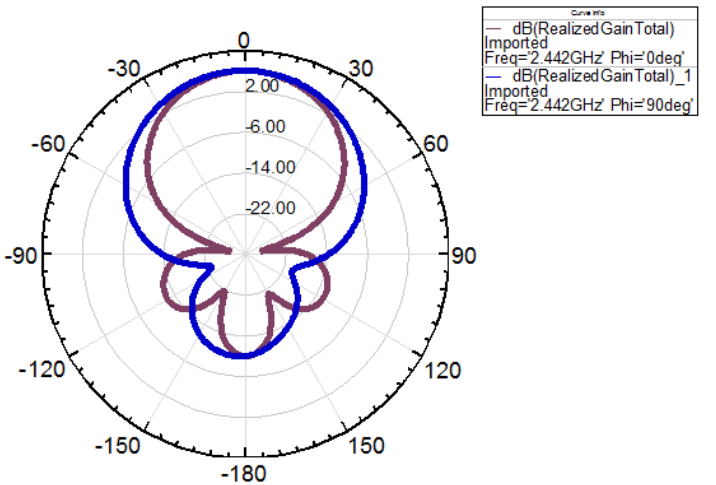


Рис. 7. Диаграмма направленности предлагаемой антенны.

Fig. 7. Directivity pattern of the offered antenna

4. Заключение

В данной работе был изготовлен опытный образец широкополостной четырехвходовой микрополосковой антенны с амплитудным управлением поляризации излучаемого поля, позволяющий излучать электромагнитную волну линейной и круговой поляризаций. МПА состоит из активного и пассивного излучателей, диэлектрической подложки, одного квадратурного моста, двух мостов Уикинсона и четырех коаксиальных входов. Схема питания располагается на обратной стороне диэлектрической подложки.

Экраном служит обратная металлизированная сторона диэлектрической подложки. Такое расположение схемы питания и излучающих элементов позволяет развязать эти элементы и не допустить возможности взаимного влияния элементов конструкций. Активный и пассивный излучатели закреплены в центре, в точке нулевого потенциала. Возбуждение активного излучателя осуществляется в двух точках при помощи штырей.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках работы по гранту Российского научного фонда N 14-19-01396.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Список литературы

[1] Wei, Wen-Bo; Liu, Qi-Zhong; Yin, Ying-Zeng; Zhou, Hai-jin "RECONFIGURABLE MICROSTRIP PATCH ANTENNA WITH SWITCHABLE POLARIZATION", Progress In Electromagnetics Research, Volume.pier-75, pp.63, 2007.

[2] Yang,F. and Y. Rahmat-Samii,"A reconfigurable patch antenna using switchable slots for circular polarization diversity," IEEE Microwave and Wireless Components Letters,Vol. 12,96–98, March 2002.

[3] Y. J. Sung, T.U. Jang, and Y.-S. Kim, "A reconfigurable microstrip antenna for switchable polarization," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 14, NO. 11, 534–536, Nov. 2004.

[4] A. Sedghata and Z. Atlasbaf, "Reconfigurable single-feed antenna with switchable polarization", IEEE Conference Publications, pp. 1-4.

References

[1] Wei, Wen-Bo; Liu, Qi-Zhong; Yin, Ying-Zeng; Zhou, Hai-jin "RECONFIGURABLE MICROSTRIP PATCH ANTENNA WITH SWITCHABLE POLARIZATION", Progress In Electromagnetics Research, Volume.pier-75, pp.63, 2007.

[2] Yang,F. and Y. Rahmat-Samii,"A reconfigurable patch antenna using switchable slots for circular polarization diversity," IEEE Microwave and Wireless Components Letters,Vol. 12,96–98, March 2002.

[3] Y. J. Sung, T.U. Jang, and Y.-S. Kim, "A reconfigurable microstrip antenna for switchable polarization," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 14, NO. 11, 534–536, Nov. 2004.

[4] A. Sedghata and Z. Atlasbaf, "Reconfigurable single-feed antenna with switchable polarization", IEEE Conference Publications, pp. 1-4.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of projects of the Russian Science Foundation N 14-19-01396.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Leaky-wave antenna based on multilayer waveguides

Renat R. Abdullin
Ural Federal University named after the first President of Russia B.N.Yeltsin
Yekaterinburg, 620002, Russian Federation
r.r.abdullin@urfu.ru

Abstract: *This paper continues the series of works devoted to investigation of leaky-wave antenna based on layered rectangular waveguide with transverse slots in wide wall. Previously developed equation construction technique, using the equivalent lines model, has been adapted for analysis of slotted sandwich waveguide with three layers at least. Information on the dispersion performance of partially-filled rectangular waveguide with transverse slots was added with data on pattern of dielectric thickness and permittivity change influence on the leaky-wave antenna angle-frequency curve slope.*

Keywords: *leaky-wave antenna; sandwich structure; velocity factor; propagation constant; pattern of change.*

Антенна вытекающих волн на основе многослойных волноводов

Абдуллин Р.Р.
Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б. Н. Ельцина
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
r.r.abdullin@urfu.ru

Аннотация: *Статья продолжает серию работ, посвященных расчету постоянных распространения собственных мод антенны вытекающих волн на основе многослойного прямоугольного волновода. Разработанная ранее методика составления дисперсионных уравнений, использующая модель эквивалентных линий, адаптирована для анализа структур, в составе которых имеется, по меньшей мере, три диэлектрических слоя. Информация о дисперсионных характеристиках частично заполненных волноводов с поперечными щелями дополнена сведениями о влиянии законов изменения толщины и проницаемости отдельных слоев на крутизну углочастотной характеристики антенны вытекающих волн.*

Ключевые слова: антенна вытекающих волн, многослойная структура, коэффициент замедления, постоянная распространения, закон изменения.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Новая модель антенны вытекающих волн на основе прямоугольного волновода с поперечными щелями и многослойной структурой была предложена в [1], где была разработана методика составления дисперсионных уравнений. Численные результаты их решений (частотные зависимости коэффициента замедления, наклон и ширина основного лепестка диаграммы направленности) были получены в [2]. Также были проведены эксперименты, с высокой точностью подтверждающие адекватность электродинамической модели и корректность математических расчетов [3].

Однако, указанные исследования были ограничены рассмотрением частного случая частичного заполнения волновода, когда диэлектрик расположен непосредственно у одной из стенок, параллельной плоскости щелей. Данное обстоятельство не дает полного представления о процессах, происходящих внутри частично заполненного волновода, и не позволяет учесть наличие воздушного зазора между металлической стенкой и слоем диэлектрика при смещении последнего к середине волновода.

Применение в модели трех слоев может быть полезным для анализа влияния положения диэлектрического слоя на характеристики антенны. Использование большего числа слоев позволяет установить законы изменения толщины и проницаемостей диэлектриков от одного слоя к другому при решении задач разного рода. Например, может быть получен линейный закон углочастотной характеристики, что важно при применении рассматриваемых антенн в системах бортовой радиолокации.

Главной целью работы является получение численных результатов коэффициента замедления при различных параметрах сэндвич-структуры, заполняющей прямоугольный волновод с поперечными щелями.

2. Исследуемая модель

Модель рассматриваемой антенны (Рис. 1) представляет собой бесконечный прямоугольный волновод с размерами поперечного сечения $a \times b$. Одна из широких стенок, соединенная с бесконечным проводящим экраном, имеет поперечные щели, расположенные на расстоянии x_0 от узкой стенки волновода с шагом p друг относительно друга. Длина и ширина щелей – L и W, соответственно. Волновод содержит внутри сэндвич-структуру, слои которой параллельны плоскости щелей. Каждый слой обладает собственной толщиной d_p, диэлектрической проницаемостью ε_p и магнитной проницаемостью μ_p. Для удобства анализа в качестве материала стенок волновода рассматривается идеальный проводник, тол-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

щина которого бесконечно мала. Оси декартовой системы координат ориентированы следующим образом: y – вдоль оси волновода; z – по нормали к плоскости щели; x достраивается до правой тройки.

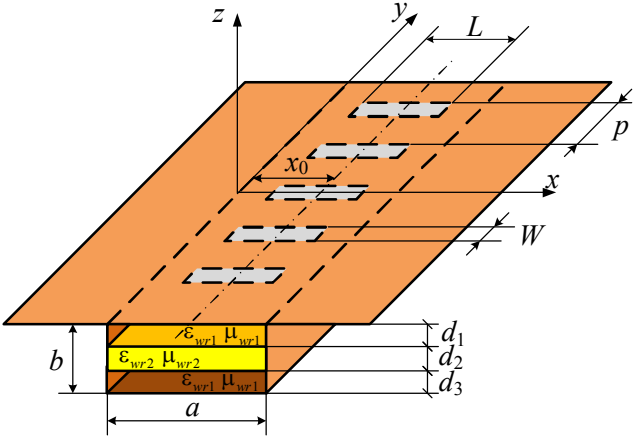


Рис. 1. Антенна вытекающих волн на основе многослойного прямоугольного волновода.

Fig. 1. The leaky-wave antenna based on rectangular waveguide with sandwich structure.

Предположительно, данная система поддерживает волну с постоянной распространения $k_{yn} = \beta - j\alpha$, где β – фазовая постоянная, α – постоянная затухания. Комплексное волновое число k_{yn} определяется из трансцендентного уравнения, полученного путем «сшивания» тангенциальных составляющих внешнего и внутреннего магнитных полей в плоскости щели согласно методике, предложенной в [1], [4].

Модель рассматриваемой антенны делится на два подпространства (внешнее и внутреннее), каждое из которых описывается соответствующей моделью эквивалентных линий, позволяющей учесть поперечную неоднородность структуры. В общем виде дисперсионное уравнение для антенны вытекающих волн на основе многослойного прямоугольного волновода выглядит точно так же, как и для антенны на основе двухслойного волновода:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} \frac{1}{k_x^2 + k_{yn}^2} \left[k_x^2 \vec{Y}_{\text{ext}}^H(0) + k_{yn}^2 \vec{Y}_{\text{ext}}^E(0) \right] \left[\frac{\cos\left(k_x \frac{L}{2}\right)}{\left(\frac{\pi}{L}\right)^2 - k_x^2} \right]^2 dk_x =$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$= \frac{2\pi}{a} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{1}{\left(\frac{\pi m}{a}\right)^2 + k_{yn}^2} \left[\frac{\varepsilon_m}{2} \left(\frac{\pi m}{a}\right)^2 \vec{Y}_{\text{int}}^{H}(0) + k_{yn}^2 \vec{Y}_{\text{int}}^{E}(0) \right] \cdot \left[\frac{\sin\frac{\pi m x_0}{a} \cos\frac{\pi m L}{2a}}{\left(\frac{\pi m}{a}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{L}\right)^2} \right]^2, \quad (1)$$

где k_x – волновое число вдоль оси x, ε_m – символ Кронекера, принимающий значение $\varepsilon_m = 1$, при $m = 0$, и $\varepsilon_m = 2$, при $m \neq 0$. $\vec{Y}_{\text{ext,int}}^{H}(0)$, $\vec{Y}_{\text{ext,int}}^{E}(0)$ – внешняя и внутренняя входные проводимости относительно плоскости щели для линий магнитного и электрического поля, соответственно.

Однако, присутствует одно существенное отличие: чем больше число слоев, тем больше итераций необходимо совершить для расчета входных проводимостей (Рис. 2) [5]:

$$\vec{Y}^{E,H}(z_p) = Y_{p+1}^{E,H} \frac{\vec{Y}^{E,H}(z_{p+1}) \cot\gamma_{p+1} d_{p+1} + j Y_{p+1}^{E,H}}{Y_{p+1}^{E,H} \cot\gamma_{p+1} d_{p+1} + j \vec{Y}^{E,H}(z_{p+1})}, \quad (2)$$

где $Y_p^H = \gamma_p / \omega\mu_p$ и $Y_p^E = \omega\varepsilon_p / \gamma_p$ – эквивалентные волновые проводимости внутренних слоев; $\gamma_p = \sqrt{k_p^2 - (\pi m/b)^2 - k_{yn}^2}$ – продольная постоянная распространения для каждого слоя в выбранной системе координат.

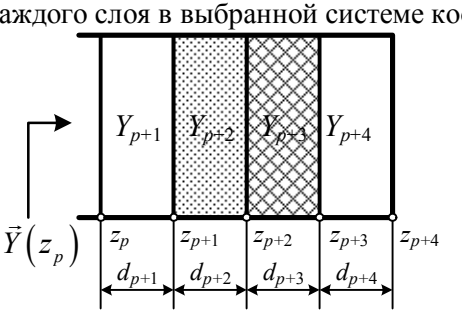


Рис. 2. К расчету входных проводимостей.

Fig. 2. For the admittances recalculation.

3. Численные результаты

Для получения численных результатов были использованы следующие параметры: a = 23 мм, b = 10 мм, L = 8 мм, W = 0,5 мм, p = 2 мм. Щели расположены посередине широкой стенки ($x_0 = a/2$ = 11,5 мм).

Ранее в [2], [3] было показано, что структура обладает бóльшим значением коэффициента замедления при размещении диэлектрика непосредственно у щелей по сравнению с положением у противоположной стенки.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Однако, зависимости фазовой скорости при установке диэлектрика в промежуточных положениях оставались неизвестными.

На Рис. 3 показаны зависимости коэффициента замедления для антенны вытекающих волн на основе прямоугольного волновода, частично заполненного фторопластом (ε = 2). Действительно, чем ближе диэлектрик расположен к щелям, тем ниже значение фазовой скорости. При этом видно, что указанные зависимости – нелинейные: чем больше толщина диэлектрического слоя, тем больше искажение характеристики, более заметное при более высоких значениях рабочей частоты.

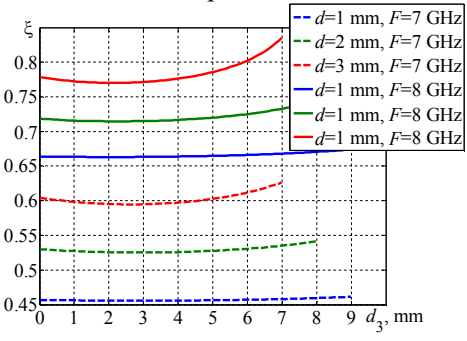


Рис. 3. Зависимости коэффициента замедления от расстояния между диэлектрической пластиной и нижней стенкой волновода.

Fig. 3. Dependencies of velocity factor vs. distance from bottom wall to dielectric slab.

Также было замечено, что в поперечном сечении волновода существуют точки, при помещении диэлектрической пластины в которые происходит увеличение фазовой скорости распространения по сравнению с ситуацией пристеночного расположения. С увеличением толщины диэлектрика эти точки смещаются к стенке, противоположной от щелей.

Следующая часть статьи посвящена исследованию и определению влияния на характеристики антенны различных законов изменения толщины и диэлектрической проницаемости между соседними слоями сэндвич-структуры, заполняющей волновод. Для удобства дальнейших рассуждений набор из диэлектрической проницаемости и толщины отдельно взятого слоя, будем называть *диэлектрическим профилем*.

На первом этапе исследования были рассмотрены только линейные законы изменения параметров диэлектрических профилей. На Рис. 4 показаны зависимости для слоев равной толщины и линейно изменяющейся диэлектрической проницаемостью от одной стенки к другой. На Рис. 5 изображены аналогичные ситуации с изменяющейся толщиной слоев.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

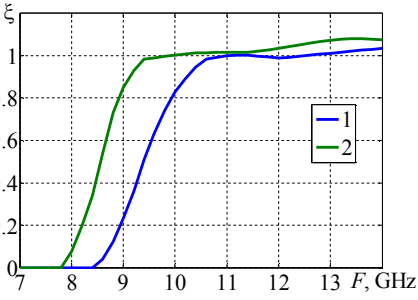


Рис. 4. Дисперсионные зависимости волновода с линейным изменением проводимости и постоянной толщиной слоев: 1 – проводимость возрастает; 2 – проводимость убывает.

Fig. 4. Dispersion curves for waveguide with linear change of dielectric layer permittivity and constant thickness: 1 – permittivity increases; 2 – permittivity decreases.

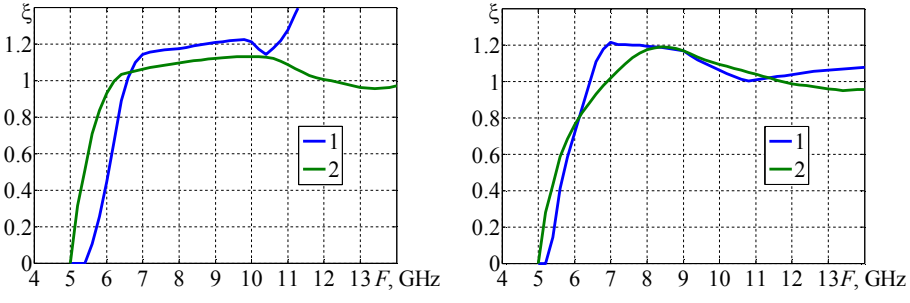


Рис. 5. Дисперсионные зависимости при линейном увеличении (слева) и уменьшении (справа) толщины слоев: 1 – проводимость возрастает; 2 – проводимость убывает.

Fig. 5. Dispersion curves for waveguide with linear increase (left) and decrease (right) of layer thickness: 1 – permittivity increases; 2 – permittivity decreases.

Все полученные кривые имеют весьма схожий внешний вид: если диэлектрик с большей проницаемостью расположен ближе к щелям, система имеет более низкую критическую частоту, меньшую крутизну угло-частотной характеристики и меньший уровень максимальных значений.

4. Заключение

Методика расчета коэффициента замедления адаптирована для анализа антенны вытекающих волн на основе прямоугольного волновода с поперечными щелями и внутренней сэндвич-структурой. Оценено влияние положения диэлектрика на постоянную распространения антенны вытекающих волн в случае частично заполнения волновода. Толщина диэлек-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

трического слоя в значительной степени влияет на искажение зависимостей коэффициента замедления.

Была исследована антенна вытекающих волн на основе пятислойной структуры. Было рассмотрено шесть комбинаций законов изменения диэлектрических профилей, получены зависимости коэффициента замедления. Сочетание различных диэлектрических профилей в одной структуре позволяет получать произвольные характеристики для антенны вытекающих волн на основе прямоугольного волновода с поперечными щелями.

Источники финансирования и выражение признательности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №14-19-01396).

Список литературы

[1] Abdullin R.R., Knyazev S.T., Lesnaya L.L., Shabunin S.N. Analysis of partially dielectric-filled rectangular waveguide with transverse slots using Green's function method // Proceedings of the 7th European Conference on Antennas and Propagation EuCAP 2013, 8-12 April, 2013, Gothenburg, Sweden. CD. P. 3453-3457.

[2] Abdullin R. R., Mitelman Yu. E., Shabunin S. N. Radiation pattern of leaky-wave antenna based on partially-filled rectangular waveguide // Loughborough Antenna & Propagation Conference 2014, P. 516-518. November 2014.

[3] Абдуллин Р.Р. Экспериментальное исследование антенны вытекающих волн на основе частично заполненного прямоугольного волновода с поперечными // Антенны. 2016. № 3. С. 46–54.

[4] Liu J., Jackson D. R., Long Y. Modal analysis of dielectric-filled rectangular waveguide with transverse slots // IEEE Trans. Antennas and Propag., Sept. 2011. V. 59, P. 3194-3203.

[5] Панченко Б.А., Нефедов Е.И. Микрополосковые антенны. М:Радио и связь. 1986

References

[1] Abdullin R.R., Knyazev S.T., Lesnaya L.L., Shabunin S.N. "Analysis of partially dielectric-filled rectangular waveguide with transverse slots using Green's function method". Proceedings of the 7th European Conference on Antennas and Propagation EuCAP 2013, 8-12 April, 2013, Gothenburg, Sweden. CD. Pp. 3453 - 3457.

[2] Abdullin R. R., Mitelman Yu. E., Shabunin S. N. "Radiation pattern of leaky-wave antenna based on partially-filled rectangular waveguide". Loughborough Antenna & Propagation Conference 2014, pp. 516 – 518. November 2014.

[3] Abdullin R. R. "Experimental research of leaky-wave antenna based on partially-filled rectangular waveguide with transverse slots", *Anttennas*, no 3, 2016, pp. 46 – 54.

[4] Liu J., Jackson D. R., Long Y. "Modal analysis of dielectric-filled rectangular waveguide with transverse slots", IEEE Trans. Antennas and Propag., vol. 59, pp. 3194-3203, 2011.

[5] Panchenko B.A., Nefedov E.I. [*Microstrip antennas*]. Moscow. 1986 (In Russian).

Acknowledgements

The research was executed by the grant of the Russian Science Foundation (project № 14-19-01396).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Two-element antenna array model with controlled directional diagram

Marina A. Khavanova[1], Alexander O. Nikitin[1], Roman V. Petrov[1], Mirza I. Bichurin
[1]*Yaroslav-the-Wise Novgorod State University*
Veliky Novgorod, 173003, Russian Federation
NikitinAO@okbplaneta.ru

Abstract: *The paper is devoted to the possibility of using the multiferroic magnetoelectric materials for antenna arrays. The modeling of directional diagram control by magnetoelectric effect was investigated. Two-element antenna array was modeled, where each element of the lattice represents an irradiator with ferromagnetic film of yttrium iron garnet. The frequency characteristics of the antenna element and the antenna array were obtained by simulating of the magnetoelectric effect. Changing the directional diagram of the antenna array on 10° was obtained by simulation due to changing the wave properties of the irradiators.*

Keywords: microwave antenna, magnetoelectric effect, antenna arrays, multiferroic materials.

Модель двухэлементной антенной решетки с управляемой диаграммой направленности

[1]Хаванова М.А., [1]Никитин А.О., [1]Петров Р.В., [1]Бичурин М.И.
[1]*Новгородский государственный университет им. Ярослава Мудрого*
г. Великий Новгород, 173003, Российская Федерация
NikitinAO@okbplaneta.ru

Аннотация: *Исследуется возможность применения мультиферроиковых магнитоэлектрических материалов в антенных решетках. В статье рассматриваются вопросы управления диаграммой направленности посредством магнитоэлектрического эффекта. Моделируется двухэлементная антенная решетка, каждый элемент которой представляет собой излучатель с интегрированной ферромагнитной пленкой иттрий-железистого граната. Получены частотные характеристики при симулировании магнитоэлектрического эффекта. В результате моделирования магнитоэлектрического эффекта изменения волновых характеристик излучателей привело к изменению суммарной диаграммы направленности антенной решетки на 10°.*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Ключевые слова: СВЧ антенны, магнитоэлектрический эффект, антенные решетки, мультиферроиковые материалы.

1. Введение

В работе рассматривается мультиферроиковая двухслойная структура, состоящая из ферромагнитного слоя иттрий-железистого граната (ИЖГ) и пьезоэлектрического слоя цирконата-титаната свинца (ЦТС). В композиционных слоистых структурах МЭ эффект можно рассматривать как результат взаимодействия пьезоэлектрических и пьезомагнитных свойств. Механизм прямого МЭ эффекта состоит в следующем: ферромагнитный материал деформируется при приложении внешнего магнитного поля, что приводит к возникновению механических напряжений в пьезоэлектрической компоненте, а, следовательно, и к электрической поляризации вследствие пьезоэлектрического эффекта. Очевиден и обратный эффект. Внешнее электрическое поле вызывает деформацию пьезоэлектрической компоненты, приводящую к возникновению механических напряжений в ферромагнитной компоненте, что приводит к возникновению намагниченности ферромагнетика благодаря пьезомагнитному эффекту.

Исследование МЭ эффекта в слоистых структурах феррит-пьезоэлектрик приведено в [1]. При воздействии на пьезоэлектрическую компоненту внешнего электрического поля так же наблюдался сдвиг линии ферромагнитного резонанса (ФМР) ферритовой компоненты. Описание свойств и моделирование магнитоэлектрического эффекта в композитах было проведено в работах [2,3]. В свете вышеуказанных свойств МЭ стало возможным построение ряда приборов, в том числе в СВЧ диапазоне [4]. Для изучения возможности управления диаграммой направленности (ДН) при помощи МЭ эффекта рассматривается представленная ниже модель двухэлементной антенной решетки (АР).

2. Исследуемая модель

Основой для построения исследуемой модели послужил ряд ранее опубликованных работ. Принцип использования МЭ структур при проектировании фазированных антенных решеток (ФАР) был рассмотрен в статье [5], в работе [6] была продемонстрирована возможность сдвига ДН антенной решетки под действием МЭ эффекта. Вопросам моделирования СВЧ антенн на основе мультиферроиковых структур была посвящена работа [7].

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

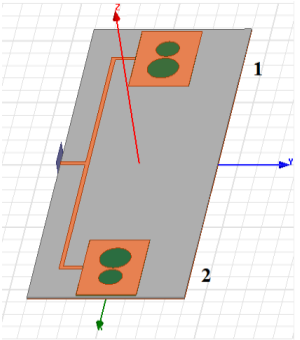


Рис. 1. Модель двухэлементной антенной решетки
Fig. 1. Model of two-element antenna array

В данной работе исследовалась модель двухэлементной АР (рис. 1), состоящей из двух излучающих элементов. Каждая модель излучающего элемента представляет собой структуру, состоящую из подложки гадолиний-галлиевого граната (ГГГ) размерами 40×40 мм и толщиной 500 мкм, с нанесенным в центр слоя иттрий-железистого граната (ИЖГ) размерами 15,3×22 мм толщиной 5 мкм. Поверх слоя ИЖГ размещен слой пьезокерамики ЦТС толщиной 100 мкм. На внешние стороны слоя ЦТС и подложки ГГГ нанесена металлизация. В верхнем слое металлизации находятся два дисковых отверстия радиусами 3 и 4 мм, на расстоянии 7,7 мм друг от друга. Дисковые отверстия служат эффективной неоднородностью для возбуждения в режиме резонанса круговой поляризации электромагнитного поля, что крайне важно для наилучшей работы ферритовых элементов конструкции. Расстояние между излучателями 84 мм.

Для моделирования структуры использовались следующие физические параметры:

- для слоя иттрий-железистого граната: относительная диэлектрическая проницаемость ε - 15,3; тангенс угла диэлектрических потерь tgδ – $2*10^{-4}$; намагниченность насыщения – 1780 Гс; ширина линии ферромагнитного резонанса – 1,5 Э;
- для слоя гадолиний-галлиевого граната: ε – 11,6; tgδ – 0,0011;
- для слоя ЦТС: ε – 1870; tgδ – 0,0168.

При моделировании были сделаны следующие допущения: как было выше указано обратный МЭ эффект характеризуется возникновением магнитного момента в слое ферромагнетика под действием деформации переданной жестко закреплённой пьезоэлектрической фазой. Деформация в пьезоэлектрике является следствием приложенного к структуре внешнего

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

электрического поля. А с учетом известной зависимости между сдвигом линии ферромагнитного резонанса в феррит-пьезоэлектрических магнитоэлектрических материалах и прилагаемым к ним управляющим постоянным электрическим полем [2], величину обратного магнитоэлектрического эффекта на СВЧ для моделирования можно заменить на эффективный сдвиг линии ферромагнитного резонанса (ФМР) под действием постоянного магнитного поля. Таким образом, моделирование было проведено при эффективной замене сдвига линии ФМР под действием МЭ-эффекта на сдвиг линии ФМР ИЖГ под действием подмагничивающего поля в модели излучателя.

3. Результаты моделирования

Было проведено исследование модели излучателя, показанного на рис. 2. Получена частотная характеристика коэффициента отражения S11 при величине напряженности поля магнитного смещения ферромагнитного слоя ИЖГ H = 0 А/м (рис. 3). Анализ частотной характеристики S11 дает значение резонанса самой структуры без учета влияния магнитного смещения слоя ИЖГ: в районе 1,84 ГГц.

При увеличении величины напряженности поля магнитного смещения в диапазоне от 42800 А/м до 70000 А/м (рис. 4а) наблюдался сдвиг линии ФМР с последующим наложением резонансов (ФМР и резонанса структуры излучателя). Наложение резонансов имело двойственное проявление. При увеличении напряженности поля магнитного смещения до значения 46800 А/м (рис. 4б), наблюдался сдвиг резонансной частоты структуры с увеличением амплитуды резонанса 1 (1,87 ГГц) и появления малого резонанса 2 (1,6 ГГц). Дальнейшее увеличение напряженности магнитного поля до значения 52400 А/м (рис. 4в) привело к уменьшению амплитуды резонанса 1 (1,96 ГГц) и увеличения амплитуды резонанса 2 (1,74 ГГц).

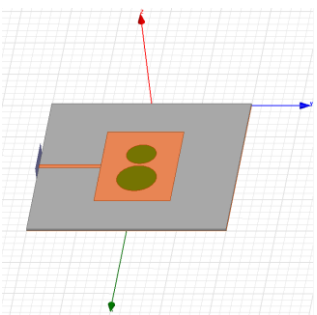


Рис. 2. Модель излучающего элемента.
Fig. 2. Model of radiating element.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

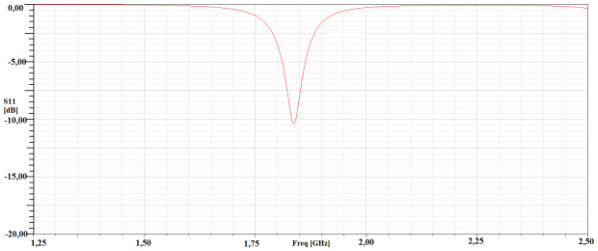


Рис. 3. Частотная характеристика S11 при величине напряженности поля магнитного смещения 0 А/м.

Fig. 3. The frequency characteristic of the reflection coefficient S11 when the bias magnetic field 0 A/m.

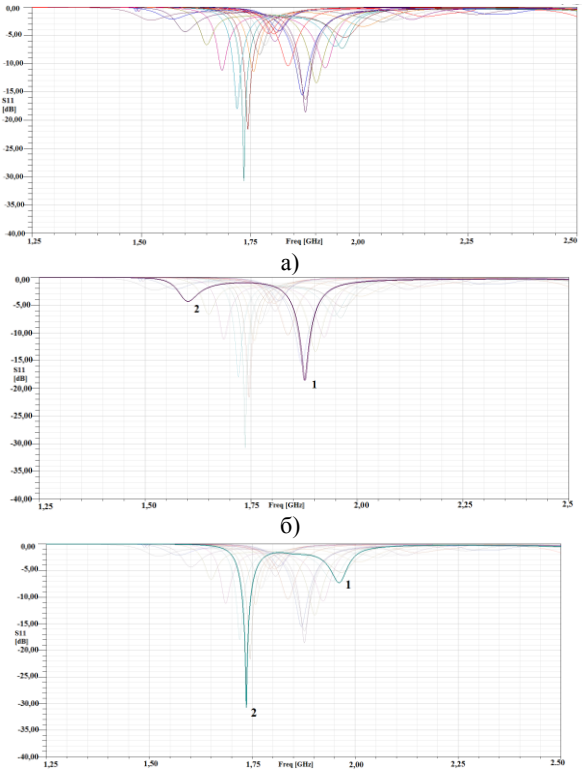


Рис. 4. Частотная характеристика S11 для значений напряженности поля магнитного смещения: а) от 42800 до 70000 А/м.; б) 46800 А/м; в) 52400 А/м.

Fig. 4. The frequency characteristic of the reflection coefficient S11 when the bias magnetic field: a) from 42800 to 70000 A/m.; b) 46800 A/m; c) 52400 A/m.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Далее исследовалась модель двухэлементной АР, показанная на рис. 1. Основываясь на анализе частотных характеристик, показанных на рис. 4, были эвристически подобраны значения напряженности полей магнитного смещения для моделирования сдвига ДН АР (рис. 5) на частоте 1,843 ГГц. Расчетные ДН двухэлементной АР при различных значениях подмагничивающего поля для излучающих элементов, показанные на рис. 5, имеют разное направление. При изменении подмагничивающих полей с 60400 А/м и 46000 А/м на соответственно первом и втором элементе до величин 55600 А/м и 59600 А/м, происходит поворот диаграммы направленности на 10°. Это небольшое значение поворота ДН может быть существенно увеличено за счёт наращивания количества излучающих элементов АР.

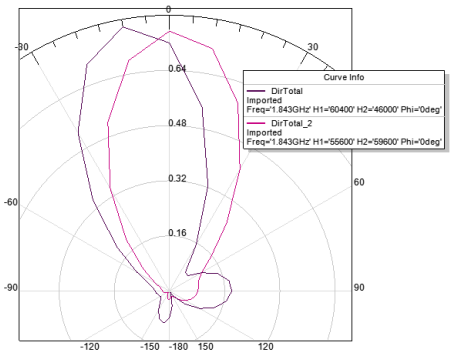


Рис. 5. Расчетные ДН двухэлементной АР при различных значениях подмагничивающих полей.

Fig. 5. Directional diagram of the two-antenna array for different values of the bias magnetic field

4. Заключение

Таким образом, в работе проведено исследование возможности управления диаграммой направленности антенной решетки посредством обратного магнитоэлектрического эффекта. Проведено моделирование излучающего элемента с интегрированной мультиферроиковой структурой, состоящей из ферромагнитной пленки иттрий-железистого граната и слоя пьезокерамики ЦТС. Полученная частотная характеристика коэффициента отражения излучателя наглядно продемонстрировала сдвиг линии ФМР при изменении величины поля магнитного смещения. При наложении частот ФМР и резонанса структуры излучателя фиксировалось резкое увеличение амплитуды резонанса. Была рассмотрена модель двухэлементной антенной решетки с возможностью перестройки диаграммы направленности. При моделировании сдвиг ДН антенной решетки достигал значений 10°.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Статья подготовлена при финансовой поддержке Минобрнауки России в рамках конкурсной части государственного задания (грант N 3.1639. 2014/K) и исследовательского проекта РФФИ No. #15-57-50010.

Список литературы

[1] Бичурин М.И., Петров В.М. Магнитный резонанс в слоистых феррит-сегнетоэлектрических структурах // ЖТФ, 1988, №11, т.58, С.2277-2278.

[2] M. Bichurin and V. Petrov. Modeling of Magnetoelectric Effects in Composites // Springer Series in Materials Science 201, 2014.

[3] Bichurin M.I., Petrov V.M. Composite magnetoelectrics: their microwave properties. Ferroelectrics, 162, 33, (1994).

[4] Bichurin M.I., Petrov V.M., Petrov R.V., Kiliba Y. et al. Magnetoelectric microwave devices. Ferroelectrics, 280, 211-218, (2002).

[5] Roman V. Petrov, Devata V. B. Murthy, Gollapudi Sreenivasulu and Gopalan Srinivasan. A slot antenna with magnetoelectric elements // Microwave Opt Technol Lett Vol. 55, No. 3, March 2013 DOI 10.1002/mop.

[6] Петров Р.В., Сринивасан Г. Проектирование магнитоэлектрической фазированной антенной решётки // Вестн. Новг. гос. ун-та. Сер.: Техн. науки. 2009. № 50, стр. 61-65.

[7] Хаванова М.А., Камайкин В.А., Татаренко А.С., Петров Р.В., Порохнюк А., Уеда Т., Томита С. Моделирование СВЧ антенны, основанной на мультиферроиковых слоистых структурах // Вестн. Новг. гос. ун-та. 2015 №8(91). С.64-70.

References

[1] Bichurin M.I., Petrov V.M. Magnetic resonance in layered ferrite-ferroelectric structures // JTP, 1988, №11, v.58, p.2277-2278.

[2] M. Bichurin and V. Petrov. Modeling of Magnetoelectric Effects in Composites // Springer Series in Materials Science 201, 2014.

[3] Bichurin M.I., Petrov V.M. Composite magnetoelectrics: their microwave properties. Ferroelectrics, 162, 33, (1994).

[4] Bichurin M.I., Petrov V.M., Petrov R.V., Kiliba Y. et al. Magnetoelectric microwave devices. Ferroelectrics, 280, 211-218, (2002).

[5] Roman V. Petrov, Devata V. B. Murthy, Gollapudi Sreenivasulu and Gopalan Srinivasan. A slot antenna with magnetoelectric elements // Microwave Opt Technol Lett Vol. 55, No. 3, March 2013 DOI 10.1002/mop.

[6] Roman R.V., Srinivasan G. Designing of magnetoelectric phased antenna array // Vestn. NovSU. Ser.: Tech. science. 2009. № 50, p. 61-65.

[7] M.A. Khavanova, V.A. Kamaykin, A.S. Tatarenko, R.V. Petrov, A. Porokhnyuk, T. Ueda, S. Tomita Modeling of microwave antenna based on the multiferroic layered structures // Vestn. NovSU. Ser.: Tech. science. 2015 №8(91). p.64-70.

Acknowledgment

The research was supported by RFBR research project #15-57-50010 and by the grant of State Order from the Ministry of Education and Science of the Russian Federation № 3.1639.2014/K.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Design variants of perspective on-board antenna systems nano- and micro-spacecrafts

Aleksander G. Generalov[1], Elchin V. Gadzhiev[1], Nikolay I. Poctouk[2], Aleksander B. Russkin[2], Mikhail V. Tumanov[3]
Research Institute for Electromechanics
Istra, 143502, Russian Federation
[1]otd24@niiem.ru, [2]otd12@niiem.ru;[3]mikhail.tumanov@niiem.ru

Abstract: *In this paper variants of design onboard antenna system small satellites are presented. Using of microstrip antennas and horn antennas are proposed. To increase the communication session variant of using the tracking antenna is offered. Main energy characteristics of the proposed variants to design on-board antenna system, for example, the standing wave ratio, radiation pattern and gain are defined.*

Keywords: *spacecraft, antenna system, antenna-feeder device, on-board antenna, voltage standing-wave ratio, radiation pattern, gain.*

Варианты построения перспективных бортовых антенных систем космических аппаратов нано- и микро-классов

Генералов А.Г.[1], Гаджиев Э.В.[1], Постоюк Н.И.[2], Русскин А.Б.[2], Туманов М.В.[3]
Научно-исследовательский институт электромеханики
г. Истра, 143502, Российская Федерация
[1]otd24@niiem.ru, [2]otd12@niiem.ru;[3]mikhail.tumanov@niiem.ru

Аннотация: *В данной работе рассмотрены варианты построения бортовой антенной системы малых космических аппаратов. Предложено применение микрополосковых антенн, а также рупорных антенн. Для увеличения сеанса связи предложен вариант применения следящей антенны. Получены основные энергетические характеристики предложенных вариантов построения бортовой антенной системы, например, коэффициент стоячей волны, диаграмма направленности и коэффициент усиления.*

Ключевые слова: космический аппарат, антенная система, бортовая антенна, коэффициент стоячей волны, диаграмма направленности, коэффициент усиления.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Среди наиболее характерных показателей технического развития современных космических аппаратов (КА) можно выделить уменьшение массогабаритных характеристик, качественное улучшение целевой аппаратуры, увеличение сроков активного существования КА и т.д.

Данная ситуация приводит к ужесточению требований ко всей бортовой аппаратуре и комплексам, в том числе к антенным системам, где с одной стороны требуется значительное уменьшение массогабаритных характеристик с увеличением показателей надежности данных систем, а с другой стороны возрастают требования по объему передаваемой целевой информации.

АО «НИИЭМ» имеет более чем 55-летний опыт в разработке и изготовлении КА, а также отдельных бортовых служебных систем. За это время было разработано, изготовлено и успешно запущено более 35 КА метеорологического и научного назначения. В настоящее время АО «НИИЭМ» входит в состав АО «Корпорация «ВНИИЭМ» – ведущего российского производителя КА дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) и активно участвует в создаваемых корпорацией малых КА ДЗЗ (в том числе по созданию антенно-фидерных систем данных КА): «Канопус-В» № 1, «Канопус-В-ИК», «Ломоносов», «Ионосфера», Белорусский КА, «Университетский–Татьяна-2» и др. [1].

Учитывая данный опыт предприятия, а также специфику бортовых антенных систем [2], в данной работе рассмотрены варианты построения бортовой антенной системы для перспективных нано – и микро-КА широкого профиля: мониторинга чрезвычайных ситуаций, метеонаблюдения, для научных исследований и др. [3,4].

2 Малые КА нано- и микро-классов

Деление класса малых КА ведётся по стартовой массе аппарата:

- фемто- до 0,1 кг;
- пико- от 0,1 до 1 кг;
- нано- от 1 до 10 кг;
- микро- от 10 до 100 кг;
- мини- от 100 до 500 кг;
- малый от 500 до 1000 кг.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

В настоящий момент, помимо интереса к малым КА (стартовой массой от 100 кг до 500 кг), существует потребность и сверхмалых КА (стартовой массой не более 50 кг), например, «CubeSat», «TabletSat» и др. [5].



Рис. 1. Виды КА «CubeSat»
Fig. 1. Types of spacecraft «CubeSat»

«CubeSat» – формат малых КА для исследования космоса (см. рис. 1). КА «CubeSat» обычно имеют объём до 1 литра и массу, не превышающую 1.33 кг или немного больше [6]. Относительная лёгкость создания и небольшая стоимость сделала такие спутники доступными для массового производства.



Рис. 2. Малые КА «Университетский–Татьяна-2» и КА «ТаблетСат-Аврора»
Fig. 2. Small spacecraft «University-Tatiana-2» and «TabletSat-Aurora»

Малые КА микро-класса (см. рис. 2) обладают разнообразной формой и целевым назначением [7,8].

3. Варианты построения антенной системы

Применение различных типов бортовых антенн.

Традиционно в качестве бортовых антенн КА применяют спиральные, вибраторные, щелевые, рупорные и другие антенны [1]. Широкое применение нашли и антенные решётки с разными типами излучателей [9].

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Однако при построении антенной системы малых КА особенно нано-класса возникает потребность в миниатюрных бортовых антеннах.

В работе [10] предложен вариант применения микрополосковых (печатных) антенн (МПА). Данный класс антенн обладает рядом преимуществ, а именно малогабаритной, невыступающей, простой, надёжной конструкцией, низкой стоимостью изготовления и т.д. [11].

Исследованы и проработаны вопросы по подбору диэлектрика для построения бортовой МПА [12], согласованию антенны с фидерным трактом [13], миниатюризации габаритов антенны [14], а также разработки миниатюрной МПА круговой поляризации [15] и многодиапазонной МПА [16].

Применение МПА позволяет разрабатывать малогабаритную, невыступающую, высокотехнологичную и надёжную антенную систему с применением печатных технологий.

В работе также рассмотрены варианты применения четырёхзаходной спиральной антенны, вибраторной антенны и рупорной антенны для применения в составе антенной системы перспективных малых КА (телекомандная система, телеметрическая система, радиолиния передачи целевой информации (РЛЦИ) и др.)

Применение направленных антенн с опорно–поворотным устройством.

В настоящий момент для построения бортовой антенной системы РЛЦИ (8 ГГц–8,4 ГГц) применяются неподвижные антенны, жёстко закреплённые на корпусе КА. В виду ряда причин, а именно низкой скорости сброса данных, малым временем сеанса связи наземных пунктов приёма сигналов (около 15 мин), малым количеством самих наземных пунктов приёма сигналов и т.д. возникает сложность с передачей данных с борта КА на Землю.

Для устранения указанного выше недостатка, на борту КА используют два передатчика и две передающие антенны. Но и данный подход не приводит к устранению проблем с передаваемым объёмом информации, а именно:

- для обеспечения функционирования двух бортовых передатчиков необходима большая мощность (примерно по 150 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 це-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

лью снижения влияния корпуса КА на энергетические параметры антенн;
- значительные габариты применяемых передающих антенн;
- снижается надёжность всей системы в целом.

Рассмотрен и предложен вариант применения двух- и однокоординатного привода, на котором размещается бортовая антенна.

Преимущество данного подхода:
- не требуется применения двухканальной передающей системы;
- снижение энергетических и массогабаритных показателей РЛЦИ в два раза;
- снижение затрат на разработку РЛЦИ;
- увеличение сеанса связи КА с наземными пунктами за счет следящей бортовой антенны;
- повышение надёжности.

В качестве бортовой антенны предложены варианты применения рупорной антенны или антенной решётки.

4. Проектирование антенной системы

В данной работе рассмотрено построение антенных систем следующих малых КА.

Для микро-класса малых КА предложен вариант применения рупорной антенны с одно- и двухкоординатным приводом для работы в составе бортовой системы РЛЦИ.

В работе [17] подробно представлена конструкция и технические характеристики используемого привода.

Для нано-класса малых КА предложен вариант построения бортовой антенной системы из МПА УКВ диапазона и навигационной системы.

В обоих случаях проведено электродинамическое моделирование антенных систем. Проведена оценка полученных результатов, а именно оценены коэффициент стоячей волны, диаграмма направленности, коэффициент усиления.

5. Заключение

В работе рассмотрены варианты построения бортовой антенной системы для нано- и микро-класса малых КА. Проведено электродинамическое моделирование предложенных вариантов. Получены приемлемые

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

результаты, позволяющие использовать предложенные варианты в дальнейшем.

Список литературы

[1] Bocharov V.S., Generalov A.G., Gadzhiev E.V. Antenna-feeder devices in the development of OJSC 'NIIEM', Istra (Moscow region). 23rd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology. 2013. Pp. 46–47.

[2] Бочаров В.С., Генералов А.Г., Гаджиев Э.В. Особенности бортовых антенно-фидерных устройств космических аппаратов. Материалы научно-технического семинара «Перспективы развития антенно-фидерных устройств летательных аппаратов». — Истра: ОАО «НИИЭМ». 2013. С. 55–58.

[3] Боярчук К.А., Туманов М.В., Панфилова Е.И., Милосердова Л.В., Карелин А.В., Пулинец С.А., Узунов Д. Космические технологии мониторинга радиационной обстановки вокруг атомных станций. Геоматика. 2013. № 4. С. 63–67.

[4] Боярчук К.А., Туманов М.В., Милосердова Л.В. Отображение геологических структур по космическим снимкам разного пространственного разрешения. Исследование Земли из космоса. 2012. № 6. С. 29.

[5] http://cubesat.ru/ru/cubesats.html

[6] http://www.clyde-space.com/cubesat_shop/structures/1u_structures

[7] Волков С.Н., Макриденко Л.А., Ходненко В.П. Малые космические аппараты НПП ВНИИЭМ. От концепции до воплощения в «металле». Вопросы электромеханики. Труды НПП ВНИИЭМ. 2011. Т. 121. №2. С. 3–8.

[8] Потапов А.В., Карпенко С.О., Попов А.В., Ивлев Н.А., Сивков А.С., Власкин А.Л., Жумаев З.С., Андреенков Д.В. Микроспутниковая платформа ТаблетСат и микроспутник «ТаблетСат–Аврора» на её основе для проведения научных, технологических и образовательных экспериментов в космосе. Механика, управление и информатика. 2015. Т. 7. № 4 (57). С. 162–174.

[9] Овчинникова Е.В. Бортовые ФАР СВЧ диапазона. Монография/Под ред. Д.И. Воскресенского. -М.: МАИ, 2016. -163 с.

[10] Гаджиев Э.В. Пути построения малогабаритных, невыступающих бортовых антенно-фидерных систем космических аппаратов. Труды МАИ. 2014. №76. С. 13.

[11] Панченко Б. А., Нефёдов Е. И. Микрополосковые антенны. – М.: Радио и связь, 1986. – 144 с.

[12] Бочаров В.С., Генералов А.Г., Гаджиев Э.В. Выбор диэлектрика подложки микрополосковой антенны при построении миниатюрной антенны. Антенны. 2014. № 12 (211). С 38–44.

[13] Овчинникова Е.В., Кондратьева С.Г., Бочаров В.С., Генералов А.Г., Гаджиев Э.В. Моделирование бортовых микрополосковых антенн. Антенны. 2016. № 7 (227). С. 10–22.

[14] Бочаров В.С., Генералов А.Г., Гаджиев Э.В. Способ создания микрополосковых антенн метрового диапазона и устройство, реализующее этот способ. Патент на изобретение № 2583334 от 16.09.2014.

[15] Бочаров В.С., Генералов А.Г., Гаджиев Э.В. Микрополосковая антенна метрового диапазона с круговой поляризацией. Патент на полезную модель № 152427 от 16.09.2014.

[16] Бочаров В.С., Генералов А.Г., Гаджиев Э.В. Многодиапазонная микрополосковая антенна. Патент на полезную модель № 162204 от 07.09.2015.

[17] Русскин А.Б. Разработка составных частей малых космических аппаратов. Материалы круглого стола «Создание малых космических аппаратов. Актуальные проблемы и пути их решения». В рамках конференции «Иосифьяновские чтения» 12 апреля 2016 г. – Истра, АО «НИИЭМ». 2016. С 211–218.

References

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[1] Bocharov V.S., Generalov A.G., Gadzhiev E.V. Antenna-feeder devices in the development of OJSC 'NIIEM', Istra (Moscow region). 23rd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology. 2013. Pp. 46–47.

[2] Bocharov V.S., Generalov A.G., Gadzhiev E.V. Osobennosti bortovyh antenno-fidernyh ustrojstv kosmicheskih apparatov. Materialy nauchno-tehnicheskogo seminara «Perspektivy razvitija antenno-fidernyh ustrojstv letatel'nyh apparatov». — Istra: OAO «NIIJeM». 2013. S. 55–58. (In Russian).

[3] Bojarchuk K.A., Tumanov M.V., Panfilova E.I., Miloserdova L.V., Karelin A.V., Pulinec S.A., Uzunov D. Kosmicheskie tehnologii monitoringa radiacionnoj obstanovki vokrug atomnyh stancij. Geomatika. 2013. № 4. S. 63–67. (In Russian).

[4] Bojarchuk K.A., Tumanov M.V., Miloserdova L.V. Otobrazhenie geologicheskih struktur po kos-micheskim snimkam raznogo prostranstvennogo razreshenija. Issledovanie Zemli iz kosmosa. 2012. № 6. S. 29. (In Russian).

[5] http://cubesat.ru/ru/cubesats.html

[6] http://www.clyde-space.com/cubesat_shop/structures/1u_structures

[7] Volkov S.N., Makridenko L.A., Hodnenko V.P. Malye kosmicheskie apparaty NPP VNIIJeM. Ot koncepcii do voploshhenija v «metalle». Voprosy jelektromehaniki. Trudy NPP VNIIJeM. 2011. T. 121. №2. S. 3–8. (In Russian).

[8] Potapov A.V., Karpenko S.O., Popov A.V., Ivlev N.A., Sivkov A.S., Vlaskin A.L., Zhumaev Z.S., Andreenkov D.V. Mikrosputnikovaja platforma TabletSat i mikrosputnik «TabletSat–Avrora» na ejo osnove dlja provedenija nauchnyh, tehnologicheskih i obrazovatel'nyh jeksperimentov v kosmose. Mehanika, upravlenie i informatika. 2015. T. 7. № 4 (57). S. 162–174. (In Russian).

[9] Ovchinnikova E.V. Bortovye FAR SVCh diapazona. Monografija/Pod red. D.I. Voskresenskogo. -M.: MAI, 2016. -163 s. (In Russian).

[10] Gadzhiev E.V. Puti postroenija malogabaritnyh, nevystupajushhih bortovyh antenno-fidernyh sistem kosmicheskih apparatov. Trudy MAI. 2014. №76. S. 13. (In Russian).

[11] Panchenko B. A., Nefjodov E. I. Mikropoloskovye antenny. – M.: Radio i svjaz', 1986. – 144 s. (In Russian).

[12] Bocharov V.S., Generalov A.G., Gadzhiev E.V. Vybor dijelektrika podlozhki mikropoloskovoj antenny pri postroenii miniatjurnoj antenny. Antenny. 2014. № 12 (211). S 38–44. (In Russian).

[13] Ovchinnikova E.V., Kondrat'eva S.G., Bocharov V.S., Generalov A.G., Gadzhiev E.V. Modelirovanie bortovyh mikropoloskovyh antenn. Antenny. 2016. № 7 (227). S. 10–22. (In Russian).

[14] Bocharov V.S., Generalov A.G., Gadzhiev E.V. Sposob sozdanija mikropoloskovyh antenn metrovogo diapazona i ustrojstvo, realizujushhee jetot sposob. Patent na izobretenie № 2583334 ot 16.09.2014. (In Russian).

[15] Bocharov V.S., Generalov A.G., Gadzhiev E.V. Mikropoloskovaja antenna metrovogo diapazona s krugovoj poljarizaciej. Patent na poleznuju model' № 152427 ot 16.09.2014. (In Russian).

[16] Bocharov V.S., Generalov A.G., Gadzhiev E.V. Mnogodiapazonnaja mikropoloskovaja antenna. Patent na poleznuju model' № 162204 ot 07.09.2015. (In Russian).

[17] Russkin A.B. Razrabotka sostavnyh chastej malyh kosmicheskih apparatov. Materialy kruglogo stola «Sozdanie malyh kosmicheskih apparatov. Aktual'nye problemy i puti ih reshenija». V ramkah konferencii «Iosif'janovskie chtenija» 12 aprelja 2016 g. – Istra, AO «NIIJeM». 2016. S 211–218. (In Russian).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Design problems of antenna system small spacecrafts

Vladimir S. Bocharov, Aleksander G. Generalov, Elchin V. Gadzhiev
Research Institute for Electromechanics
Istra, 143502, Russian Federation
otd24@niiem.ru

Abstract: *In this paper, features of designing of on-board antenna system small spacecraft are presented. It is shown that actively developing a new class of spacecraft - small spacecraft. Requirements to characteristics of onboard antennas small spacecraft such as radiation pattern, gain, polarization, matching and etc. are defined. Thus, design of small-sized, low-profile, high-tech small spacecrafts antenna system is an actual and modern task.*

Keywords: *spacecraft, antenna system, antenna-feeder device, on-board antenna, voltage standing-wave ratio, radiation pattern, gain, antenna matching, frequency band, polarization.*

Проблемы построения антенной системы малых космических аппаратов

Бочаров В.С., Генералов А.Г., Гаджиев Э.В.
Научно-исследовательский институт электромеханики
г. Истра, 143502, Российская Федерация
otd24@niiem.ru

Аннотация: *В данной работе рассмотрены особенности построения бортовой антенной системы малых космических аппаратов. Показано, что в настоящий момент активно развивается новый класс космических аппаратов – малые космические аппараты. Определены требования к таким характеристикам бортовых антенн малых космических аппаратов, как диаграмма направленности, коэффициент усиления, поляризация, согласование и др. Таким образом, разработка малогабаритной, невыступающей, высокотехнологичной антенной системы малых космических аппаратов является актуальной и современной задачей.*

Ключевые слова: космический аппарат, антенная система, антенно-фидерное устройство, бортовая антенна, коэффициент стоячей волны, диаграмма направленности, коэффициент усиления, согласование антенны, полоса частот, поляризация.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

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].

К бортовым антенно-фидерным устройствам (АФУ) КА предъявляются весьма жёсткие требования в виду того, что данный класс антенн обладает спецификой [2], которая заключается:

- в определённом месте установки антенн на поверхности КА;
- во влиянии корпуса самого КА и целевой аппаратуры на энергетические параметры бортовой антенны (коэффициент стоячей волны (КСВ), диаграмма направленности (ДН), коэффициент усиления (КУ) и др.), которое приводит к их ухудшению;
- во влиянии космического пространства, которое снижает работоспособность бортовых антенн (радиационное излучение, резкий перепад температур при движении КА по целевой орбите и т.д.);
- во влиянии условий запуска КА, так как при запуске бортовые антенны подвергаются жёстким механическим нагрузкам (разные виды вибраций, удары и т.д.).

Таким образом, при разработке бортовой антенной системы необходимо учитывать указанную специфику данного класса антенн для обеспечения полного функционирования антенной системы КА и успешного выполнению возложенного на него целевой задачи (метеонаблюдение, связь, навигация, дистанционное зондирование, научные исследования и др.).

2. Состояние и перспективы развития бортовых антенн

Прежде чем рассматривать текущее состояние и перспективы развития бортовых АФУ КА, необходимо отметить вектор развития самой космической техники, так как и развитие самих бортовых антенн напрямую зависит от её развития.

В настоящий момент существенно изменились приоритеты в разработке самих КА. Видимое преимущество по ряду направлений космической деятельности получило создание малых КА по сравнению с крупногабаритными и тяжёлыми КА [3].

Малые КА — узкоспециализированные аппараты. Они, как правило, обладают негерметичным корпусом, на них используются компактные, не

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

раскрываемые солнечные батареи, а также многофункциональная целевая аппаратура и минимальное количество резервирующих элементов. Для их производства применяются инновационные материалы и достижения микроэлектроники. Благодаря всему выше перечисленному такие аппараты имеют небольшие размеры и массу [4].

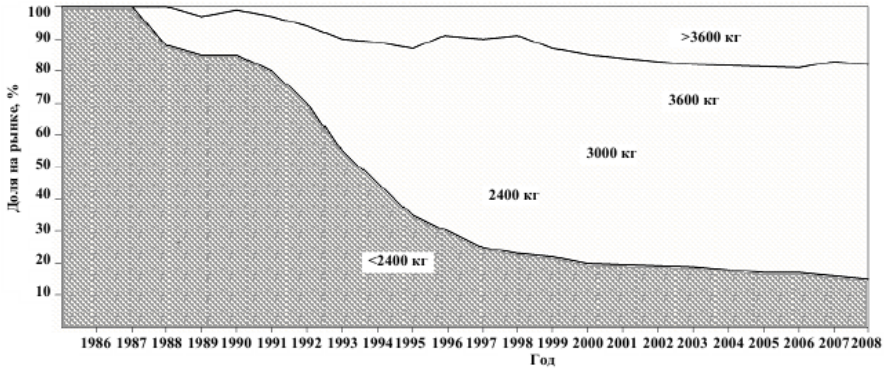


Рис. 1. Доля запущенных больших КА.

Fig. 1. The share of launched large spacecrafts by year

Как видно (см. рис. 1.1), доля запущенных больших и тяжёлых КА, начиная с середины 90-х годов, резко падает, а, соответственно, малых КА растёт.

В настоящее время этот процесс ускоряется значительно быстрее и, как показывает практика, на один запущенный большой КА приходится четыре–пять малых КА.

Малые КА обладают рядом преимуществ [3–5]:

- сравнительно малым сроком разработки (от трех до пяти лет вместо пяти–десяти лет);
- удешевлением вывода на орбиту за счёт кластерных или попутных запусков;
- возможностью оперативного и скрытного запуска из любой точки земного шара с помощью РН подземного, воздушного базирования при высокой оперативности подготовки к запуску;
- технологичностью создания, отвечающей стратегии сокращения расходов и риска;
- возможностью быстрой модификации для решения широкого круга задач с различным целевым назначением;
- снижением степени влияния спутниковой платформы на работу полезной нагрузки из-за меньшего собственного гравитацион-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ного, электромагнитного и газового (внешняя собственная атмосфера) фона;

- экономической эффективностью целевого использования на высотах функционирования до 1000 км и, особенно, на высотах 200–500 км, на которых срок активного существования других классов КА, например тяжелых КА, без применения соответствующих средств коррекции орбиты достаточно мал;
- возможностью утилизации в случае выхода из строя, за счёт полного или частичного сгорания аппарата в верхних слоях атмосферы, т.е. простой способ утилизации объекта, что в свою очередь ведёт к уменьшению космического мусора на орбите и околоземного пространства;
- ценовая привлекательность.

3. Требования к бортовой антенной системе малых КА

Сформулируем предъявляемые требования к характеристикам бортовых антенн малых КА.

Характеристики направленности.

Главными характеристиками направленности бортовых антенн являются ДН, КУ и поляризация поля излучения антенной.

Для обеспечения надёжной связи с КА по всей траектории его движения необходимо иметь широкую ДН. В случае неориентированного полёта КА необходимо обеспечить ДН близкую к полусфере. А в случае ориентированного полёта – ДН специальной формы.

КУ антенны, как известно, желательно иметь максимальным. Однако, как и в случае с ДН, из-за эффекта затенения возможно уменьшение КУ. В некоторых случаях допускаются значения КУ равные минус 10 дБ (на краях ДН).

Не менее важным параметром излучения является поляризационная характеристика антенны. Бортовые АФУ КА должны излучать поля, как с линейной, так и круговой поляризацией в зависимости от целевой задачи антенной системы КА.

Таким образом, к характеристикам направленности антенн, входящих в состав антенной системы малых КА, предъявляются следующие требования:

- ширина ДН ± 180° (в случае неориентированного полёта КА) и ± 60° (в случае ориентированного полёта КА);
- КУ не менее минус 1 дБ в рабочем секторе углов;

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

– излучение поля с линейной или круговой поляризацией.

Согласование.

При разработке антенной системы возникает необходимость согласования излучателя с фидером (трактом СВЧ) в рабочем диапазоне частот. В случае с бортовыми антеннами, проблема согласования усугубляется влиянием условий размещения антенны относительно бортового передатчика или приёмника. Исходя из этих соображений, формируются требования к бортовой кабельной сети.

Очевидно, что любое рассогласование приёмопередающего тракта приводит к дополнительным потерям и ухудшению частотных характеристик системы.

Таким образом, для бортовых антенн, входящих в состав антенной системы малых КА, предъявляется следующие требование:

– для связных антенн КСВ не более 1,35;
– для передающих, приёмных, научных и др. антенн КСВ не более 2.

Частотное свойство.

Частотные характеристики определяют изменение основных параметров антенн с частотой. Например, с изменением частоты меняются направленность действия и энергетические характеристики АФУ. При рассмотрении частотных свойств, следует определить требования, предъявляемые к рабочему диапазону и полосе частот.

Таким образом, к частотным характеристикам бортовых антенн малых КА предъявляются следующие требования – работа в одночастотном (метровый, дециметровый, сантиметровый диапазоны) и/или многочастотном (метровый и дециметровый диапазоны) режимах с узкой (5 %) и/или широкой (15 %) полосой рабочих частот.

Массогабаритные требования.

В случае размещения антенной системы на поверхности малого КА необходимо учитывать следующий фактор. Вся рабочая поверхность, на которой возможно размещения как целевой аппаратуры (оптика, модуль научной аппаратуры, служебная аппаратура и др.), так и бортовой антенной системы, составляет примерно 1 $м^2$ и меньше (в зависимости от габаритов малого КА).

Таким образом, учитывая выше сказанное, к антеннам малых КА предъявляются весьма жесткие требования по массогабаритным показателям, которые определяются допустимыми габаритами самого малого КА и отведённого места для установки бортовых антенн, которое составляет не более 10×10 см для сверхмалых КА (стартовой массой менее 10 кг, напри-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

мер, CubeSat) и не более 30×30 см для малых КА (стартовой массой от 10 кг до 500 кг).

4. Практические результаты

Проанализированы применяемые варианты построения бортовой антенной системы КА [6]. Для построения малогабаритной, невыступающей антенной системы малых КА предложен и рассмотрен вариант применения микрополосковых антенн в качестве бортовых антенн [7]. Рассмотрены построение антенной системы разных типов малых КА. В [8–10] представлены результаты применения микрополосковых антенн для построения антенной системы малых КА.

5. Заключение

В работе рассмотрено состояние и перспективы развития бортовых АФУ КА. Показано преимущество применения малых КА. Определены требования к таким важным характеристикам бортовых антенн малых КА, как КСВ, ДН, КУ, поляризация, массогабаритные показатели.

Таким образом, разработка малогабаритной, невыступающей антенной системы малых КА является актуальной и современной задачей [11].

Список литературы

[1] Пригода Б.А., Кокунько В.С.. Антенны летательных аппаратов. М.: Воениздат. 1964 г. 120 с.

[2] Бочаров В.С., Генералов А.Г., Гаджиев Э.В. Особенности бортовых антенно-фидерных устройств космических аппаратов. Материалы научно-технического семинара «Перспективы развития антенно-фидерных устройств летательных аппаратов». — Истра: ОАО «НИИЭМ». 2013. С. 55–58.

[3] Макриденко Л.А., Волков С.Н., Ходненко В.П., Золотой С.А. Концептуальные вопросы создания и применения малых космических аппаратов. Вопросы электромеханики. Труды НПП ВНИИЭМ. 2010. Т.114. № 1. С. 15–26.

[4] Зинченко О. Н. Малые оптические спутники ДЗЗ [Электронный ресурс] / О. Н. Зинченко // Ракурс, Москва, 2011. URL: http://www.racurs.ru/www_download/ articles/Micro_Satellites.pdf

[5] Кириченко Д.В., Половников В.И. Низкоорбитальная космическая система наблюдения за космическим мусором на базе группировки малых космических аппаратов. Успехи современной радиоэлектроники. 2010. № 3.С. 19–22.

[6] Гаджиев Э.В. Пути построения малогабаритных, невыступающих бортовых антенно-фидерных систем космических аппаратов. Труды МАИ. 2014. №76. С. 13.

[7] Гаджиев Э.В. Возможность применения микрополосковых антенн на космических аппаратах. Сборник тезисов докладов Московской молодёжной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике – 2012», Москва, МАИ, 17–20 апреля 2012 г. С. 252–253.

[8] Bocharov V.S., Generalov A.G., Gadzhiev E.V. Design of microstrip antennas for dual-frequency on-board transmitter ‘MAYAK 150/400’. 23rd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology. 2013. Pp. 582–583.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[9] Бочаров В.С., Генералов А.Г., Гаджиев Э.В. Миниатюризация антенной системы космического аппарата «Ионосфера». Антенны. 2015. № 3 (214). С. 32–38.

[10] Бочаров В.С., Генералов А.Г., Гаджиев Э.В. Разработка макета микрополосковой антенны метрового диапазона для перспективного применения на космическом аппарате «Ионосфера». «Радиотехнические и телекоммуникационные системы». 2014. № 4 (16). С. 20–27.

[11] Бочаров В.С., Генералов А.Г., Гаджиев Э.В. Миниатюризация бортовых антенно-фидерных устройств космических аппаратов Материалы научно-технического семинара «Перспективы развития антенно-фидерных устройств летательных аппаратов». — Истра: ОАО «НИИЭМ». 2013. С. 51–54.

References

[1] Prigoda B.A., Kokun'ko V.S.. Antenny letatel'nyh apparatov. M.: Voenizdat. 1964 g. 120 s. (In Russian).

[2] Bocharov V.S., Generalov A.G., Gadzhiev E.V. Osobennosti bortovyh antenno-fidernyh ustrojstv kosmicheskih apparatov. Materialy nauchno-tehnicheskogo seminara «Perspektivy razvitija antenno-fidernyh ustrojstv letatel'nyh apparatov». — Istra: OAO «NIIJeM». 2013. S. 55–58. (In Russian).

[3] Makridenko L.A., Volkov S.N., Hodnenko V.P., Zolotoj S.A. Konceptual'nye voprosy sozdanija i primenenija malyh kosmicheskih apparatov. Voprosy jelektromehaniki. Trudy NPP VNIIJeM. 2010. T.114. № 1. S. 15–26. (In Russian).

[4] Zinchenko O. N. Malye opticheskie sputniki DZZ [Jelektronnyj resurs] / O. N. Zinchenko // Rakurs, Moskva, 2011(In Russian). URL: http://www.racurs.ru/www_download/ articles/Micro_Satellites.pdf

[5] Kirichenko D.V., Polovnikov V.I. Nizkoorbital'naja kosmicheskaja sistema nabljudenija za kosmicheskim musorom na baze gruppirovki malyh kosmicheskih apparatov. Uspehi sovremennoj radiojelektroniki. 2010. № 3.S. 19–22. (In Russian).

[6] Gadzhiev E.V. Puti postroenija malogabaritnyh, nevystupajushhih bortovyh antenno-fidernyh sistem kosmicheskih apparatov. Trudy MAI. 2014. №76. S. 13. (In Russian).

[7] Gadzhiev E.V. Vozmozhnost' primenenija mikropoloskovyh antenn na kosmicheskih apparatah. Sbornik tezisov dokladov Moskovskoj molodjozhnoj nauchno-prakticheskoj konferencii «Innovacii v aviacii i kosmonavtike – 2012», Moskva, MAI, 17–20 aprelja 2012 g. S. 252–253. (In Russian).

[8] Bocharov V.S., Generalov A.G., Gadzhiev E.V. Design of microstrip antennas for dual-frequency onboard transmitter ‘MAYAK 150/400’. 23rd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology. 2013. Pp. 582–583.

[9] Bocharov V.S., Generalov A.G., Gadzhiev E.V. Miniatjurizacija antennoj sistemy kosmicheskogo apparata «Ionosfera». Antenny. 2015. № 3 (214). S. 32–38. (In Russian).

[10] Bocharov V.S., Generalov A.G., Gadzhiev Je.V. Razrabotka maketa mikropoloskovoj antenny metrovogo diapazona dlja perspektivnogo primenenija na kosmicheskom apparate «Ionosfera». «Radiotehnicheskie i telekommunikacionnye sistemy». 2014. № 4 (16). S. 20–27. (In Russian).

[11] Bocharov V.S., Generalov A.G., Gadzhiev E.V. Miniatjurizacija bortovyh antenno-fidernyh ustrojstv kosmicheskih apparatov Materialy nauchno-tehnicheskogo seminara «Perspektivy razvitija antenno-fidernyh ustrojstv letatel'nyh apparatov». — Istra: OAO «NIIJeM». 2013. S. 51–54. (In Russian).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Microstrip FSS interpolation synthesis

Victor A. Obukhovets
Southern Federal State University
Rostov-on-Don, 344006, Russian Federation
vao@tgn.sfedu.ru

Abstract: *The procedure of frequency selective screens synthesis is described. The initial condition is the requirements to the frequency dependences shapes of scattering matrix elements. As the synthesized parameters there are used geometric dimensions that define the geometry of the screen periodic array. If required frequency characteristics are defined at several prescribed frequency points it's more appropriate for optimization to use so called interpolation synthesis technique with applying one of the known optimization procedure. There are presented results of such kind of synthesis problem for several types of microstrip FSS arrays both with experimental verification of laboratory model.*

Keywords: *frequency-selective, synthesis, optimization, array, microstrip, objective function.*

Интерполяционный синтез частотно-селективных микрополосковых решеток

Обуховец В.А.
Южный федеральный университет
г. Ростов-на-Дону,344006, Российская Федерация
vao@tgn.sfedu.ru

Аннотация: *Рассмотрена процедура синтеза частотно-селективных экранов по заданным требованиям к форме частной характеристики. В качестве синтезируемых параметров использованы геометрические размеры, определяющие форму элементов периодической решетки экрана. Если требуемая частотная характеристика задана в нескольких фиксированных точках, то для получения решения наиболее приемлем так называемый интерполяционный метод синтеза в сочетании с процедурой численной оптимизации. Представлены результаты решения для нескольких вариантов частотно-селективных решеток, приводится сравнение с экспериментальными данными для лабораторного макета решетки.*

Ключевые слова: частотно-селективная решетка, синтез, оптимизация, микрополосковый элемент, целевая функция.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Частотно-селективные структуры (ЧСС) используют при создании многочастотных антенн, обтекателей, радиопоглощающих материалов [1-3]. Наиболее часто ЧСС изготавливают в виде периодических дифракционных решеток, выполненных по печатной технологии.

Проектирование частотно-селективных экранов производится, как правило, в интерактивном режиме в процессе компьютерного моделирования. Качество полученного решения в значительной степени определяется квалификацией разработчика, накопленного им опыта. В чрезвычайно обширном списке литературы, посвященной разработке ЧСС, удается найти относительно небольшое количество рекомендаций по выбору конструктивных особенностей и размеров элементов ЧСС, способных обеспечить заданную частотную характеристику коэффициента отражения или коэффициента передачи. Каждая публикация о конкретной реализации ЧСС по своему уникальна и содержит описание характеристик предлагаемой авторами конструкции. При разработке ЧСС приходится подбирать известное решение из опубликованных ранее, или искать путем проб и ошибок собственное. Обеспечение требований к частотной характеристике в последнем случае достигается простым перебором варьируемых параметров.

Целенаправленный процесс проектирования ЧСС с заданной формой частотной характеристики (или некоторым требованиям к ней) должен опираться не на интуитивном переборе параметров, а на решении задачи синтеза характеристик структуры. Сложность проблемы не позволяет получить аналитического решения. Такие задачи принято решать методами математического программирования [4], позволяющими организовать итерационный поиск оптимальных параметров решетки.

2. Постановка задачи синтеза

В диапазоне СВЧ теория синтеза развивалась, в основном, применительно к СВЧ-фильтрам, антеннам и антенным решеткам. Из всего многообразия методов решения задач синтеза указанных систем можно выделить три их разновидности:

- задачи аппроксимационного синтеза, обеспечивающие наилучшее приближение к требуемой форме синтезируемой характеристики;
- интерполяционный («поточечный») синтез, обеспечивающий приближение заданной и полученной характеристик в конечном числе точек;
- оптимизационные задачи, обеспечивающие наилучшие значения выбранных параметров системы при некоторых дополнительных условиях.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

В настоящей работе синтез ЧСС выполнен интерполяционным методом, в соответствии с которым задача сформулирована как поиск оптимального набора варьируемых параметров, обеспечивающих минимум *целевой функции*

$$\Phi(\overline{X}) = \sum_{m=1}^{M} \left| F^{req}(\omega_m, \overline{X}) - F^{synth}(\omega_m, \overline{X}) \right|^2 + \alpha \cdot S \,,$$

где $\Phi(\overline{X})$ - целевая функция задачи, $F^{req}(\omega_m, \overline{X})$ и $F^{synth}(\omega_m, \overline{X})$ - значения (соответственно) требуемой и синтезируемой частотных характеристик в точках ω_m, $\overline{X}$ - вектор искомых параметров (геометрические размеры, определяющие топологию единичной ячейки ЧСС, значения диэлектрической проницаемости и толщины каждого слоя и т.п.), S - регуляризующая добавка, α - параметр регуляризации задачи.

Первое слагаемое в выражении, описывающем целевую функцию, представляет собой «невязку» (в данном случае – суммарное среднеквадратичное отклонение требуемой и синтезируемой частотных характеристик в M заданных точках). Второе слагаемое, по сути, является регуляризующей добавкой, придающей устойчивость искомому решению задачи синтеза. Например, S может характеризовать суммарную толщину всех слоев частотно-селективной структуры [4]. Параметр регуляризации задачи α определяется опытным путем в результате численного эксперимента.

Для некоторого набора параметров $\overline{X}$ значения синтезируемой характеристики $F^{synth}(\omega_m, \overline{X})$ определяется из решения электродинамической задачи дифракции на периодической решетке полосковых элементов. Эта задача решается или методом эквивалентных схем [3] , или (чаще всего) методом интегральных уравнений, обеспечивающим наивысшую точность вычислений [7].

Минимизация целевой функции задачи выполняется одним из методов численной оптимизации. Хорошие результаты в большинстве случаев обеспечивает применение методов генетических алгоритмов [5]. Отметим, что даже для наиболее эффективных из них объем вычислительных затрат определяется размерностью пространства варьируемых параметров $\overline{X}$. По этой причине к числу этих параметров целесообразно отнести только те из них, по отношению к которым решаемая задача обладает наибольшей «чувствительностью». Еще одна особенность формулировки

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

задачи синтеза состоит в наложении некоторых ограничений на будущее решение. Это касается, например, геометрических размеров, определяющих форму элемента решетки. Разумные ограничения должны также налагаться на значения пределов изменения толщины положки, параметров диэлектрика и т.п. Как показывает опыт, алгоритмы численной оптимизации при наличии ограничений проще всего реализуются с использованием так называемых «штрафных» функций. Их включают в определение целевой функции как дополнительные слагаемые со своими весовыми коэффициентами, определяющими степень важности учета того или иного ограничения. Приведенные примеры ограничений позволяют сократить количество свободно варьируемых параметров («степеней свободы»), однако этот шаг может привести к ухудшению качества получаемого решения и возрастанию значения целевой функции. В таких случаях целесообразно увеличить количество слоев решетки [6].

3. Примеры синтеза

Рассмотрим пример синтеза многослойной ЧСС. Структура образована двумя одинаковыми двухсторонними платами с нанесенными на каждую сторону периодическими решетками микрополосковых элементов. Диэлектрическая проницаемость подложки $\varepsilon = 4{,}4$. Конфигурация полосковых элементов в пределах одного периода решеток для верхней и нижней сторон плат показана на рис.1. Платы разделены воздушной прослойкой толщиной t. Размеры, характеризующие геометрию элементов решетки, обозначены на рисунке. На основе серии предварительных вычислительных экспериментов выбрана известная конфигурация элементов в виде фрактала Минковского.

Для рассматриваемой структуры вектор оптимизируемых параметров может быть записан в виде:

$$\overline{X} = (L, h, a, K, t, Tx, Yx),$$

где *L,h,a,K,t,Tx,Yx* – геометрические размеры структуры. В качестве начального приближения выбраны размеры (в мм):

$$\overline{X}^{(0)} = (7;\ 1;\ 0{,}7;\ 6;\ 2;\ 4{,}5;\ 5{,}5).$$

Вектору параметров $\overline{X}^{(0)}$ соответствуют частотные зависимости $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$, приведенные на рис.2. Эти результаты получены путем чис-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ленного моделирования в среде HFSS. Маркерами $M_1, M_2 \ldots M_7$ на графике обозначены исходные для задачи синтеза требования к значениям $F^{req}(\omega_m, \overline{X}) = |S_{11}(\omega_m)|$.

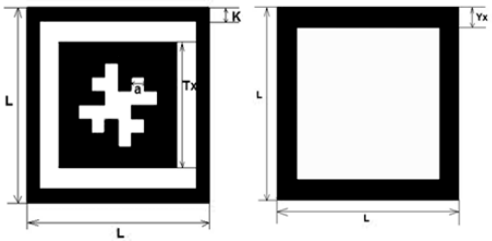


Рис. 1. Конфигурация элементов решетки.

Fig. 1. Array elements shape

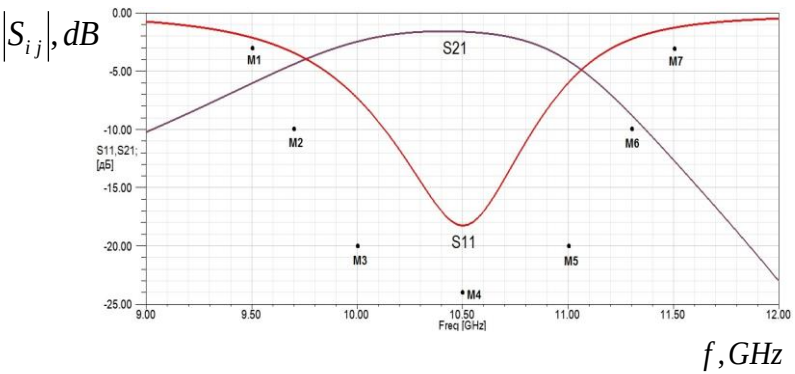


Рис. 2. Исходные частотные характеристики структуры.

Fig. 2. Initial frequency dependences of FSS

Отметим, что для повышения точности решения количество заданных точек не должно превышать число свободно варьируемых параметров

Целевая функция задачи синтеза является нелинейной и невыпуклой. Для ее оптимизации и поиска $\overline{X}^{opt}$ применена процедура, реализующая метод нелинейного последовательного программирования. Найденному значению $\overline{X}^{opt} = (7; 1; 0{,}5; 6; 1{,}5; 5; 5{,}5)$ соответствуют зависимости $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$, представленные на рис.3.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

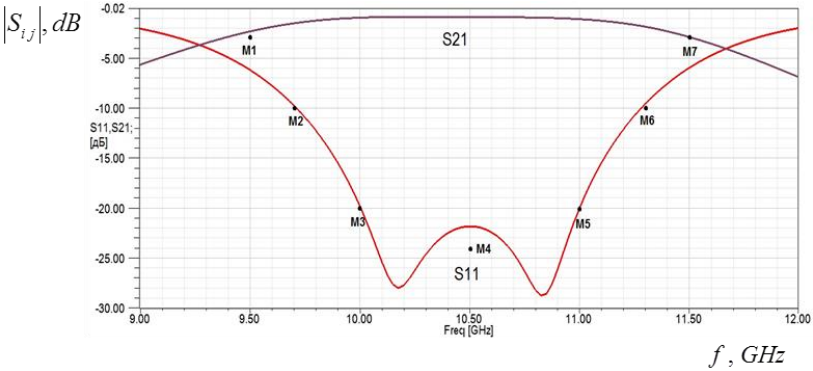


Рис. 3. Синтезированные частотные характеристики.

Fig. 3. Synthesized frequency characteristics

4. Заключение

Выбор конструкции микрополосковой решетки с достаточно большим числом варьируемых параметров, определяющих топологию элемента и количество слоев структуры, позволяет синтезировать ЧСС с заданными частотными свойствами в наиболее ответственных точках диапазона. Минимально возможное уклонение требуемой и реализуемой частотных характеристик обеспечивается при условии, что количество заданных точек не превышает число свободно изменяемых параметров структуры.

Список литературы

[1] Munk B.A. Finite Antenna Arrays and FSS. USA: John Wiley & Sons, Inc. 2003. 357 p.

[2] Behdad N., Al-Joumayly M. A Low-Profile Third-Order Bandpass Frequency Selective Surface // IEEE Trans. Antennas and Propag. 2009. V. 57, No. 2. P. 460-466.

[3] Mittra R. Techniques for Analyzing Frequency Selective Surfaces-A Review // Proceedings of the IEEE. 1988. V. 76. No. 12. P. 1593-1614.

[4] Тихонов А.Н., Арсенин В.Я. Методы решения некорректных задач. М.: Наука, 1974.

[5] Johnson J., Rahmat-Samii Y. Genetic Algorithms in Engineering Electromagnetics // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 1997. V. 39. No. 4. P. 7-21.

[6] Обуховец В.А., Касьянов А.О. Потенциальные возможности и области применения полосковых решеток // Антенны. 2011. № 6 (170), С.3-17.

[7] Обуховец В.А., Касьянов А.О. Микрополосковые отражательные антенные решетки. Методы проектирования и электродинамическое моделирование / под ред. В.А. Обуховца. – М.: Радиотехника, 2006. 240 с.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

References

[1] Munk B.A. Finite Antenna Arrays and FSS. USA: John Wiley & Sons, Inc. 2003. 357 p.

[2] Behdad N., Al-Joumayly M. A Low-Profile Third-Order Bandpass Frequency Selective Surface // IEEE Trans. Antennas and Propag. 2009. V. 57, No. 2. P. 460-466.

[3] Mittra R. Techniques for Analyzing Frequency Selective Surfaces-A Review // Proceedings of the IEEE. 1988. V. 76. No. 12. P. 1593-1614.

[4] Tikhonov A.N., Arsenin V.Ya. Methods for solving uncorrectness problems. Moscow.: Nauka, 1974. (In Russian).

[5] Johnson J., Rahmat-Samii Y. Genetic Algorithms in Engineering Electromagnetics // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 1997. V. 39. No. 4. P. 7-21.

[6] Obukhovets V.A., Kasyanov A.O. The potential and scope of microstrip arrays // Antenny. 2011. № 6 (170), P.3-17. (In Russian).

[7] Obukhovets V.A., Kasyanov A.O. Microstrip reflective arrays . Methods of designing and of electromagnetic modeling (ed. by V.A. Obukhovets). Moscow, Radiotechnika Publ., 2006. 240 p. (In Russian).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Matched flat lens antennas

Boris D. Manuilov[1], Mikhail B. Manuilov[2], Sergey A. Strelchenko[1], Vladimir B. Chernykh [1]
[1] *Federal State Unitary Enterprise "Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communication" Rostov-on-Don, 344038, Russian Federation*
b.d.manuilov@mail.ru
[2]*Southern Federal University*
Rostov-on-Don, 344090, Russian Federation
m_manuilov@sfedu.ru

Abstract: *A technique is proposed to match the flat perforated lens by means of forming the quarter wavelength matching layers which are implemented as a system of the holes of the adjusted depth in the dielectric slab. The relation has been derived for the radial dependence of the efficient dielectric constant of the main layer and matching layer as well as layer dimensions. Besides, two obtained relations evaluate the relative part of the perforated holes area in the transversal cross section of the main layer and matching layer. The numerical results calculated by the integral equation method are presented.*

Keywords: *flat lens, perforated dielectric slab, efficient dielectric constant, matching layer.*

Согласованные плоские линзовые антенны

[1]Мануилов Б.Д., [2]Мануилов М.Б., [1]Стрельченко С.А., [1] Черных В.Б.
[1] *ФГУП «Ростовский-на-Дону НИИ Радиосвязи»*
г. Ростов-на-Дону, 344038, Российская Федерация
b.d.manuilov@mail.ru
[2] *Южный федеральный университет*
г. Ростов-на-Дону, 344090, Российская Федерация
m_manuilov@sfedu.ru

Аннотация: *Разработана методика согласования плоской перфорированной линзы путём формирования четвертьволновых согласующих слоёв посредством перфорирования дополнительного числа отверстий определённой глубины. Получены соотношения для радиальных зависимостей эффективной диэлектрической проницаемости основного и согласующих слоёв и их размеров, а также для относительной доли площади, занимаемой отверстиями в поперечных сечениях основ-*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

ных и согласующих слоёв. Представлены результаты численных исследований, проведённых методом интегральных уравнений.

Ключевые слова: плоская линза, перфорированная диэлектрическая пластина, эффективная диэлектрическая проницаемость, согласующий слой.

1. Введение

К плоским линзовым антеннам относятся, в частности, слоисто-однородные линзы, в которых изменение эффективной диэлектрической проницаемости достигается перфорированием по определённому закону сквозных отверстий в плоском листе диэлектрика [1]. При этом для уменьшения толщины линзы применяют диэлектрик с высокой диэлектрической проницаемостью, что приводит к росту потерь на отражение.

Известны различные типы плоских слоисто-однородных линзовых антенн (ЛА): с полной компенсацией фазы [1], [2], с компенсацией фазы в пределах зон Френеля [3], [4], с компенсацией фазы за вычетом целого числа периодов (зонированные плоские линзы) [5].

Целью доклада является уменьшение потерь на отражение в плоских линзовых антеннах. Для этого решается задача: разработка методики согласования плоской перфорированной линзы путём формирования четвертьволновых согласующих слоёв посредством перфорирования дополнительного числа отверстий определённой глубины.

2. Методика согласования

Получим выражение для определения параметров слоёв плоской линзы, обеспечивающих одновременно выравнивание электрических длин (эйконалов) лучей и их согласование.

Обозначим толщину пластины *H*, её диэлектрическую проницаемость ε_0, толщину согласующих слоёв на расстоянии[1] $\rho_n = \Delta \cdot n$ от оси h_n. Необходимо определить диэлектрические проницаемости основных ε_n и согласующих $\sqrt{\varepsilon_n}$ слоёв, соответствующие доли площади отверстий в поперечных сечениях основных w_n и согласующих v_n слоёв, а также глубину отверстий h_n в согласующих слоях.

Запишем выражение для эйконала осевого луча:

[1] Дискрет Δ выбирается равным четверти длины волны.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$S_0 = \left(H - 2h_0\right)\sqrt{\varepsilon_0} + 2h_0\sqrt[4]{\varepsilon_0} + F + f\,. \tag{1}$$

Здесь F и f – фокусные расстояния, h_0 - толщина согласующего слоя в центре линзы. Выражение для эйконала луча, проходящего на расстоянии ρ_n от оси, представим в соответствии с принципом Ферма в виде:

$$S_n = \left(H - 2h_n\right)\sqrt{\varepsilon_n} + 2h_n\sqrt[4]{\varepsilon_n} + \sqrt{F^2 + \rho_n^2} + \sqrt{f^2 + \rho_n^2} =$$

$$= H\sqrt{\varepsilon_n} - 0.5\lambda\sqrt[4]{\varepsilon_n} + 0.5\lambda + \sqrt{F^2 + \rho_n^2} + \sqrt{f^2 + \rho_n^2}\,. \tag{2}$$

Здесь учтено, что

$$h_n = \frac{\lambda}{4\sqrt[4]{\varepsilon_n}} \tag{3}$$

Приравнивая эйконалы (1) и (2), получим квадратное уравнение относительно $x_n = \sqrt[4]{\varepsilon_n}$:

$$x_n^2 + px_n + q = 0\,, \tag{4}$$

где

$$p = -\frac{\lambda}{2H}\,, \tag{5}$$

$$q_n = -\sqrt{\varepsilon_0} + \frac{\lambda}{2H}\sqrt[4]{\varepsilon_0} + \frac{\sqrt{F^2 + \rho_n^2} - F}{H} + \frac{\sqrt{f^2 + \rho_n^2} - f}{H}\,. \tag{6}$$

Решение находим в виде

$$(x_n)_{1,2} = -\frac{p}{2} \pm \sqrt{\frac{p^2}{4} - q_n}\,. \tag{7}$$

Далее находим доли отверстий в поперечных сечениях основных w_n и согласующих v_n слоёв[2]

$$w_n = \frac{\varepsilon_0 - \varepsilon_n}{\varepsilon_0 - 1}\,, \tag{8}$$

$$v_n = \frac{\varepsilon_0 - \sqrt{\varepsilon_n}}{\varepsilon_0 - 1}\,, \tag{9}$$

[2] Выражения (1) и (2) нетрудно получить, рассматривая перфорированный диэлектрик как параллельное соединение конденсаторов.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

а также по формуле (3) находим глубину отверстий h_n в согласующих слоях.

Заметим, что при расположении второго фокуса в бесконечности необходимо в (6) исключить последнее слагаемое.

3. Численные результаты

Моделирование проводилось на линзах с полной компенсацией фазы [1], [2] методом интегральных уравнений. Сравнивались характеристики двух линз с диаметром $D = 50$ мм, фокусным расстоянием $F = 50$ мм, толщиной $H = 10$ мм, диэлектрической проницаемостью материала ε_0 =10. Одна из линз однослойная, а вторая с согласующими слоями. Средняя длина волны λ_0 принята равной 10 мм (частота 30 ГГц). В качестве облучателя использовался эллиптический рупор, обеспечивающий уровень облучения краёв линзы -10 дБ в плоскостях *E* и *H*. Дискретизация диэлектрической проницаемости ε_n вдоль радиуса ρ_n проводилась с шагом $\Delta = 0.25\lambda_0$.

В таблице 1 приведены параметры слоёв однослойной линзы (линзы без согласования) и линзы с согласующими слоями, рассчитанные по приведённой выше методике. В графах под рубрикой «Один слой» помещена информация о линзе несогласованной, а в остальных графах – о согласованной линзе.

На рис. 1 приведены диаграммы направленности (ДН) однослойной (тонкая линия) и согласованной (толстая линия) линз в плоскости вектора *E* (a) и вектора *H* (b) на частоте 30 ГГц. Анализ рисунков показывает, что уровень боковых лепестков в ДН при согласовании уменьшился на 5 децибел, а уровень заднего лепестка – на 10 дБ. При этом коэффициент усиления согласованной линзы больше на 3 дБ.

На рис. 2 и рис. 3 приведены аналогичные результаты, соответствующие частотам 28 ГГц и 32 ГГц соответственно.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Табл. 1. Параметры слоёв однослойной линзы и линзы с согласующими слоями.

Table 1. The parameters of layers for single-layer lens with matching layers

n		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
ρ_n, мм		0	2.5	5.0	7.5	10	12.5	15	17.5	20	22.5	25
Один слой	ε_n	10	9.96	9.84	9.65	9.38	9.05	8.66	8.21	7.71	7.18	6.62
	w_n	0	0	0.02	0.04	0.07	0.11	0.15	0.20	0.25	0.31	0.38
Основной слой	ε_n	10	9.95	9.82	9.59	9.28	8.90	8.44	7.92	7.35	6.74	6.10
	w_n	0	0.01	0.02	0.05	0.08	0.12	0.17	0.23	0.29	0.36	0.43
	H_n, мм	7.19	7.19	7.18	7.16	7.14	7.11	7.07	7.02	6.96	6.90	6.82
Согласующие слои	ε_n	3.16	3.16	3.13	3.10	3.05	2.98	2.91	2.92	2.71	2.60	2.47
	v_n	0.76	0.76	0.76	0.77	0.77	0.78	0.79	0.80	0.81	0.82	0.84
	h_n, мм	1.41	1.41	1.41	1.42	1.43	1.45	1.47	1.49	1.52	1.55	1.59

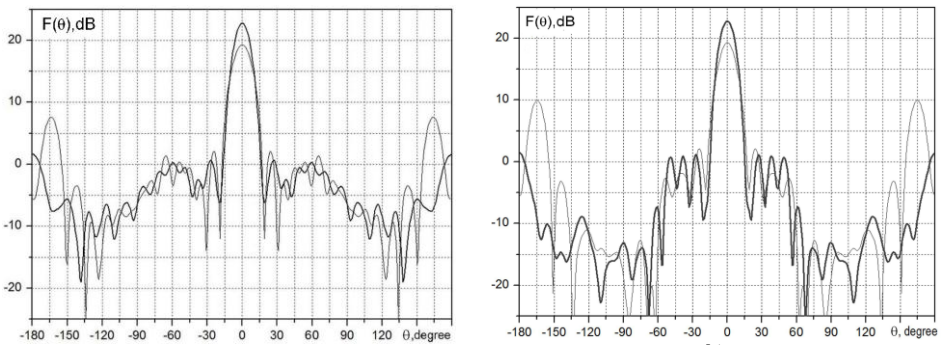


Рис. 1. ДН однослойной (тонкая линия) и согласованной (толстая линия) линз в плоскости вектора E (a) и вектора H (b) на частоте 30 ГГц.

Fig. 1. Radiation pattern of single-layer (thin line) and matched (bold line) lenses in E-plane (a) and in H-plane (b) at 30 GHz.

Анализ рис. 2 и рис. 3 позволяет констатировать, что введение в пластину согласующих четвертьволновых слоёв за счёт дополнительной перфорации её на определённую глубину обеспечивает в довольно широком диапазоне частот (в рассмотренном примере более 13%) значительное улучшение характеристик плоских линзовых антенн. Следует подчеркнуть, что в представленных на рис. 2 и рис. 3 случаях согласование обеспечило даже больший эффект, чем на центральной частоте.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

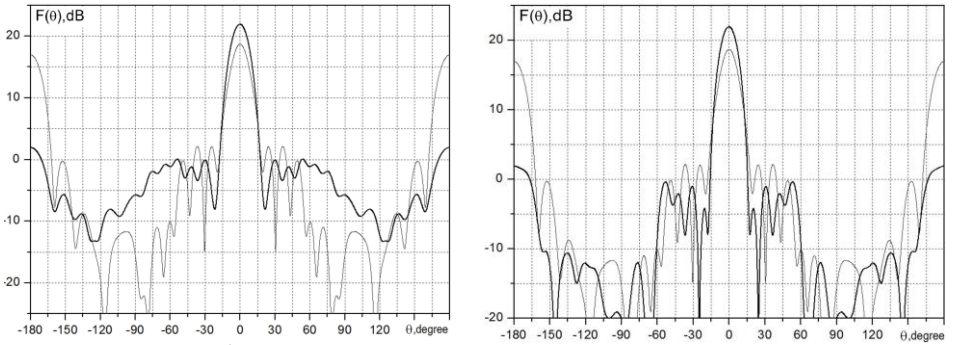


Рис. 2. То же, что на рис. 1, на частоте 28 ГГц.

Fig. 2. The same as in Fig. 1 at 28 GHz.

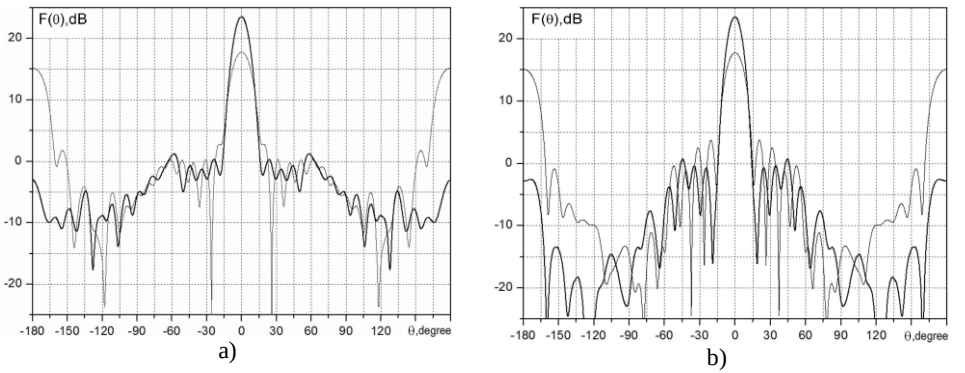


Рис. 3. То же, что на рис. 1, на частоте 32 ГГц.

Fig.3. The same as in Fig. 1 at 32 GHz.

4. Заключение

Разработанная методика обеспечивает согласование плоской перфорированной линзы путём формирования четвертьволновых согласующих слоёв посредством перфорирования дополнительного числа отверстий определённой глубины. Представленные численные результаты, полученные на частоте 30 ГГц методом интегральных уравнений, свидетельствуют, что при диаметре линзы 50 мм, толщине линзы 10 мм, диэлектрической проницаемости материала линзы 10 и отношении фокусного расстояния к диаметру линзы, равном единице, введение согласующих слоёв повышает коэффициент усиления антенны на 3 дБ и приводит к снижению

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

уровня боковых лепестков на 5 дБ, а заднего – на 10 дБ. Данная тенденция сохраняется в довольно широком частотном диапазоне. Разработанная методика согласования может быть применена и к другим типам плоских линз: зонированным линзам и линзам Френеля.

Список литературы

[1] M. Imbert, A. Papió, F. Flaviis, L. Jofre, J. Romeu. Design and Performance Evaluation of a Dielectric Flat Lens Antenna for Millimeter-Wave Applications // *IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters*. V. 14. 2015. P. 342-345.

[2] T. McManus, R. Mittra, C. Pelletti. A Comparative Study of Flat and Profiled Lenses // *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*. 2012. P. 1-2.

[3] A. Petosa, A. Ittipiboon, S. Thirakoune. Shadow Blockage Improvement Using a Perforated Dielectric Fresnel Lens // *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. 2003. P. 514-517.

[4]. A. Petosa, A. Ittipiboon. Design and performance of a perforated Fresnel lens dielectric // *IEE Proc. Microw. Antennas Propag*. V. 150. № 5. 2003. P. 309-314.

[5]. Мануилов Б.Д., Мануилов М.Б., Стрельченко С.А., Черных В.Б. Плоские зонированные линзовые антенны // *Труды 25-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»*. (CriMiCo, 2015). Севастополь. 2015. С. 503-504.

References

[1] M. Imbert, A. Papió, F. Flaviis, L. Jofre, J. Romeu. Design and Performance Evaluation of a Dielectric Flat Lens Antenna for Millimeter-Wave Applications // *IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters*, vol. 14, 2015, pp. 342 - 345.

[2] T. McManus, R. Mittra, C. Pelletti. A Comparative Study of Flat and Profiled Lenses. // *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, 2012, pp. 1 - 2.

[3] A. Petosa, A. Ittipiboon, S. Thirakoune. Shadow Blockage Improvement Using a Perforated Dielectric Fresnel Lens // *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2003, pp. 514 - 517.

[4]. A. Petosa, A. Ittipiboon. Design and performance of a perforated Fresnel lens dielectric // *IEE Proc. Microw. Antennas Propag*., vol. 150, №. 5, October 2003, pp. 309 - 314.

[5]. Manuilov B. D., Manuilov M. B., Strelchenko S. A., Chernykh V. B. Flat Zoned Lens Antennas // *Proc. 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology"* (CriMiCo'2015). 2015, Sevastopol, pp. 503 - 504. (In Russian).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The investigation of diffraction structures based on multiobjective optimization modeling

Igor Ya. Lvovich[1], Yakov E. Lvovich[1], Andrey P. Preobrazhensky[2], Oleg N. Choporov[1], Arina I. Nechaeva[2],
[1]*Paneuropean University*
Tomášikova 20 SK-821 02 Bratislava Slovenská republika, komkovvivt@yandex.ru
[2]*Voronezh State Technical University*
Voronezh, 394000, Russian Federation, komkovvivt@yandex.ru
[2]*Voronezh Institute of High Technologies*
Voronezh, 394043, Russian Federation, komkovvivt@yandex.ru

Abstract: *In this paper we consider the problem of optimization of the scattering characteristics of modular dynamic object. The electromagnetic fields scattered by each object module are calculated on the basis of the method of integral equations. The optimization structure is proposed to carry out as the task, associated with determination of the sequence of modular assembly and selection of customization options the generalized coordinates. We consider the totality of the components of the object and enter relevant alternative variables. As optimization function the Lagrangian is introduced, which allows to move from a optimization problem which includes the objective function and constraints to an equivalent optimization problem without constraints.*

Keywords: *optimization, scattering of radio waves, integral equations, module, object.*

Исследование дифракционных структур на основе многокритериального оптимизационного моделирования

[1]Львович И.Я., [2]Львович Я.Е., [3]Преображенский А.П., [3]Чопоров О.Н., [3]Нечаева А.И.
[1]*Панъевропейский университет*
г. Братислава, 410012, Российская Федерация
komkovvivt@yandex.ru
[2]*Воронежский государственный технический университет*
г. Воронеж, 394000, Российская Федерация
komkovvivt@yandex.ru
[3]*Воронежский институт высоких технологий*
г. Воронеж, 394043, Российская Федерация
komkovvivt@yandex.ru

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Аннотация: *В работе рассматривается задача оптимизации характеристик рассеяния модульного электродинамического объекта. Электромагнитные поля, рассеиваемые каждым модулем объекта рассчитываются на основе метода интегральных уравнений. Оптимизацию структуры объекта предлагается проводить как задачу, связанную с определением порядка модульной сборки и выбора вариантов настройки обобщенных координат. Рассматривается совокупность компонентов объекта и вводятся соответствующие альтернативные переменные. В качестве оптимизирующей функции вводится функция Лагранжа, которая позволяет перейти от задачи оптимизации, которая включает целевую функцию и ограничения, к эквивалентной задаче оптимизации без ограничений.*

Ключевые слова: оптимизация, рассеяние радиоволн, интегральные уравнения, модуль, объект.

1. Введение

Анализ и синтез электродинамических объектов исходя из грубого представления о проходимых в них физических процессах содержат в себе опасность возникновения больших и трудно контролируемых погрешностей оценки их основных характеристик, которые, в основном, очень быстро изменяются при изменении частоты, вида поляризации и угла падения электромагнитных волн [1].

В этой связи необходимо проводить построение комбинированных электродинамических моделей, позволяющих получать требуемые характеристики рассеяния объектов.

2. Оптимизационная модель

Дифракционная структура, состоящая из отдельных модулей, может иметь различные варианты, когда эти модули объединяются в единое целое, анализ проводится в пространстве обобщенных координат (y,z), проводится рассмотрение задачи математического моделирования с использованием способов многоальтернативной оптимизации [2].

Оптимальным решением мы будем считать такое, которое дает наилучшее (или максимальное) значение для интегральной функции эффективности объекта

$$f=(y^2+z^2)/N, \quad (1)$$

где, y, z являются координатами объекта, после того, как осуществлен один из циклов моделирования, N – количество модулей во всем объекте. Множество составляющих структуры, которые влияют на выбор структур, мы представляем как альтернативные переменные, которые принимают значение 1 или 0.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Проведем рассмотрение множества составляющих структур, и нами вводятся соответствующие альтернативные переменные, на основе того, что представляются дискретные числа, которые соответствуют таким элементам, для двоичного исчисления. Сделаем обозначение количества модулей, которые объединяются в целое, $n=\overline{1,N}$. Исходя из вышесказанного, мы получаем при N≤16 $n=1+x_1+2x_2+4x_3+8x_4$, где $\overline{x_1,x_4}=\{\begin{matrix}1\\0\end{matrix}$.

При осуществлении модульной сборки объекта мы считаем, что сопряжение каждого нового модуля с ранее собранными должно происходить вдоль выбранных направлений и идет соединение его стыковочной площадки с одной из свободных по другим элементам конструкции, которые занимают ближайшее крайнее положение для того или иного ряда. Мы устанавливаем первый модуль, когда происходит геометрическое моделирование, в начало координат y,z. То, каким образом происходит порядок сборки, определяется указанием направления и места, где крепится очередной элемент. Значения направления стыковки в n-м модуле n_{cm} имеет четыре значения (n_{cm} =1 – север, n_{cm} =2 – восток, n_{cm} =3 – юг, n_{cm} =4 – запад) и может быть записано при помощи альтернативных переменных $n_{cm,n}=1+x_{5n}+2x_{6n}$, где $n=\overline{1,N}$, $\overline{x_{5n},x_{6n}}=\{\begin{matrix}1\\0\end{matrix}$. Для номера площадки, в описании модуля, n-го выбираемого для того, чтобы осуществить стыковку при описании в рамках двоичного исчисления, запишем в таком виде $n_{пл,n}=1+x_{7n}+2x_{8n}+4x_{9n}\le 8$, $n=\overline{2,N}$, $\overline{x_{7n},x_{9n}}=\{\begin{matrix}1\\0\end{matrix}$ В тех случаях, когда номер площадки $n_{пл,n}$ для определенных значений альтернативных переменных $\overline{x_{7n},x_{9n}}$ будет иметь большую величину, чем их фактическая величина $n'_{n\pi,n}$ на рассматриваемой стороне структуры, тогда номером площадки мы выбираем значение

$$N_{pl} = \mathrm{mod}(n_{pl/}\, n'_{n\pi,n}),$$

где mod(b/c) – представляет собой функцию, дающую остаток, который получается при делении целых чисел b и c.

Мы будем полагать, что параметры могут быть охарактеризованы дискретными значениями, которые содержат численные номера, не превосходящие 16. Такие номера, относящиеся к первой и второй обобщенной координате, мы будем представлять в двоичном виде.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Координата y:

$$n_{A1n}=1+x_{10n}+2x_{11n}+4x_{12n}+8x_{13n},\ n_{B1n}=1+x_{14n}+2x_{15n}+4x_{16n}+8x_{17n},$$
$$n\omega_{1n}=1+x_{18n}+2x_{19n}+4x_{20n}+8x_{21n},\ n\varphi_{1n}=1+x_{22n}+2x_{23n}+4x_{24n}+8x_{25n}.$$

Координата z:

$$n_{A2n}=1+x_{26n}+2x_{27n}+4x_{28n}+8x_{29n},\ n_{B2n}=1+x_{30n}+2x_{31n}+4x_{32n}+8x_{33n},$$
$$n_{\omega 2n}=1+x_{34n}+2x_{35n}+4x_{36n}+8x_{37n},\ n_{\varphi 2n}=1+x_{38n}+2x_{39n}+4x_{40n}+8x_{41n}.$$

Оптимизируемая функция F(x) будет рассматриваться нами как функция Лагранжа [3], она позволяет сделать переход от задачи оптимизации, которая включает целевую функцию с ограничениями, к эквивалентной задаче оптимизации без ограничений

$$F(x,\lambda_1,\lambda_2)=f(x)+\lambda_1(y^{max}-|A_1(x)+B_1(x)|)+\lambda_2(z^{max}-|A_1(x)+B_1(x)|). \quad (2)$$

где $\lambda_1 \geq 0$, $\lambda_2 \geq 0$- являются неопределенными множителями функции Лагранжа.

На рис. 1 приведена структурная схема, позволяющая проводить многоальтернативное оптимизационное моделирование при учете ограничений.

Когда идет построение алгоритма, то требуется сделать анализ достоинств и недостатков поисковой оптимизации при рассматриваемой оптимизируемой функции.

Так как одновременно с проведением поиска оптимального значения вектора x необходимо определять переменные λ_1, λ_2, то в качестве конкурирующего варианта оптимизационного моделирования можно отметить проведение перехода к многокритериальной задаче при последующем определении весовых коэффициентов, относящихся к глобальной целевой функции.

3. Электродинамическая модель

Записывается интегральное уравнение Фредгольма второго рода для электрического тока [4] с учетом граничных условий на поверхности идеально проводящей полой структуры (рис. 2)

$$\mathbf{J}_s(\mathbf{r}) = 2\mathbf{n}\times\mathbf{H}^i(\mathbf{r}) + \frac{1}{2\pi}\mathbf{n}\times\int_s \mathbf{J}_s(\mathbf{r})\times grad\,'Gds', \qquad (3)$$

Интегральное уравнение (4) на основе метода моментов приводится к СЛАУ.

Определяется ЭПР полой структуры по следующей формуле

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

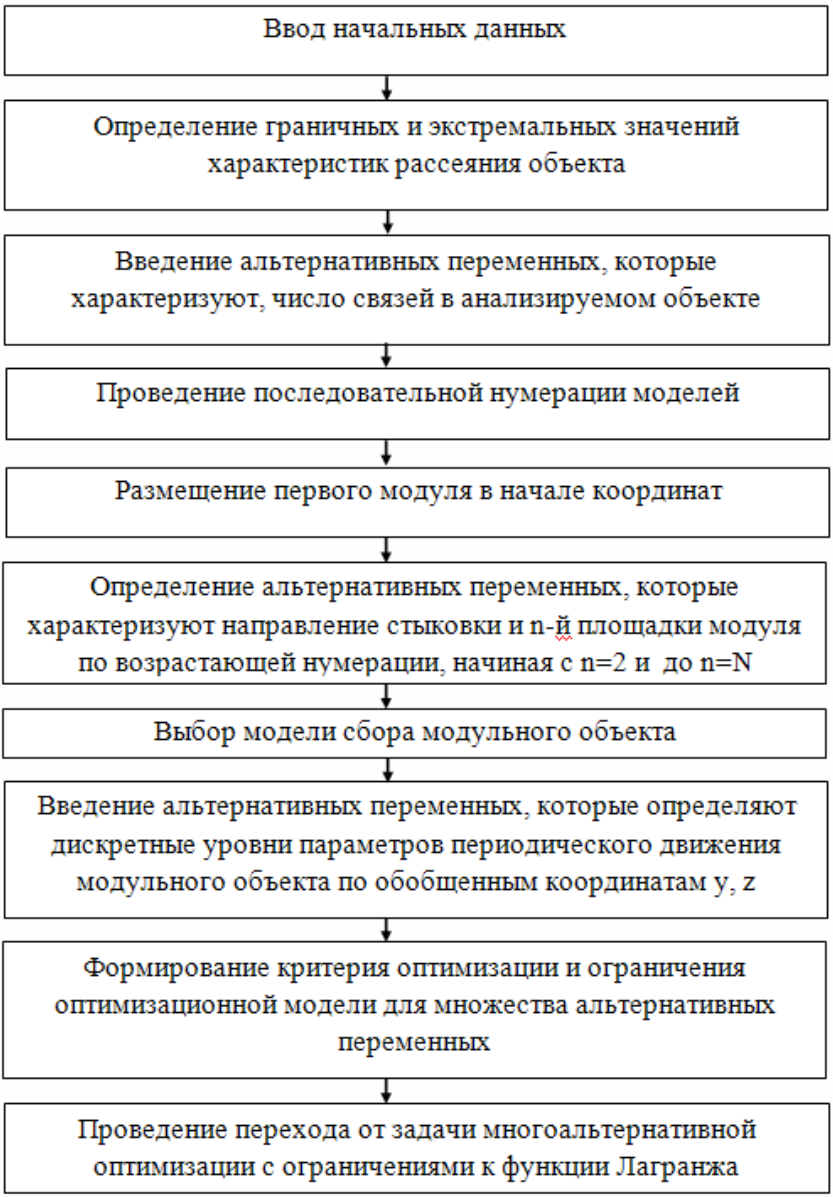


Рис.1. Демонстрация структурной схемы формирования многоальтернативной оптимизационной модели структурного синтеза модульного объекта

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

$$\sigma = \lim_{r \to \infty} 4\pi r^2 \frac{\left|\mathrm{H}^{sc}(\mathrm{r})\right|^2}{\left|\mathrm{H}^{i}(\mathrm{r})\right|^2}. \qquad (10)$$

4. Практические результаты

В качестве модульного объекта нами рассматривалась решетка из круглых цилиндров, располагаемых на определенном расстоянии друг от друга (Рис. 2). Число цилиндров было 7.

В результате расчетов нами было установлено, что минимальное значение ЭПР будет для углов наблюдения $30° \le \theta \le 40°$ при размерах $2r=3\lambda$, $s=4.3\lambda$.

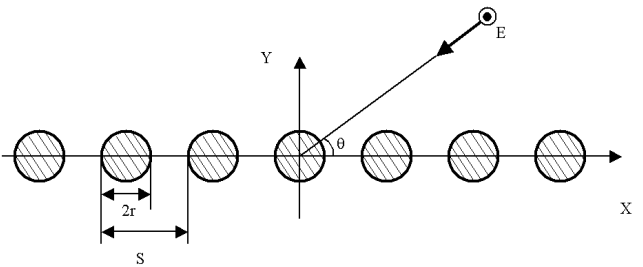


Рис. 2. Пример модульного дифракционного объекта

4. Заключение

Таким образом, в работе сформирован комбинированный алгоритм, позволяющий оптимизировать характеристики рассеяния модульных дифракционных объектов. Получены практические результаты, демонстрирующие работоспособность представленного алгоритма.

Список литературы

[1] Ширман Я. Д., Горшков С. А., Лещенко С. П., Братченко Г. Д., Орленко В. М. Методы радиолокационного распознавания и их моделирование. // Зарубежная радиоэлектроника, 1996. - № 11. - С. 3-63.

[2] Львович Я.Е. Многоальтернативная оптимизация: теория и приложения / Воронеж, Издательство "Кварта", 2006, 415 с.

[3] Львович Я.Е., Львович И.Я. Принятие решений в экспертно-виртуальной среде / Воронежский институт высоких технологий, Российский новый университетт, Воронежский филиал. Воронеж, Издательство: ООО "Издательство "Научная книга", 2010, 139 с.

[4] Вычислительные методы в электродинамике / Под ред. Р. Митры. - М.: Мир, 1977. - 485 с.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

References

[1] Shirman Ya.D., Gorshkov S.A., Leschenko S.P., Bratchenko G.D., Orlenko V.M. [Methods of radar recognition and modeling]. *Zarubezhnaya radioelektronika*, 1996, no. 11, pp. 3 - 63. (In Russian).

[2] Lvovich Ya.E. [Multialternative optimization: theory and applications]. *Voronezh, Izdatelstvo "Kvarta"*, 2006, 415 p. (In Russian).

[3] Lvovich Ya.E., Lvovich I.Ya. [Decision-making in expert-virtual environment] Voronezh Institute of high technologies, Russian new university, Voronezh branch. *Izdatelstvo "Nauchnaya kniga",* 2010, 139 p. (In Russian).

[4] [Computational methods in electrodynamics]. Ed. By Mitra. M.: Mir. 1977. 485 p.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Unmanned aerial vehicle antenna range

Yuriy G. Antonov, Svyatoslav V. Ballandovich, Grigory A. Kostikov,
Liubov M. Liubina, Mikhail I. Sugak, Polina V. Terenteva
St.-Petersburg State Electrotechnical University (LETI)
St.-Petersburg, 197376, Russian Federation
invers93@gmail.com

Abstract: *Results of electrodynamic modeling and experimental investigation of L-band antenna range characteristics, wnich are intended for use in communication systems with unmanned aerial vehicles, are presented. Both on-board and stationary antennas are considered. Characteristics of on-board antennas with switchable radiation pattern are shown.*

Keywords: *low-profile antenna, switchable radiation pattern, collinear antenna, unmanned aerial vehicles.*

Линейка антенн для беспилотных летательных аппаратов

Антонов Ю.Г., Балландович С.В., Костиков Г.А.,
Любина Л.М., Сугак М.И., Терентьева П.В.
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет (ЛЭТИ)
г. Санкт-Петербург, 197376, Российская Федерация
invers93@gmail.com

Аннотация: *Представлены результаты электродинамического моделирования и экспериментального исследования характеристик линейки антенн дециметрового диапазона, предназначенных для использования в системах связи с беспилотными летательными аппаратами (БПЛА). Рассматриваются как бортовые, так и стационарные антенные устройства. Приведены характеристики бортовой антенны с переключаемой диаграммой направленности.*

Ключевые слова: *низкопрофильная антенна, переключаемая диаграмма направленности, коллинеарная антенна, БПЛА.*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Разработка антенн для использования в системах связи между базовой станцией (БС) и беспилотными летательными аппаратами (БПЛА) сопряжёна с необходимостью учитывать ряд противоречивых требований: обеспечение высоких электрических характеристик, малого веса, аэродинамических особенностей конструкции, электромагнитной совместимости и т.п. [1]. Комплект, состоящий из ряда бортовых антенных устройств (АУБ) (рис.1) и стационарного (наземного) антенного устройства (АУС) (рис.2) предназначен для работы в L-диапазоне и является примером реализации требований, предъявляемых к характеристикам антенн (БПЛА).



Рис. 1. Внешний вид бортовых антенных устройств АИ-233.

Fig. 1. On-board antennas AI-233.



Рис. 2. АУС в разобранном виде (1 – линейка излучателей, 2 – подложка, 3 - обтекатель).

Fig. 2. Unassembled stationary antenna (1 – radiators line, 2 – substrate, 3 – radome).

Одним из основных условий работы БПЛА является постоянный обмен данными с БС, что требует устойчивой работы канала связи, при достаточно произвольной ориентации БПЛА относительно БС. Наиболее простым решением является реализация антенны БС в виде коллинеарной антенной решетки с узкой диаграммой направленности (ДН) в угломестной и квазиизотропной ДН в азимутальной плоскости совместно со слабонаправленной АУБ при вертикальной поляризации [1-4]. К более эффек-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

тивным антеннам следует отнести АУБ с переключаемой ДН, позволяющей улучшить эксплуатационные характеристики БПЛА посредством установки луча в направлении БС (рис.3) [2].

В данной работе представлены результаты электродинамического моделирования и экспериментального исследования линейки таких антенн.

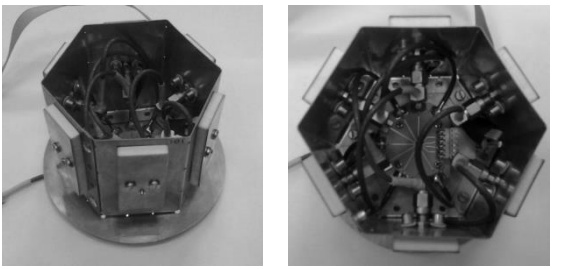


Рис. 3. Бортовая антенная с переключаемой ДН

Fig. 3. On-board antennas with switchable radiation pattern.

2. Характеристики комплекта антенн для БПЛА

АУС представляет собой синфазную линейку излучателей. При проектировании для расширения полосы рабочих частот в конструкции антенны был реализован параллельно-последовательный способ организации питания элементов. Вертикальный размер АУС, состоящей из 6-ти излучателей, равен $3.5\lambda_0$ при внешнем диаметре обтекателя $0.32\lambda_0$, где λ_0 соответствует длине волны на центральной частоте рабочего диапазона. Цилиндрический обтекатель выполнен из ударопрочного радиопрозрачного диэлектрика, последовательная линейка элементов выполнена средствами лазерной резки, подложка имеет толщину $0.08\lambda_0$ и относительную диэлектрическую проницаемость 1.32 .

Коллинеарная антенна согласована с фидером, имеющим волновое сопротивление 50 Ом, в полосе частот $(0.96-1.05)\,f_0$ (по уровню КСВ=2), где f_0 – центральная частота рабочего диапазона, максимум излучения во всей полосе частот направлен перпендикулярно к оси линейки излучателей. ДН в азимутальной плоскости квазиизотропна, измеренная в полосе рабочих частот ширина главного лепестка диаграммы направленности в угломестной плоскости составляет 20°±5°. Коэффициент направленного

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

действия на частоте f_0 равен 6.5 дБ. Экспериментальные зависимости S11 (рис.4) и формы ДН в полосе частот хорошо согласуются с результатами электродинамического моделирования [3].

АУБ АИ-233 – низкопрофильные электрически малые антенны, обладающие хорошими аэродинамическими свойствами за счёт малого размера в Е-плоскости и геометрии обтекателя, выполненного из ПВХ, предназначены для установки на диэлектрический или проводящий корпус БПЛА. АИ-233 имеет диаметр 54 мм, высоту 12 мм, массу 25 г. Конструкция антенны представляет собой электрически короткий монополь с ограниченной по площади «землей» развитой емкостной концевой нагрузкой и шунтовым питанием. Полоса рабочих частот по критерию КСВ<2 составляет 4% (рис.5). Максимальное значение коэффициента усиления равно 2 dBi.

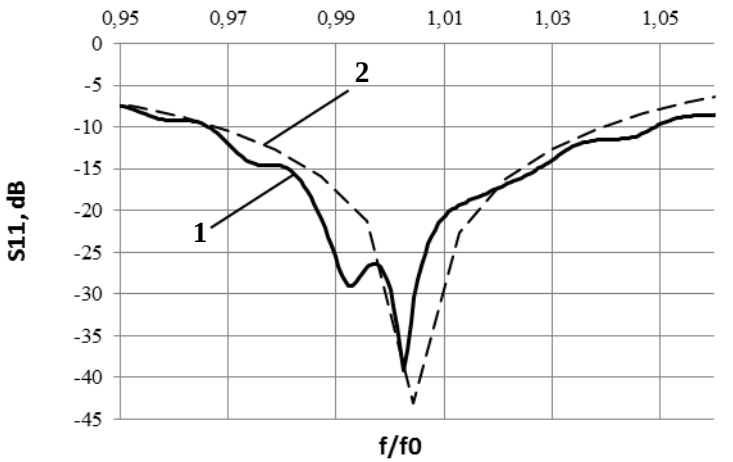


Рис. 4. Частотная зависимость S11 для АУС
(кривая 1 соответствует экспериментальным данным, 2 — данным численного моделирования).

Fig. 4. S11 frequency dependence
curve 1 corresponds to the experimental data, 2 – numerical simulation data).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

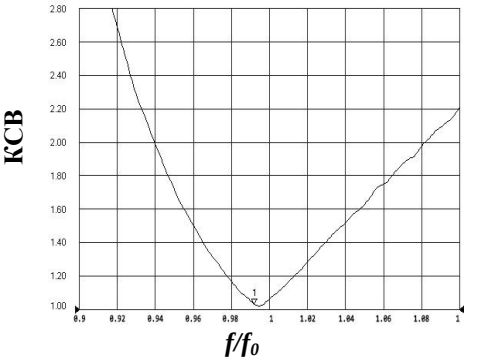


Рис. 5. Частотная зависимость КСВ для АУБ.

Fig. 5. SWR frequency dependence for on-board antenna.

ДН в азимутальной плоскости квазиизотропная, неравномерность, вызванная конструктивным выполнением узла питания, не превышает 1 дБ. АУБ обладает вертикальной поляризацией. При наличии бортового оборудования в корпусе реального БПЛА неравномерность формы ДН в Н-плоскости может достигать значений вплоть до 5.5 дБ. Экспериментальное исследование характеристик показало хорошее соответствие с данными электродинамического моделирования в случае установки антенны на диэлектрической или проводящей поверхности БПЛА. Для минимизации эффектов искажения формы ДН АУБ при использовании материалов корпуса БПЛА с проводящими компонентами в комплект поставки разработанной антенны был включен специальный пластиковый вынос [4].

3. Антенна с переключаемой диаграммой направленности

Представлены результаты экспериментального исследования шестиэлементной антенны S-диапазона с переключаемой ДН, предназначенной для использования на борту БПЛА. Такая структура позволяет уменьшить мощность бортового передатчика за счет установки луча в направлении БС. АС обладает размерами 73x88 мм, Каждый элемент АС является планарным излучателем, ДОС построена с использованием электронного коммутатора SKY13418-485LF. С учетом кабелей, потери в схеме питания составляют порядка 1 дБ. Характеристики АС: коэффициент усиления 6-7 дБ, неравномерность ДН 3 дБ, полоса рабочих частот ±2.5%, ток потреб-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ления 50 мкА, время переключения 2.2 мкс, максимальная подводимая мощность 5 Вт [2].

На данный момент в серийных образцах БПЛА используется антенна АИ-233. Было проведено сравнение разработанной АС с данным аналогом в азимутальной (рис. 6) и угломестной плоскостях.

Разработанная АС с переключаемой ДН позволяет получить заметный выигрыш в КУ по сравнению с антеннами, используемыми в настоящее время, тем самым удается улучшить тактико-технические характеристики БПЛА и повысить эффективность бортового радиотехнического оборудования БПЛА.

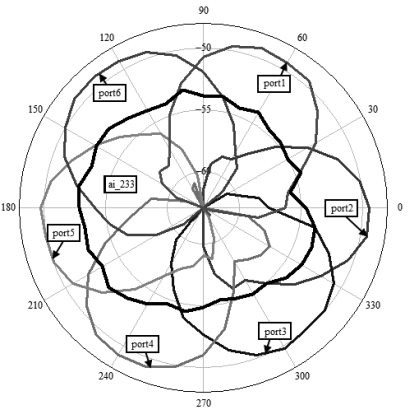


Рис. 6. ДН на центральной частоте рабочего диапазона в азимутальной плоскости.

Fig. 6. Radiation pattern at central frequency of operating range, azimuthal plane.

4. Заключение

Проведено электродинамическое моделирование и экспериментальное исследование характеристик линейки антенн для связи с БПЛА, показано преимущество антенн с переключаемой формой ДН в сравнении с известными аналогами. Характеристики реальных антенн показали хорошее совпадение с результатами моделирования.

Список литературы

[1] Проектирование и экспериментальное исследование антенн для БПЛА / А. С. Антонов, Ю. Г. Антонов, С. В. Балландович, М. И. Сугак // Сб. докл. науч.-техн. школы-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

семинара «Инфокоммуникационные технологии в цифровом мире», СПб., 2012. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2012. С. 49–50.

[2] Балландович С.В., Костиков Г.А., Сугак М.И., Терентьева П.В. Разработка антенной системой с управляемой формы диаграммы направленности для БПЛА // Сборник докладов Юбилейной 70-й Всероссийской научно-технической конференции, посвящённой Дню Радио. 2015. С.10-11.

[3] Ю. Г. Антонов, С. В. Балландович, Г. А. Костиков, Л. М. Любина, С. А. Петров, М. И. Сугак, П. В. Терентьева. Комплект антенн для беспилотных летательных аппаратов.// Сборник докладов 5-й научно-технической школы-семинара «Инфокоммуникационные технологии в цифровом мире» 25-26 ноября 2015 года. СПб: ООО «Технолит», 2016. С.37-38.

[4] Антонов А.С., Антонов Ю.Г., Балландович С.В., Сугак М.И. Низкопрофильная антенна для БПЛА // Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2013. №6. С.3-7.

References

[1] Antonov Y.G., Ballandovich S.V., Sugak M.I. [Design and experimental study of antennas for UAV] *Proceedings of the scientific-technical school-seminar "Infokommunikacionnye tehnologii v cifrovom mire", Saint Petersburg, 2012*. Saint Petersburg, Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" Publ., 2012. P.49-50. (In Russian).

[2] Ballandovich S.V., Kostikov G.A., Sugak M.I , Terenteva P.V. [Development of an antenna system with controllable shape pattern for UAV chart] *Proceedings of the 70th Anniversary All-Russian scientific and technical conference devoted to the Day of Radio. 2015*. P.10-11. (In Russian).

[3] Antonov Y.G., Ballandovich S.V., Kostikov G.A., Liubina L.M., Petrov S. A., Sugak M.I., Terenteva P.V. [Set of antennas for unmanned aerial vehicles] *proceedings of the 5th scientific-technical school-seminar "Infokommunikacionnye tehnologii v cifrovom mire" 25-26 November 2015.* Saint Petersburg, OOO «Tehnolit» Publ., 2016. P.37-38. (In Russian).

[4] Antonov A.S., Antonov Y.G., Ballandovich S.V., Sugak M.I [Low profile antenna for UAVs] *Izvestija SPbGJeTU «LJeTI».* 2013. vol.6. P.3-7. (In Russian).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Comparison of characteristics of flat zoned lenses and Fresnel lenses

Boris D. Manuilov[1], Mikhail B. Manuilov[2], Sergey A. Strelchenko[1], Vladimir B. Chernykh [1]

[1] *Federal State Unitary Enterprise "Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communication" Rostov-on-Don, 344038, Russian Federation*
b.d.manuilov@mail.ru
[2]*Southern Federal University*
Rostov-on-Don, 344090, Russian Federation
m_manuilov@sfedu.ru

Abstract: *The necessary and sufficient conditions for flat zoned lens zoning have been derived. It was shown, that zoned lenses as well as Fresnel lenses retain their characteristics within 10-percent frequency band by sufficient feed displacement transversally to the lens axis. In all cases zoned lens shows by 1 dB higher gain in comparison with Fresnel lens. However, Fresnel lens may be by 20-percent thinner than zoned one.*

Keywords: *flat zoned lens, Fresnel lens, conditions of zoning.*

Сравнительные характеристики плоских зонированных линз и линз Френеля

[1]Мануилов Б.Д., [2]Мануилов М.Б., [1]Стрельченко С.А., [1]Черных В.Б.

[1] *ФГУП «Ростовский-на-Дону НИИ Радиосвязи»*
г. Ростов-на-Дону, 344038, Российская Федерация
b.d.manuilov@mail.ru
[2] *Южный федеральный университет*
г. Ростов-на-Дону, 344090, Российская Федерация
m_manuilov@sfedu.ru

Аннотация*: Получены соотношения, определяющие необходимое и достаточное условия для зонирования плоской линзы. Показано, что как зонированные линзы, так и линзы Френеля допускают значительные смещения облучателя в поперечном к оси линзы направлении, а также сохраняют свои характеристики, по крайней мере, в десятипроцентной полосе частот. Во всех рассмотренных случаях зонированная линза имела примерно на 1 дБ больший коэффициент усиления. Однако линза Френеля может быть примерно на 20% тоньше.*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Ключевые слова: плоская зонированная линза, линза Френеля, условия зонирования.

1. Введение

В последние годы появился ряд публикаций по слоисто-однородным плоским линзам с полной компенсацией фазы [1], [2] и с компенсацией фазы в пределах зон Френеля [3], [4], а в работах [5], [6]сообщается о возможности создания плоских зонированных линз. Линзы с полной компенсацией фазы более широкополосны, но имеют большую толщину и соответственно вес. Линзы Френеля и зонированные линзы являются в некотором смысле конкурентами.

Целью доклада является сравнительный анализ потенциальных характеристик плоских зонированных линз и линз Френеля с использованием аналитической методики, основанной на сочетании метода геометрической оптики и апертурного метода. Для этого в работе решаются следующие задачи: (1) оценка параметров плоских линз, при которых возможно зонирование; (2) оценка максимальных поперечных смещений облучателя из фокуса, приводящих к допустимым ухудшениям характеристик; (3) оценка диапазонных свойств линз.

2. Оценка минимальной толщины зонированных линз и линз Френеля

Рассмотрим возможности зонирования плоской линзы, сфокусированной на бесконечность. Примем, что линза изготовлена из материала с диэлектрической проницаемостью ε_0, её толщина τ, а фокусное расстояние F.

Условие «*к*»-го скачка на длину волны λ разности эйконалов произвольного (проходящего на расстоянии ρ_k от оси) и осевого лучей представим в виде:

$$\Delta S_k = \sqrt{\rho_k^2 + F^2} + \tau\sqrt{\varepsilon_k} - F - \tau\sqrt{\varepsilon_0} \geq k\lambda. \qquad (1)$$

Здесь через ε_k обозначена эффективная диэлектрическая проницаемость линзы на расстоянии ρ_k от оси.

Положив $\varepsilon_k = \varepsilon_0$, поскольку при этом разность эйконалов максимальна, после несложных преобразований получим

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$\rho_k = \sqrt{k^2\lambda^2 + 2Fk\lambda} \qquad (2)$$

Из (2) следует, что при выполнении условия $\varepsilon_k = \varepsilon_0$ радиусы, при которых возможно зонирование, не зависят ни от толщины линзы, ни от диэлектрической проницаемости её материала. Минимально возможный радиус зонированной линзы определяется первым скачком разности эйконалов:

$$\rho_1 = \sqrt{\lambda^2 + 2F\lambda}\ . \qquad (3)$$

Условие (3), определяющее минимальный радиус зонированной линзы, является необходимым, но не достаточным. Если положить, что минимальная эффективная диэлектрическая проницаемость составляет $\varepsilon_{\min}$, то минимальная толщина линзы может быть найдена из (1) при $k = 0$, $\rho \to \rho_1$ и замене ε_k на $\varepsilon_{\min}$:

$$\tau = \frac{\sqrt{\rho_1^2 + F^2} - F}{\sqrt{\varepsilon_0} - \sqrt{\varepsilon_{\min}}} = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_0} - \sqrt{\varepsilon_{\min}}}. \qquad (4)$$

Выражение (4) определяет достаточное условие для зонирования линзы.

На рис. 1 приведены построенные с использованием выражения (2) при λ =1 см зависимости от фокусного расстояния радиусов зонированной линзы, при которых происходят первые пять скачков фазы.

Минимальная толщина линзы Френеля с μ дискретами фазы может быть найдена из соотношения:

$$\tau = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_0} - \sqrt{\varepsilon_{\min}}} \cdot \frac{(\mu - 1)}{\mu}, \qquad (5)$$

которое несложно получить из (4).

3. Оценка максимальных поперечных смещений облучателя из фокуса

Сравнение возможностей зонированных линз и линз Френеля по управлению положением луча за счёт его поперечного смещения из фокуса выполним на конкретном примере. Поскольку бинарные линзы Френеля неэффективны, будем рассматривать линзы Френеля с четырьмя дис-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

кретами фазы (μ=4). Примем длину волны λ_0 =1 см, радиус линз R =18 см, фокусное расстояние F =50 см, диэлектрическую проницаемость $\varepsilon = 3.8$. Из (4), полагая $\varepsilon_{\min} = 1.6$, получаем $\tau_{\min} = 1.46$ см. С учётом этого выбираем $\tau = 1.5$ см. Уровень поля, создаваемого облучателем на краях линзы, составляет -10 дБ. Полагаем также, что линзы фокусируются на бесконечность. При моделировании использовалась методика [6], основанная на сочетании метода геометрической оптики и апертурного метода. У зонированной линзы дискретизация диэлектрической проницаемости вдоль радиуса производилась с шагом $\lambda_0 / 4$.

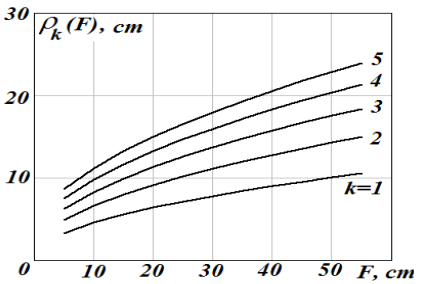


Рис. 1. Зависимости радиусов линзы, при которых происходят первые пять скачков фазы, от фокусного расстояния.
Fig. 1. First five lens radii as functions of focal distance.

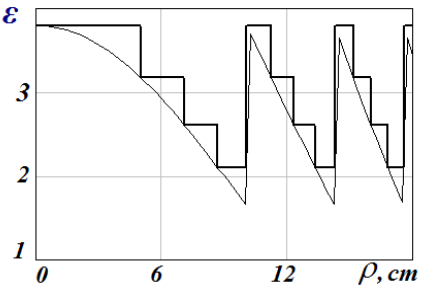


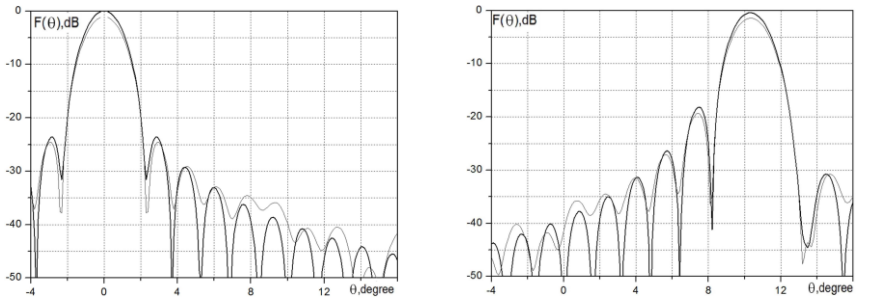
Рис. 2. Профили диэлектрической проницаемости зонированной линзы (тонкая линия) и линзы Френеля (толстая линия).
Fig. 2. Radial profile of dielectric constant for zoned lens (thin line) and Fresnel lens (bold line).

На рис. 2 приведены радиальные профили диэлектрической проницаемости линз. У зонированной линзы при принятых исходных данных в полном соответствии с рис. 1 для F = 50 см наблюдаются три скачка эйконала на длину волны при $\rho_1 = 10.25\lambda$, $\rho_2 = 14.5\lambda$, и $\rho_3 = 17.75\lambda$. Профиль линзы Френеля коррелирует с профилем зонированной линзы, однако видно, что у линзы Френеля более значительны фазовые ошибки.

Диаграммы направленности линз при расположении облучателя в фокусе приведены на рис. 3a. Коэффициент усиления (КУ) зонированной линзы больше, чем у линзы Френеля на 1.1 дБ. Ширина луча у обоих линз около 1.8°. У линзы Френеля из-за больших фазовых искажений лепестки заплыли. На рис. 3b приведены ДН тех же линз при смещении облучателя на 9 см поперёк оси с последующим смещением вдоль оси в направлении

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

линз[1] на 2.5 см. Из рис. 3b следует, что обе ДН сместились на 10.3°. При этом КУ обеих линз снизился на 0.4 дБ, ширина луча практически не изменилась, а уровень боковых лепестков вырос с -23.7 дБ до -17.7 дБ. При дальнейшем смещении облучателя обе ДН деформируются более значительно, однако можно констатировать, что характеристики обеих линз при сканировании ухудшаются однотипно, КУ зонированной линзы остаётся примерно на 1 дБ выше.



a) b)

Рис. 3. ДН зонированной линзы (толстая линия) и линзы Френеля (тонкая линия) при расположении облучателя на оси (a) и при его смещении в поперечном направлении на 9 см и в направлении линзы на 2.5 см (b).

Fig.3. Radiation pattern of zoned lens (bold line) and Fresnel lens (thin line) with the feed placed in the focus (a) and feed shifted by 9 cm transversally to the lens axis and by 2.5 cm along the lens axis (b).

3. Оценка диапазонных свойств линз

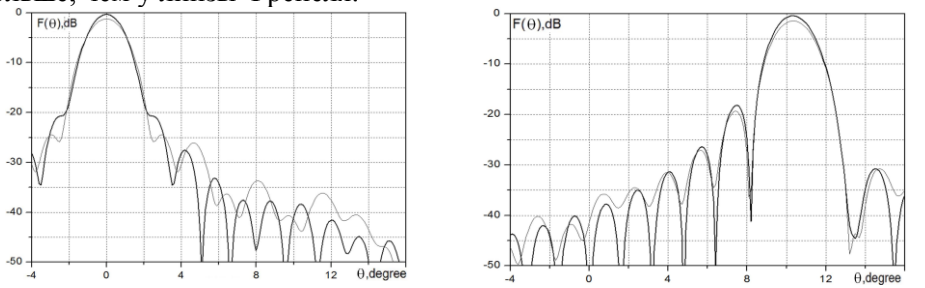
Для оценки диапазонных свойств рассматриваемых линз проведены расчёты их ДН в полосе частот 10%. На рис. 4 и 5 приведены ДН, аналогичные приведённым на рис. 3, при[2] $\lambda = 0.96\lambda_0$ и $\lambda = 1.06\lambda_0$. Из рис. 4a видно, что с ростом частоты на 4% КУ зонированной линзы при осевом расположении облучателя снизился на 0.4 дБ, но остаётся выше на 0.8 дБ, чем у линзы Френеля. В то же время при смещении облучателя, как следует из рис. 4b, КУ зонированной линзы уменьшается на 1 дБ, но остаётся на 0.5 дБ больше, чем КУ линзы Френеля.

[1] При этом уменьшаются аберрации. Заметим, что при смещении облучателя он сохраняет ориентацию на центр линзы.

[2] Пределы выбраны несимметричными, т.к. при повышении частоты характеристики ухудшаются быстрее, чем при её понижении.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

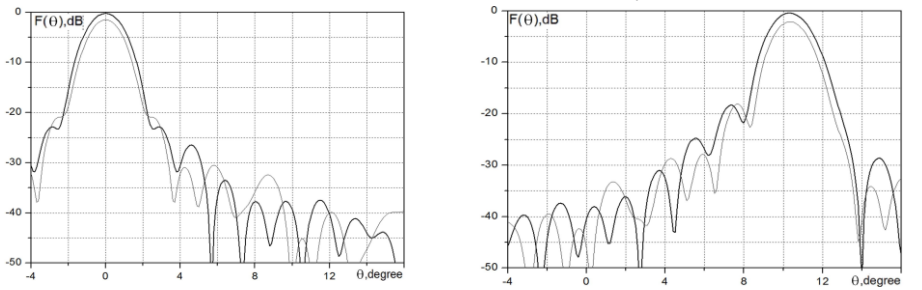
Из рис. 5 видно, что при $\lambda = 1.06\lambda_0$ как при осевом, так и при смещённом расположении облучателя КУ зонированной линзы на 1.5 – 1.7 дБ больше, чем у линзы Френеля.



a) b)

Рис. 4. То же, что на рис. 3, при $\lambda = 0.96\lambda_0$.

Fig. 4. The same as in Fig. 3 by $\lambda = 0.96\lambda_0$.



a) b)

Рис. 5. То же, что на рис. 3, при $\lambda = 1.06\lambda_0$.

Fig. 5. The same as in Fig. 3 by $\lambda = 1.06\lambda_0$.

Приведённые результаты свидетельствуют, что зонированные плоские линзы имеют лучшие характеристики, чем у линз Френеля. Однако важным достоинством линз Френеля является то, что они могут быть выполнены с меньшей толщиной. Из формулы (5) следует, что при $\varepsilon_{\min} = 1.6$ минимальная толщина линзы Френеля с четырьмя дискретами фазы составляет 1.1 см, в то время как минимальная толщина зонированной линзы при $\varepsilon_{\min} = 1.6$ составляет 1.5 см.

4. Заключение

Полученные в работе выражения (3) и (4) определяют необходимые и достаточные условия для зонирования линзы. Моделирование, проведённое на основе комбинации метода геометрической оптики и апертур-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ного метода, показало, что при одинаковых исходных данных зонированные линзы имеют более высокий КУ. В условиях рассмотренного примера это преимущество составляет около 1 дБ как при осевом расположении облучателя, так и при его смещении вдоль фокальной поверхности вплоть до величины радиуса линзы. При изменении частоты в пределах 10% зонированные линзы сохраняют преимущество перед линзами Френеля. Однако важным достоинством линз Френеля является то, что они могут иметь примерно на 20% меньшую толщину.

Список литературы

[1] M. Imbert, A. Papió, F. Flaviis, L. Jofre, J. Romeu. Design and Performance Evaluation of a Dielectric Flat Lens Antenna for Millimeter-Wave Applications // *IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters*. V. 14. 2015. P. 342-345.

[2] T. McManus, R. Mittra, C. Pelletti. A Comparative Study of Flat and Profiled Lenses. // *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*. 2012. P. 1-2.

[3] A. Petosa, A. Ittipiboon, S. Thirakoune. Shadow Blockage Improvement Using a Perforated Dielectric Fresnel Lens // *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. 2003. P. 514-517.

[4]. A. Petosa, A. Ittipiboon. Design and performance of a perforated Fresnel lens dielectric // *IEE Proc. Microw. Antennas Propag*. V. 150. No. 5. 2003. P. 309-314.

[5]. Мануилов Б.Д., Мануилов М.Б., Стрельченко С.А., Черных В.Б. Плоские зонированные линзовые антенны // *Труды 25-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»* (CriMiCo, 2015). Севастополь. 2015. с. 503-504.

[6]. Мануилов Б.Д., Мануилов М.Б., Стрельченко С.А., Черных В.Б. Слоисто-однородные плоские линзовые антенны // *Доклады III-й Всероссийской Микроволновой конференции. Москва*. 2015. С. 124-129.

References

[1] M. Imbert, A. Papió, F. Flaviis, L. Jofre, J. Romeu. Design and Performance Evaluation of a Dielectric Flat Lens Antenna for Millimeter-Wave Applications // *IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters*, vol. 14, 2015, pp. 342 - 345.

[2] T. McManus, R. Mittra, C. Pelletti. A Comparative Study of Flat and Profiled Lenses. // *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, 2012, pp. 1 - 2.

[3] A. Petosa, A. Ittipiboon, S. Thirakoune. Shadow Blockage Improvement Using a Perforated Dielectric Fresnel Lens // *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2003, pp. 514 - 517.

[4]. A. Petosa, A. Ittipiboon. Design and performance of a perforated Fresnel lens dielectric // *IEE Proc. Microw. Antennas Propag*., vol. 150, No. 5, October 2003, pp. 309 - 314.

[5]. Manuilov B. D., Manuilov M. B., Strelchenko S. A., Chernykh V. B. Flat Zoned Lens Antennas // *Proc. 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology"* (CriMiCo'2015). 2015, Sevastopol, pp. 503 - 504. (In Russian).

[6]. Manuilov B. D., Manuilov M. B., Strelchenko S. A., Chernykh V. B. [Layered flat lens antennas] // *Doklady III Vseros. Mikrovoln. Konf. Moskva*. 2015, pp. 124 - 129 (in Russian).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The cylindrical conductor in an isotropic plasma

Vasiliy A. Malakhov[1], Alexey S. Raevskii[1], Sergey B. Raevskii[1]
[1]*Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev*
Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation
physics@nntu.nnov.ru

Abstract: *The report discusses the electrodynamic structure, which is a cylindrical conductor, surrounded by an isotropic plasma layer. The results of solving boundary value problem of the distribution of the electromagnetic field along the structure are given. The report shows the limitations of the wave spectrum, which includes proper rapid wave of E_{01} and improper hybrid wave and HE_{nm} EH_{nm}, both fast and slow, their countable set is determined by azimuthal index.*

Keywords: *isotropic plasma, the conductive cylinder, the solution of the dispersion problem, the boundary condition Shchukin-Leontovich.*

Цилиндрический проводник в изотропной плазме

[1]Малахов В. А., [1]Раевский А. С., [1]Раевский С. Б.
[1]*ФГБОУ ВО «Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева»*
г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
physics@nntu.nnov.ru

Аннотация: *В докладе рассматривается направляющая электродинамическая структура, представляющая собой цилиндрический проводник, окружённый слоем изотропной плазмы. Приводятся результаты решения краевой задачи о распространении электромагнитного поля вдоль данной направляющей структуры. Показана ограниченность спектра волн, включающего в себя быструю собственную волну E_{01} и несобственные гибридные волны HE_{nm} и EH_{nm}, как быстрые, так и медленные, счетное множество которых определяется азимутальным индексом.*

Ключевые слова: изотропная плазма, проводящий цилиндр, решение дисперсионной задачи, граничное условие Щукина-Леонтовича.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Вокруг летательного аппарата, входящего в плотные слои атмосферы, образуется слой изотропной плазмы, что оказывает влияние на работу приёмной и передающей аппаратуры. Чтобы учесть влияния токов, наводимых на его поверхности, на характеристики приёмных и передающих антенн, необходимо решить задачу о расчёте спектра волн направляющей структуры в виде импедансного цилиндра, имитирующего летательный аппарат.

В общем случае электромагнитное поле, связанное с проводящим цилиндром (с проводником, при малых радиусах цилиндра), описывается несамосопряженной краевой задачей. Несамосопряженность при использовании импедансного метода [1] обуславливается неэквивалентностью граничных условий прямой и сопряженной краевых задач. В общем случае собственные значения несамосопряженных краевых задач являются [2–5] комплексными величинами, что определяет комплексность волновых чисел.

2. Постановка дисперсионной задачи

Рассматриваем направляющую структуру в виде проводящего цилиндра, окруженного слоем изотропной плазмы, рис. 1.

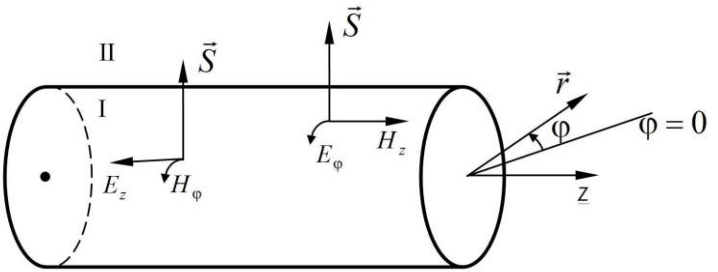


Рис. 1. Проводящий цилиндр,
окруженный слоем изотропной плазмы.
Fig. 1. The conductive cylinder,
surrounded by an isotropic plasma layer

Рассмотрим краевую задачу о распространении электромагнитного поля вдоль проводящего цилиндра, помещенного в неограниченную плазменную среду, рис. 1. Параметры направляющей структуры:

$$\varepsilon_1 = \varepsilon' + i\varepsilon'' = \varepsilon' - i\frac{\sigma}{\omega}; \qquad \tilde{\varepsilon} = 1 - \omega_p^2 \Big/ \omega^2; \qquad \omega_p = \sqrt{4\pi N e^2 / m},$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

где ε_1, $\tilde{\varepsilon}$ – диэлектрические проницаемости проводника и плазменной среды, ω_p – ленгмюровская частота, *N* – концентрация электронов; *e* и *m* – заряд и масса электрона.

Поле во внешней области II в общем случае описывается векторами Герца, продольные компоненты которых удовлетворяют уравнению Гельмгольца и записываются в виде:

$$\Pi_z^e = AH_n^{(2)}(\alpha r)\cos n\varphi e^{-i\beta z}; \quad \Pi_z^m = BH_n^{(2)}(\alpha r)\sin n\varphi e^{-i\beta z}, \quad (1)$$

где $\alpha = \sqrt{\varepsilon_2\mu_2\omega^2 - \beta^2}$; $\alpha = \gamma + i\delta$; поперечное и продольное волновые числа; $H_n^{(2)}(\alpha r)$ – функция Ханкеля 2-го рода.

При описании поля во внешней области функциями Ханкеля предполагается, что оно может как удовлетворять, так и не удовлетворять условию излучения на бесконечности. При $\delta < 0$ поле экспоненциально убывает по радиальной координате и является полем собственной волны. При $\delta > 0$ поле нарастает по радиальной координате и соответствует несобственной волне. В любом случае функция Ханкеля описывает во внешней области поле излучения. При $\delta < 0$ функция Ханкеля является решением однородной (по радиальной координате) краевой задачи, при $\delta < 0$ – полуоднородной. Полуоднородная краевая задача – задача на однородном дифференциальном уравнении с частично неоднородными (в частности, на бесконечности по *r*) граничными условиями.

Выражая компоненты поля через векторы Герца (1) и подставляя их в граничные условия Щукина — Леонтовича [1], получаем систему 2-х линейных однородных алгебраических уравнений относительно коэффициентов *A* и *B*. Условие нетривиальности решений этой системы приводит к дисперсионному уравнению волн рассматриваемой направляющей структуры:

$$W\left(\frac{\beta n}{a}\right)^2\left[H_n^{(2)}(\alpha a)\right]^2 + \left[W\alpha^2 H_n^{(2)}(\alpha a) - i\omega\mu_2\alpha H_n^{(2)'}(\alpha a)\right]\times$$
$$\times\left[\alpha^2 H_n^{(2)}(\alpha a) - i\omega\varepsilon_2\alpha W H_n^{(2)'}(\alpha a)\right] = 0, \quad (2)$$

где $W = \sqrt{\mu_1/\varepsilon_1}$.

При $n \neq 0$ дисперсионное уравнение (2) описывает гибридные волны, при *n*=0 оно распадается на два дисперсионных уравнения симметричных волн.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

3. Численные результаты

В связи с использованием приближенных граничных условий формулировка краевой задачи для симметричных волн является приближенной и ее (краевую задачу) следует трактовать как квази-самосопряженную: в ней выполняются оба условия самосопряженности [2–4], но при этом косвенно (через граничные условия) учитываются потери в проводящем цилиндре. Поэтому волновые числа симметричных волн, получаемые из дисперсионных уравнений, должны быть «слабо комплексными». Последние в силу формальной самосопряженности симметричных краевых задач должны быть либо чисто действительными, либо чисто мнимыми величинами.

На рис. 2 приведена дисперсионная характеристика симметричной *E*–волны для следующих параметров структуры: радиус металлического стержня a=0,3 м; проводимость металла $\sigma=56\cdot10^6$ См/м; концентрация электронов плазмы $N=1\cdot10^{24}$ м$^{-3}$.

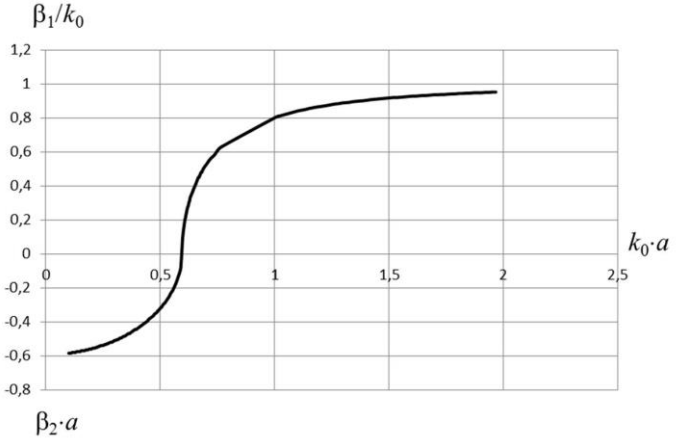


Рис. 2. Дисперсионная характеристика симметричной *E*–волны, концентрация электронов плазмы $N=1\cdot10^{24}$ м$^{-3}$.
Fig. 2. The dispersion characteristic of the symmetric *E*-wave, plasma electron density $N=1\cdot10^{24}$ м$^{-3}$

При уменьшении концентрации электронов плазмы критическая частота симметричной *E*–волны уменьшается.

На рис. 3 показана зависимость амплитуды поля от радиальной координаты. Как видно из рис. 2 и рис. 3, волна является быстрой с экспоненциально убывающим при удалении от направляющей структуры полем.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

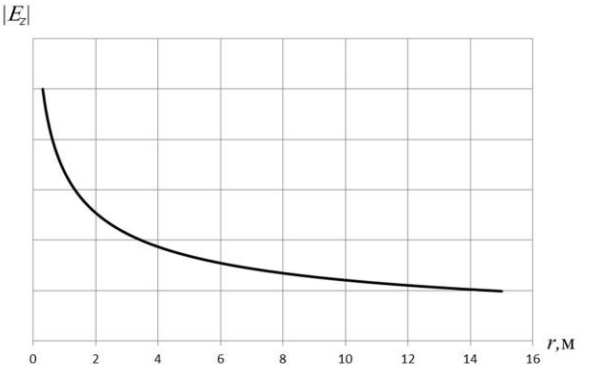


Рис. 3. Зависимость амплитуды поля от радиальной координаты.
Fig. 3. The dependence of the amplitude of the field on the radial coordinate

На рис. 4 изображены частотные зависимости действительной и мнимой частей продольного волнового числа волны с индексом n=1.

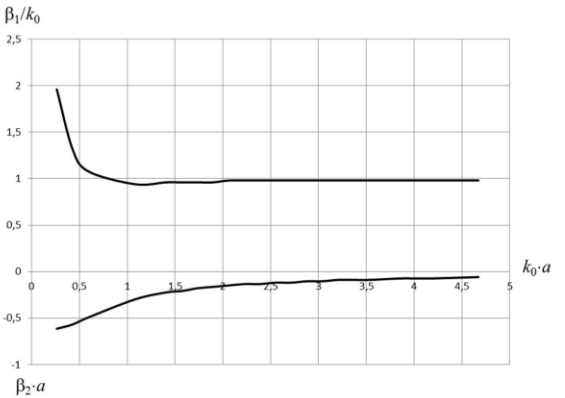


Рис. 4. Частотные зависимости действительной и мнимой частей продольного волнового числа волны с индексом n=1.
Fig. 4. Frequency dependences of the real and imaginary parts of the longitudinal wave number of the wave with the index n=1

На рис. 5 показаны решения дисперсионного уравнения (2), полученные при n=2. Как видим, при n=2 число волн удвоилось.

При n=3 имеем уже три волны, две волны медленные – штриховые и штрихпунктирные линии, одна быстрая – сплошные линии. Таким образом, выявили интересную принципиальную закономерность: индекс n определяет число несобственных волн, существующих в рассматриваемой направляющей структуре.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

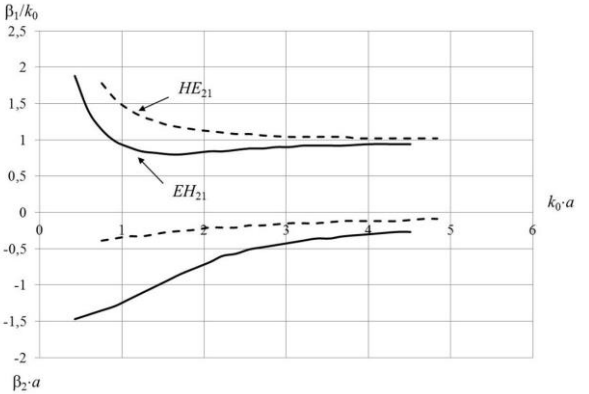


Рис. 5. Частотные зависимости действительной и мнимой частей продольного волнового числа волн с индексом n=2.

Fig. 5. Frequency dependences of the real and imaginary parts of the longitudinal wave number of the waves with the index n=2

4. Заключение

Решена внешняя краевая задача о распространении электромагнитного поля вдоль проводящего цилиндра в слое изотропной плазмы. Обоснованно разделение волн направляющей структуры на HE_{nm} и EH_{nm}. На основе составленного дисперсионного уравнения проведено исследование характеристик волн проводящего цилиндра, помещенного в неограниченную плазменную среду. Показано существование в такой структуре собственных и несобственных волн. Численные исследования показали, что собственной волной является быстрая поверхностная волна E_{01}. Ее в данном случае можно отождествлять с волной Ценнека. Несимметричные волны HE_{nm} и EH_{nm} являются несобственными волнами: либо вытекающими, либо медленными несобственными. Направляющая структура в виде цилиндрического проводника может работать как протяженная линия передачи только на волне типа Ценнека – волна E_{01}. На остальных волнах структура является сильно излучающей.

Источник финансирования и выражение признательности

Работа выполнена в рамках исполнения проектной части государственных заданий в сфере научной деятельности (задание № 3.1709.2014/К).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Список литературы

[1] Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны. М.: Радио и связь, 2010. 480 с.

[2] Веселов Г.И., Раевский С.Б. Слоистые металло-диэлектрические волноводы. М.: Радио и связь, 1988. 248 с.

[3] Раевский А.С., Раевский С.Б. Неоднородные направляющие структуры, описываемые несамосопряженными операторами. М.: Радиотехника, 2004. 110 с.

[4] Раевский А.С., Раевский С.Б. Комплексные волны. М.: Радиотехника, 2010. 223 с.

[5] Наймарк М.А. Линейные дифференциальные операторы. М.: Наука, 1969. 526 с.

References

[1] Weinstein L.A. [Electromagnetic waves]. M.: Radio and sviaz, 2010. 480 c.

[2] Veselov G.I., Raevskii S.B. [Layered metal-dielectric waveguides] M.: Radio and sviaz, 1988. 248 c.

[3] Raevskii A.S., Raevskii S.B. [Inhomogeneous guiding structures described by non-selfadjoint operators] M.: Radiotekhnika, 2004. 110 c.

[4] Raevskii A.S., Raevskii S.B. [Complex waves] Radiotekhnika, 2010. 223 c.

[5] Naimark M. A. [Linear differential operators]. M.: Nauka, 1969. 526 c.

Acknowledgements

This study was supported in part by the State Order in the field of scientific research activity, project no 3.1709.2014/K.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Mathematical models of linear antenna systems: E-polarization

Amur B. Khashimov[1], Rinat R. Salikhov[2]
[1]*South Ural State University (national research university)*
Chelyabinsk, 454080, Russian Federation
khashimovab@susu.ru
[2]*JSC «NPO RTS»,*
Chelyabinsk, 454005, Russian Federation
salihov@nports.ru

Abstract: *We define far-field pattern of linear array with complex shape reflector and closely spaced extended cylinders, assuming that axis of the array radiators is parallel to cylinders axis. In this case we may consider the E-polarization problem. The rigorous electromagnetic formulation of the mathematical model to define the far-field pattern on perpendicular plane to axis is used Fredholm's integral equations of I kind. We use high-precision Gauss-Legendre formulas for numerical integrand of elements the compact block matrix operator. The results show the high efficiency and versatility of the proposed method for modeling of the antenna systems.*

Keywords: *mathematical model, integral equation, matrix operator, array, scattering field, discrete form, block structure, iterative methods.*

Математические модели линейных антенных систем: E-поляризация

[1]Хашимов А.Б., [2]Салихов Р.Р.
[1]*Южно-Уральский государственный университет*
(национальный исследовательский университет)
г. Челябинск, 454080, Российская Федерация
khashimovab@susu.ru
[2]*Научно-производственное объединение «Радиотехнические системы»*
г. Челябинск, 454005, Российская Федерация
salihov@nports.ru

Аннотация: *Определяется диаграмма направленности линейной антенной решетки с рефлектором сложной формы, вблизи которой расположены протяженные цилиндры. Предполагается, что оси излучателей решетки параллельны осям цилиндров, что соответствует случаю E-поляризации. Для определения диаграммы направленности в дальней зоне в плоскости, перпендикулярной осям, в*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

строгой электродинамической постановке формулируется математическая модель на основе интегральных уравнений Фредгольма I рода. Для вычисления элементов компактного блочного матричного оператора используются формулы Гаусса-Лежандра высокого порядка точности. Результаты вычислительных экспериментов показывают высокую эффективность предложенного метода для разнообразных сценариев моделирования антенных систем.

Ключевые слова: математическая модель, интегральное уравнение, матричный оператор, антенная решетка, поле рассеяния, дискретная форма, блочная структура, итерационные методы.

1. Введение

Для построения радиотехнических средств различного назначения широко используются антенные системы (АС) с излучателями в виде вибраторных антенн вертикальной поляризации. Часто в непосредственной близости от таких АС располагаются различные протяженные цилиндрические объекты, как металлические, так и диэлектрические (однородные и неоднородные) – мачты, опоры, пояса башни, кабельросты, фидерные стволы снижения, экраны и элементы конструкций полотна антенных систем. При этом диаграммы направленности (ДН) АС рассчитываются либо без учета влияния объекта установки, либо в предположении идеализированных допущений о характере влияния объекта установки, например, в виде идеально проводящего бесконечно протяженного плоского экрана. Использование метода зеркальных изображений позволяет получить простые расчетные соотношения, но вопрос о степени соответствия результатов расчетов и реальных ДН остается открытым. Например, при размещении антенных систем на мачтах квадратного сечения сравнение ДН, полученных в результате замены грани мачты идеально проводящим бесконечным экраном, и реальных ДН, показывает их существенное расхождение [1]. Влияние объекта установки, независимо от его природы, сводится к появлению вторичного поля рассеяния, вызванного первичным полем возбужения АС. Поле рассеяния может вносить существенные искажения в расчетные ДН, поэтому разработка математических моделей (ММ) АС с учетом влияния рассеивающих объектов (РО) представляет большой практический интерес. Для фазированных антенных решеток (ФАР) влияние помеховых полей рассеяния может приводить к дополнительному рассогласованию излучателей вследствие искажения структуры взаимного влияния, поэтому для таких АС необходим детальный анализ влияния полей рассеяния в секторе углов сканирования и полосе частот. Использование строгих

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

электродинамических соотношений для описания поля излучения АС с учетом влияния близкорасположенных РО значительно повышает степень адекватности ММ реальным ситуациям, но при этом в ряде практических случаев получение результатов моделирования на основе решения соответствующей краевой задачи не представляется возможным в силу большой размерности дискретной ММ. В этом случае обобщение строгих ММ, приводящее к задачам меньшей размерности, позволяет значительно расширить возможности математического моделирования.

2. Исследуемые модели

Предположим, что АС представляет собой антенную решетку N параллельных вибраторов вертикальной поляризации. Будем считать, что АС расположена вблизи совокупности протяженных цилиндрических объектов (металлических, неоднородных диэлектрических), образующие которых параллельны осям вибраторов, а длина существенно превышает размеры вибраторов. Характерной особенностью таких задач является необходимость точного учета взаимного влияния излучателей решетки, вызванного влиянием помехового поля рассеяния от совокупности объектов, так как этого требуют условия согласования и соответствия требованиям электромагнитной совместимости (ЭМС) в заданной полосе частот. Например, для совместной работы двух разнесенных АС в одном частотном диапазоне принципиальным является требование минимизации уровня амплитудной ДН в заданных угловых секторах подавления.

В работах [1,2] с применением леммы Лоренца получены соотношения для вычисления поля излучения в дальней зоне для антенной решетки вибраторных излучателей, расположенной вблизи параллельных протяженных цилиндрических объектов. В качестве функции Грина применено строгое решение задачи дифракции плоской волны на цилиндрических объектах. Полученные соотношения соответствуют принципу взаимности и применимы для случая произвольной формы контуров поперечного сечения цилиндров с произвольными значениями диэлектрической и магнитной проницаемости среды заполнения объектов при расчете ДН в горизонтальной плоскости в дальней зоне. Следовательно, векторная трехмерная задача определения общего поля излучения в горизонтальной плоскости антенной решетки вертикально поляризованных вибраторов и параллельных к ним системы цилиндрических объектов может быть редуцирована к скалярной двумерной задаче E -поляризации для цилиндров с поперечным сечением, совпадающим с сечением в рассматриваемой сис-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

теме и тонкими цилиндрическими излучателями с распределениями электрических токов. Будем считать, что координаты излучателей совпадают с координатами центров вибраторов в плоскости $z = 0$.

Рассмотрим методику построения ММ для линейной АС с излучателями в виде одинаковых тонких цилиндров радиусом $a \ll \lambda$, где λ – длина волны электромагнитного поля. На контурах излучателей $L_m, m = \overline{1:N}$ распределены известные электрические токи j_m сторонних источников возбуждающего поля, и токи j_{ms}, определяющие поле рассеяния, вызванное взаимным влиянием излучателей, рефлектора АС и РО. Введем контур L_r рефлектора с известными размерами и заданной формы. Пусть вблизи АС располагается идеально проводящий РО, определяемый контуром L_b. Тогда система интегральных уравнений (ИУ) I рода принимает следующий вид [1],[3-4]:

$$\begin{aligned}
&\int_{L_m} j_{ms} G(p_m, q)\, dl_q + \sum_{n \neq m}^{N} \int_{L_n} j_{ns} G(p_m, q)\, dl_q + \int_{L_s} j_s G(p_m, q)\, dl_q = \\
&= -\sum_{n \neq m}^{N} \int_{L_n} j_n G(p_m, q)\, dl_q;\ p_m \in L_m;\ m = \overline{1:N}; \qquad (1) \\
&\sum_{n=1}^{N} \int_{L_n} j_{ns} G(p, q)\, dl_q + \int_{L_s} j_s G(p, q)\, dl_q = 0;\ p \in L_s,
\end{aligned}$$

где $L_s = L_r \cup L_b$, $G(p,q) = -iH_0^{(2)}(kr_{pq})/4$; $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число; p, q – точки наблюдения и интегрирования, соответственно. Для проведения с помощью ММ вычислительных экспериментов необходим выбор эффективного численного метода решения системы ИУ (1). В работах [5-6] предложены методы аппроксимации ИУ конечно-разностными представлениями на основе простых квадратурных соотношений, с помощью которых получено большое количество результатов, имеющих важное практическое значение. В данной работе для разработки дискретной формы ММ предлагается использовать адаптивные квадратурные соотношения Гаусса-Лежандра, обеспечивающие высокую точность численного интегрирования [7]. Отличительной особенностью ИУ системы (1) является логарифмическая особенность ядра при

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

совпадении точек наблюдения p и интегрирования q, для выделения которой используются асимптотические оценки поведения цилиндрических функций для малых аргументов. Но при этом дискретные значения интегралов для интервалов дискретизации имеют разные порядки точности, которые могут являться дополнительным источником погрешности численного решения. С помощью предложенного подхода использование квадратурных соотношений повышенной точности позволяет обрабатывать дискретные значения одинакового порядка точности, не прибегая к дополнительной операции выделения и обработки логарифмической особенности. Но при этом к эффективности программной реализации таких квадратурных соотношений предъявляются повышенные требования.

Используя частный случай проекционного метода для базисных и весовых функций, известный как метод Крылова-Боголюбова [7], введем дискретную форму ММ как обобщенный матричный оператор в следующем блочном виде:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{RR} & \mathbf{FR} \\ \mathbf{RF} & \mathbf{FF} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{J} \\ \mathbf{J}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{f} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}, \qquad (2)$$

где блоки матричного оператора дискретной формы ММ соответствущей размерности можно программировать, обрабатывать и хранить автономно, что особенно удобно для ММ большой размерности.

.

3. Практические результаты

В качестве примера рассмотрим задачу формирования заданной ДН для АС в виде решетки коллинеарных излучателей вертикальной поляризации, расположенных на внешней выносной площадке башни заданной конфигурации. Размеры поясов башни и параметры фидерного ствола известны, для обеспечения необходимых параметров ЭМС требуется с высокой точностью определить уровень помеховых полей рассеяния и степень их влияния на общую ДН АС. При этом выбор оптимального размещения АС на площадке производится с помощью специальных нелинейных процедур. На рис. 1 приведены результаты решения задачи синтеза размещения АС с учетом влияния элементов башни и взаимного влияния излучателей. Сравнение полученных результатов показывает высокую эффективность ММ АС, при этом результаты вычислительных экспериментов имеют хорошее соответствие

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

с измерениями уровня электромагнитных полей в натурных испытаниях реальной зоны покрытия [3].

С помощью предложенного метода формирования ММ были рассмотрены характеристики АС радионавигационного дальномерного маяка, ДН нескольких радио- и телевизионных передающих центров [1], расположенных на башнях сложной конфигурации и обеспечивающих заданную зону покрытия. Результаты вычислительных экспериментов показывают высокую точность и эффективность ММ рассматриваемых АС. Использование суперкомпьютерного моделирования на основе итерационных методов значительно повышает возможности построения адекватных ММ для сложных радиотехнических комплексов с учетом влияния объектов установки.

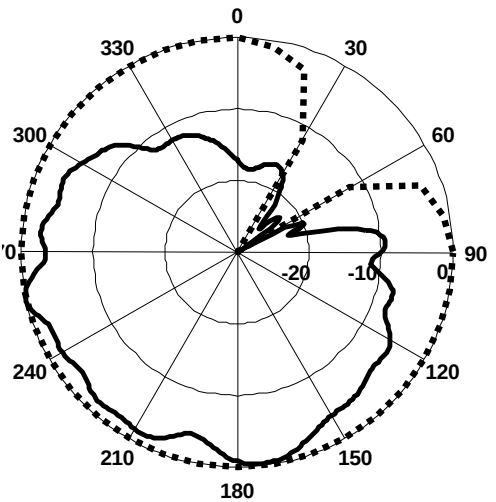


Рис. 1. Заданная ДН (штриховая линия) и оптимизированная ДН (сплошная линия), логарифмический масштаб

Fig. 1. Given pattern (stroke line) and optimized pattern (solid line), logarithm scale

4. Заключение

Таким образом, в работе показано, что использование асимптотического соответствия векторных трехмерных и скалярных двумерных задач антенной техники позволяет для частного случая E-поляризации получить строгие электродинамические соотношения для расчета ДН АС в дальней зоне, но с существенным ограничением – только для плоскости, перпендикулярной осям излучателей вертикальной поляризации. Формализация ММ рассматриваемой задачи с использованием ИУ I рода и чис-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ленных методов высокого порядка точности приводит к компактной форме дискретной ММ в виде обобщенного матричного оператора. Применение суперкомпьютерного моделирования позволило получить ряд результатов, имеющих важное практическое значение, результаты математического моделирования различных АС подтверждены экспериментально.

Список литературы

[1] Хашимов А.Б. Математические модели в проектировании антенных систем. –Челябинск.: Изд. центр ЮУрГУ, 2015. – 160 с.

[2] Voitovich N.I., Khashimov A.B. On the Correspondence of Asymptotic Solutions to 2D and 3D Problems in Antenna Engineering, Journal of Communications Technology and Electronics, 2010, vol. 55, no. 12, pp. 1374–1379. Pleiades Publishing, Inc., 2010.

[3] Войтович Н.И., Хашимов А. Б. Обобщенные математические модели антенн радионавигационных систем // Антенны. – 2014. – № 1 (200). – С.8-14.

[4] Ильинский А.С, Кравцов В.В., Свешников А.Г. Математические модели электродинамики. – М.: Высшая школа, 1991. – 224 с.

[5] Инспекторов Э.М. Численный анализ электромагнитного возбуждения проводящих тел. – Минск: Изд-во Университетское. – 1987. – 117 с.

[6] Стрижков В.А. Оценка влияния размеров и формы рефлектора на основные характеристики направленности фазированных антенных решеток // Антенны. – 2007. – № 6. – С. 14-17.

[7] Хашимов А.Б., Салихов Р.Р., Альметов Р.С. Применение вычислительных схем повышенной точности в проектировании антенных систем // Вестник Южно-Уральского университета. Серия вычислительная математика и информатика. – 2014. – Т.3, № 2. – С.77-91.

References

[1] Khashimov A.B. [Mathematical Models for Antenna Systems Design]. Chelyabinsk, Publ. Center of SUSU, 2015, 160 p. (In Russian).

[2] Voitovich N.I., Khashimov A.B. On the Correspondence of Asymptotic Solutions to 2D and 3D Problems in Antenna Engineering, *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2010, vol. 55, vo. 12, pp. 1374–1379. Pleiades Publishing, Inc., 2010.

[3] Voitovich N.I., Khashimov A.B. Generalized Mathematical Models of Antennas for Navigation Systems]. *Antennas*, 2014, no. 1(200), pp. – 8-14. (In Russia
n).

[4] Il'insky A.S., Kravtsov V.V., Sveshnikov A.G. [Mathematical Models for Electromagnetics]. – Moscow, Vysshaya Shkola, 1991. – 224 p. (In Russian).

[5 Inspectorov E.M. [Numerical Analyses of Conductive Objects Electromagnetic Excitation]. – Minsk, Izd. Universitetskoe, 1987, 117 p. (In Russian).

[6] Strizhkov V.A. [Evaluation of Influence of the Reflector Size and Shape on Main Directivity Characteristics of Phased Arrays]. *Antennas*, 2005, no. 6, pp. – 14-17. (In Russian).

[7] Khashimov A.B., Salikhov R.R., Al'metov R.S. [Using of High Precision Numerical Techniques for Antenna System Design] // *Bulletin of the South Ural State University. Computational Mathematics and Software Engineering*. – 2014. – vol. 3. – № 2. – pp. 77-91. (In Russian).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Antenna of the navigational upper-air radio sounding system with narrow pattern

Ilya V. Bukrin, Andrey V. Gusev, Vyacheslav E. Ivanov, Gennady P. Menshikov
Ural Federal University n.a. the first President of Russia B.N. Yeltsin
Ekaterinburg, 620002, Russian Federation
a.v.gusev@urfu.ru

Abstract: *The report presents the results of the development of the narrow pattern antenna (NPA) of navigational upper-air radio sounding system. The narrow pattern antenna is designed to receive information from a navigational radiosonde at ranges up to 300 km. The antenna has a beamwidth not more than 30 degrees on the level -3dB in both planes. The antenna has a complete electromechanical drive for tracking a radiosonde in elevation and azimuth planes. The antenna is controlled operated by base station of "Polyus" radio sounding system in the automatic and manual modes.*

Keywords*: antenna, pattern, radiosonde, upper-air radio sounding, navigational system, serial interface.*

Антенна с узкой диаграммой направленности навигационной системы радиозондирования атмосферы

Букрин И.В., Гусев А.В., Иванов В.Э. , Менщиков Г.П.
Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н .Ельцина,
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
a.v.gusev@urfu.ru

Аннотация: *В докладе представлены результаты разработки антенны с узкой диаграммой направленности навигационной системы радиозондирования атмосферы. Антенна с узкой диаграммой направленности предназначена для приема информации от навигационного радиозонда на дальностях до 300 км. Антенна имеет ширину диаграммы направленности в обеих плоскостях, по уровню -3дБ, не более 30 градусов. В состав антенного поста входит полный электромеханический привод для слежения за аэрологическим радиозондом в угломестной и азимутальной плоскости. Антенна управляется базовой станцией системы радиозондирования «Полюс» в автоматическом и ручном режимах.*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Ключевые слова: *радиозонд, радиозондирование атмосферы, навигационная система, диаграмма направленности, последовательный интерфейс.*

1. Введение

Стационарная навигационная система аэрологического радиозондирования атмосферы «Полюс-С» (СР «Полюс-С»), использующая сигналы навигационных спутниковых платформ GPS/ГЛОНАСС для слежения за аэрологическим радиозондом (АРЗ) и определения скорости ветра, предназначена для получения аэрологической (метеорологической) информации о параметрах свободной атмосферы, таких как температура, влажность, давление, направление и скорость ветра [1].

В состав метеорологического комплекса космодрома Восточный входят два комплекта СР «Полюс-С». Первый комплект СР «Полюс-С» содержит антенну с круговой диаграммой направленности (АКДН), которая обеспечивает оперативный радиус действия системы до 200 км без слежения за угловыми координатами АРЗ. В состав второго комплекта СР «Полюс-С» входит антенна с узкой диаграммой направленности [2]. Управляемая антенна с узкой диаграммой направленности (АУДН) позволяет обеспечить необходимый уровень приема сигналов передатчика АРЗ типа МРЗ-Н1 при удалениях АРЗ в процессе полета на расстояния не менее 200-300 км. Применение АУДН дает возможность:

- увеличить наклонную дальность измерения параметров приземного слоя атмосферы при зондировании;
- осуществлять эксплуатацию систем радиозондирования в местах с неблагоприятным для радиолокационных станций рельефом местности;
- обеспечить обратное зондирование.

2. Общая структура АУДН

Структурная схема АУДН приведена на рис. 1. В состав АУДН входят: антенная решетка, блок малошумящего усилителя (МШУ), антенная стойка, блок управления АУДН.

АУДН функционирует под управлением БС СР «Полюс». Допускается удаление АУДН от БС до 100 м. Программное обеспечение (ПО) БС СР «Полюс» обеспечивает функционирование АУДН в следующих режимах:

- настройка и юстировка,
- диагностика,

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

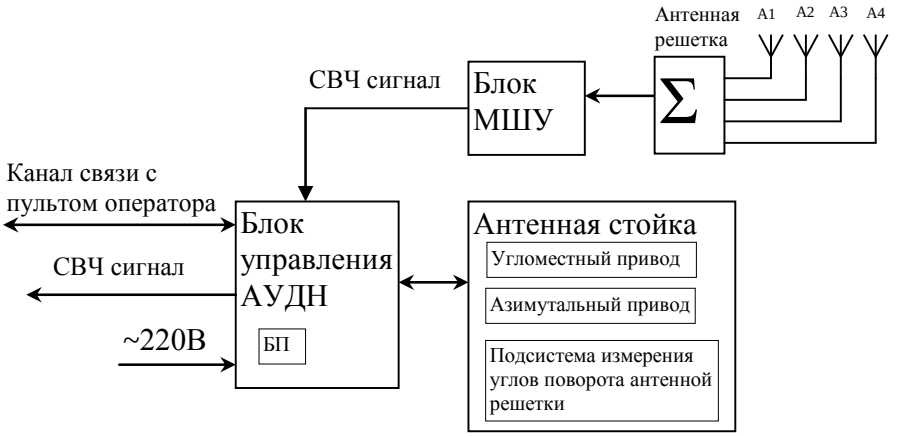


Рис. 1. Структурная схема АУДН.
Fig 1. NPA block diagram.

- ручной режим управления,
- автоматический режим управления.

Режим настройки и юстировки позволяет настроить параметры АУДН, выполнить пространственную привязку фазового центра антенны и провести плановое ТО и диагностику.

Режим диагностики запускается для оперативной проверки функционирования АУДН, обычно после включения питания АУДН при достижении рабочей температуры (зимой). По результатам проверки АУДН ПО БС формирует и сохраняет контрольную информацию. Обнаружение какого - либо отказа или неисправности отображается на рабочем мониторе оператора БС.

Взаимодействие БС и АУДН осуществляется по последовательному асинхронному интерфейсу. Скорость передачи информации по последовательному интерфейсу 115 200 бод. Передача данных осуществляется в полудуплексном режиме. От БС к АУДН передаются команды управления поворотом антенной решетки, обратно считываются текущие показания углов поворота антенной решетки и состояние различных датчиков системы.

Реализовано два режима управления положением антенной решетки: ручной и автоматический. В режиме ручного управления оператор может сориентировать АУДН самостоятельно, указывая азимут, угол места или их смещения относительно текущего положения. В автоматическом режиме ПО БС самостоятельно управляет АУДН, определяя углы рассогласования с принятыми координатами АРЗ. Автоматический режим – основной режим работы с АУДН.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Для обмена информацией между БС и АУДН доступны две гальванически развязанные среды передачи данных – интерфейс RS485 и оптическая среда передачи. Удаление АУДН от БС может достигать нескольких сотен метров. В качестве среды передачи для интерфейса RS485 используется экранированная медная витая пара. В качестве оптического кабеля используется два одномодовых оптоволокна. Использование двух каналов обмена информацией позволяется повысить надежность эксплуатации системы. Выбор канала обмена информацией осуществляется вручную оператором БС или автоматически: работа системы начинается с использованием оптоволоконного кабеля связи, в случае неисправности данного канала обмена информацией, автоматически происходит переключение на резервный канал обмена информацией (RS485).

В автоматическом и ручном режиме управления реализована фоновая диагностика состояния АУДН и интерфейса связи. Диагностический опрос производится с интервалом 20 с. ПО БС обеспечивает сбор и сохранение статистической информации о сбоях и отказах АУДН (потери обмена, ошибки выполнения команд и др.)

Поворот антенной решетки осуществляется в двух плоскостях: азимутальной и угломестной, не зависимо друг от друга, с помощью шаговых двигателей. Для измерения угла поворота антенной решетки используются многооборотные прямо показывающие энкодеры. Дополнительно в состав системы входит электронный датчик углов поворота, построенный на базе МЭМС датчика: акселерометра и магнитометра. Положение антенной решетки по углу места измеряется с помощью акселерометра, а по азимуту – с помощью магнитометра. Основные измерения обычно выполняются по показаниям энкодеров, а показания электронного датчика используются для перекрестного контроля и для привязки АУДН во время настройки и юстировки. Возможен вариант наведения АУДН по углу места по показаниям электронного углового датчика, т.к. этот угол измеряется с достаточной степенью точности. В случае отказа какого - либо энкодера, наведение по соответствующему углу осуществляется по показаниям электронного датчика.

Конструктивное исполнение разработанной АУДН БС СР «Полюс» обеспечивает функционирование системы с ветрозащитным радиопрозрачным укрытием в условиях эксплуатации при максимальной скорости ветра не более 35 м/с. Наличие ветрозащитного укрытия позволило использовать обогрев внутри купольного пространства для создания более мягких условий эксплуатации АУДН. Общий подогрев АУДН включается вручную с помощью автомата питания, расположенного в электрическом щитке БС СР «Полюс». Подогрев включается заблаговременно перед выпуском АРЗ, если температура внутри купола АУДН (или окружающего воздуха) ниже минус 10 ºС. Выключение подогрева выполняется после завершения работы или при

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

достижении температуры наружного воздуха 0 ºС и выше. До включения питания АУДН температуру внутри купола АУДН контролируют по показаниям аналогового датчика температуры блока МШУ. После включения питания АУДН температуру внутри купола контролируют по показаниям цифрового датчика температуры, установленному на антенной стойке.

3. Антенная решетка АУДН

На основе анализа обеспечения электрических и конструктивных требований, предъявляемых к антенне, был выбран вариант построения АУДН в виде антенной решетки из четырех элементов – излучателей типа «волновой канал». В качестве активного элемента используется петлевой вибратор.

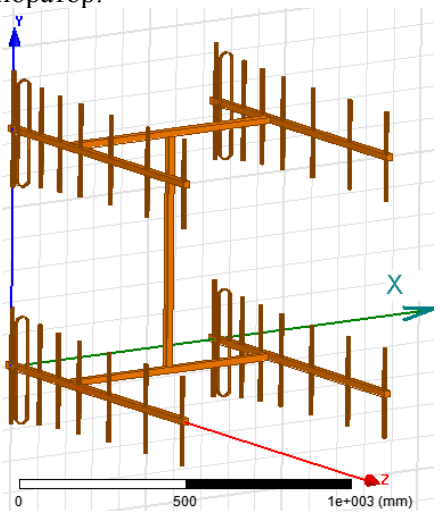


Рис. 2. Антенной решетка АУДН.
Fig. 2. NPA antenna array

Моделирование и расчет диаграмм направленности и входного сопротивления антенной решетки АУДН производилось в лицензированных пакетах MMANA, AWR Design Environment и Ansys HFSS.

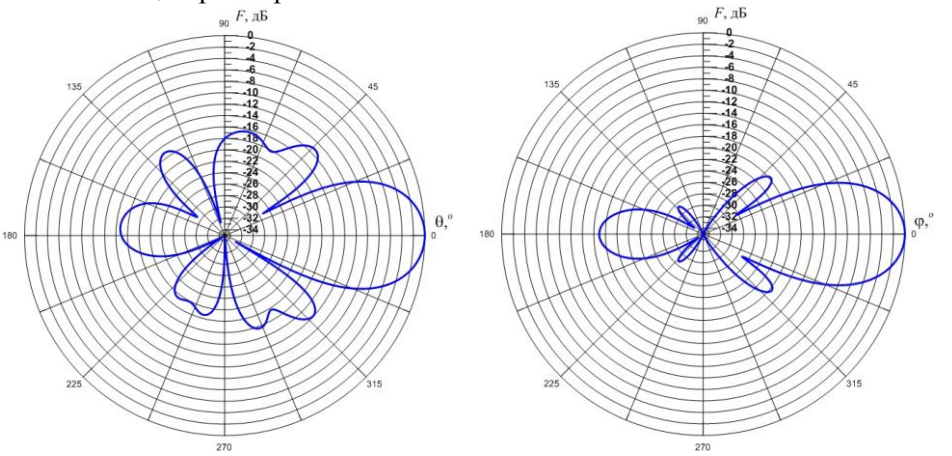
Внешний вид антенной решетки АУДН приведен на рис. 2. Диаграммы направленности антенны АУДН в двух плоскостях представлены на рис. 3.

4. Заключение

Разработан и изготовлен опытный образец управляемой антенны с узкой диаграммой направленности. Разработка выполнена в рамках работ по договору «Создание обеспечивающих объектов, средств и систем наземной космической инфраструктуры космодрома Восточный, в части создания компонентов системы аэрологического зондирования атмосферы», заключенному между Центром эксплуатации объектов наземной космической инфраструктуры (ФГУП «ЦЭНКИ») и Уральским федеральным университетом (ФГАОУ ВПО УрФУ). Использование АУДН позволяет обеспечить сопровождение АРЗ типа МРЗ-Н1 при удалениях в процессе полета на расстояния не менее 200-300 км, осуществлять эксплуатацию

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

систем радиозондирования в местах с неблагоприятным для радиолокационных станций рельефом местности.



a) b)

a) азимутальная плоскость (azimuthal plane) – θ = 0° … 360°, φ = 0°
b) угломестная плоскость (elevation plane) – θ = 0°, φ = 0° … 360°

Рис. 3. Диаграммы направленности антенны АУДН в двух плоскостях.
Fig. 3. The NPA antenna patterns in two planes.

Список литературы

[1] 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.

[2] Структура системы аэрологического зондирования атмосферы космодрома «Восточный»/ Плохих О.В., Гусев А.В., Кудинов С.И., Черных О.А., Иванов В.Э.// 24-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2014), Севастополь, 7-13 сентября 2014 г.: материалы конф. в 2 т. – Севастополь : Вебер, 2014. – ISBN 978-966-335-415-6, - 1246 с.. Т2. 693 с. (553 – 1245) + 2с.: ил. – ISBN 978-966-335-414-9. С. 1093-1094.

References

[1] V.E. Ivanov, A.V. Gusev, K.A. Ignatkov, S.I. Kudinov, I.V. Malyigin, V.Ya. Noskov, O.V. Plohih, V.V. Ryisev, O.A. Chernyih [Current Status and Development Prospects of Atmosphere Radio Sensing Systems in Russia]. *Uspehi sovremennoy radioelektroniki* [*Successes of modern electronic engineering*], 2013, vol. 9, pp. 3 - 49. (in Russian)

[2] Plokhikh, O.V., Gusev, A.V. Kudinov, S.I. Chernyh, O.A. Ivanov, V.E. [Structure of the upper-air sounding system of the «Vostochny» cosmodrome]. *CriMiCo 2014 - 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings*, 2014, pp. 1093 - 1094. (in Russian)

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Dual frequency localizer antenna array

Boris V. Zhdanov[1], Nikolay I. Voytovich[1]
[1]*South Ural State University*
Chelyabinsk, 454080, Russian Federation
boris.z@inbox.ru

Abstract: *An original localizer distributor is presented. It is based on a method of forming the desired patterns for a wide channel as a superposition of directivity pattern weakly directional antenna and sharp directional antenna. Directivity pattern localizer antenna array is calculated by the measured amplitude and phase distribution of the signal at the output of the distributor prototype localizer.*

Keywords: *instrument landing system, localizer, ILS.*

Антенная решетка двухканального курсового радиомаяка

[1]Жданов Б.В., [1]Войтович Н.И.
[1]*Южно-Уральский государственный университет (НИУ)*
г. Челябинск, 454080, Российская Федерация
boris.z@inbox.ru

Аннотация: *Предложен оригинальный распределитель сигналов курсового радиомаяка системы посадки самолётов (Localizer Distributor), в основе которого лежит способ формирования требуемых диаграмм направленности для широкого канала в виде суперпозиции ДН слабонаправленных и остронаправленных антенн. Приведены расчетные ДН антенной решетки КРМ по измеренным значениям амплитудно-фазового распределения сигналов на выходе распределителя опытного образца курсового радиомаяка системы посадки формата ILS.*

Ключевые слова: система посадки по приборам, КРМ, ILS.

1. Введение

Современные системы посадки формата ILS используют двухканальную (двухчастотную) схему формирования радиотехнических траекторий снижения самолета. Использование двух радиочастот, разнесённых между собой на 10-20 кГц, позволило разрешить противоречие между необходимой точностью задаваемой траектории – глиссадой и обеспечением

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

широкоугольной зоны действия системы посадки. Согласно требованиям международной организации гражданской авиации (ИКАО), зона действия курсового радиомаяка (КРМ) в азимутальной плоскости должна быть не менее ± 35 градусов относительно вертикальной плоскости, проходящей через ось взлетно-посадочной полосы (ВПП) – плоскости курса.

2. Постановка задачи

Для обеспечения требуемых характеристик двух канального курсового радиомаяка (КРМ) системы посадки необходимо сформировать четыре диаграммы направленности (ДН) в азимутальной плоскости. Эти ДН получили названия по общепринятым обозначениям двух видов сигналов, применяемых в системе посадке: “боковые частоты” (БЧ) и “несущая плюс боковые частоты” (НБЧ). ДН должны иметь разные формы для частот излучения так называемых узкого канала (УК) и широкого канала (ШК). Узкий канал является каналом линейного управления, в котором информационный параметр системы посадки – разность глубин модуляции (РГМ), линейно изменяется при смещении самолета от плоскости курса. Широкий канал является вспомогательным, в зоне его действия требуется только указание, в какой стороне находится плоскость курса относительно самолета. Для уменьшения влияния сигналов ШК на УК в зоне линейного управления в ДН канала ШК предусмотрена «вырезка», существенно уменьшающая уровень сигналов ШК в этой угловой области. ДН в канале УК должны иметь как можно более узкие лучи, (шириной в несколько градусов). Это позволит уменьшить сектор облучения местных предметов на аэродроме и соответственно уменьшить искажения зоны курса, обусловленные отражениями радиоволн от местных предметов. Другим важным требованием к ДК УК является требование малого уровня бокового излучения – на уровне минус 25 дБ. Это требование также связано с жесткими ограничениями на допустимые искажения задаваемой плоскости курса, их величина в линейных размерах не должна превышать несколько метров вблизи ВПП.

3. Решение задачи

Основным устройством фидерного тракта КРМ является распределительное устройство, которое представляет многополюсник СВЧ с 4 –мя входами и с 16-32 выходами. Количество выходов равно числу излучателей антенной решетки. Традиционная схема построения распределитель-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ного устройства антенной решетки, формирующей 4 независимые ДН, предполагает наличие 4-х отдельных распределительных устройств, каждый из которых формирует требуемое АФР для получения заданных ДН. Далее, сигналы от этих 4 –х распределителей суммируют и направляют к излучателям антенной решетки КРМ. Структурная схема распределителя, выполненная по традиционной схеме, представлена на рис.1

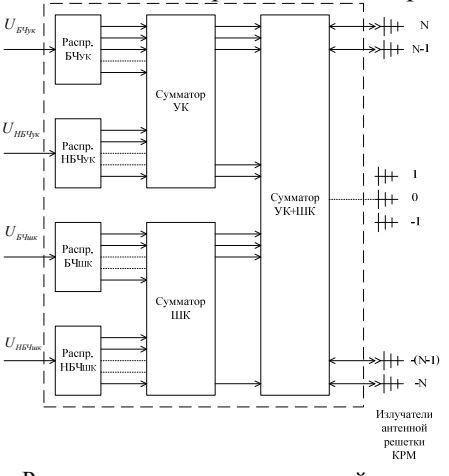


Рис. 1 – Распределитель по традиционной схеме

Fig. 1. Distribution unit according to the traditional scheme

Распределительное устройство (рис.1) содержит около сотни элементов фидерного тракта: направленных ответвителей и фазовращателей, имеет большую трудоемкость при изготовлении и настройке.

Была поставлена задача при разработке нового поколения систем посадки предложить более простую схему распределителя КРМ.

Предложенная идея построения оригинального, более простого распределителя вытекает из представления ДН ШК в виде суперпозиции ДН слабонаправленной и остронаправленной антенн. Графики на рис. 2 иллюстрируют этот метод построения ДН ШК. Например, в качестве слабонаправленной антенны для сигнала НБЧ ШК можно использовать один излучатель ДН НБЧ (с ДН1), а для сигнала БЧ ШК можно использовать два противофазно запитанных излучателя антенной решетки КРМ (с ДН3). В качестве остронаправленных ДН для сигнала НБЧ ШК и сигнала БЧ ШК можно использовать ДН, которые могут быть получены при подаче на вход распределителей УК сигналов ШК (ДН2 и ДН4, соответственно). Это позволяет отказаться от распределителей БЧ ШК и БЧ УК и, соответст-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

венно, от объединяющего их сумматора ШК и сумматора УК+ШК. Структурная схема такого распределителя [1] представлена на рис.3.

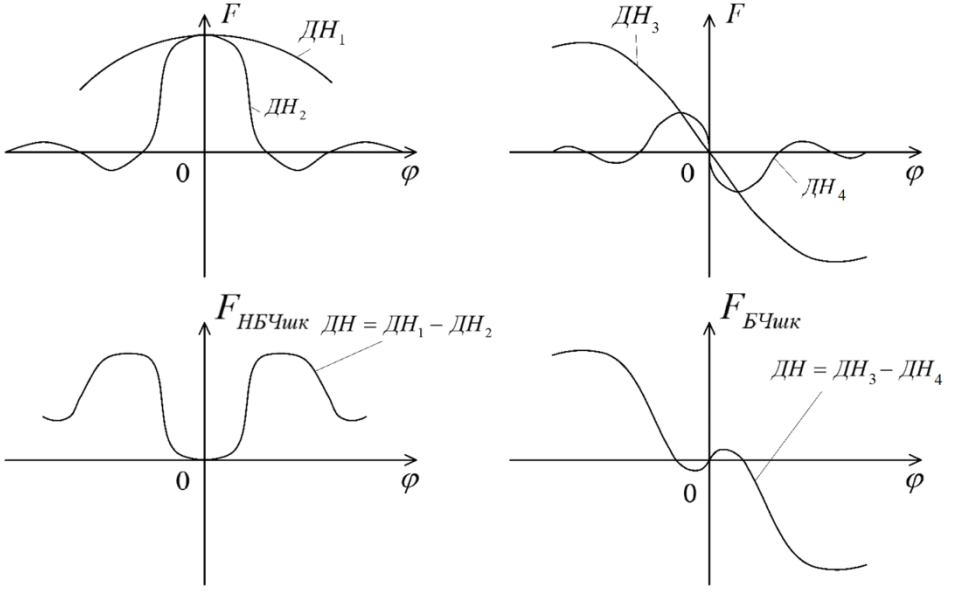


Рис. 2 – Формирование ДН ШК
Fig. 2. Formation of clearance directivity pattern

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

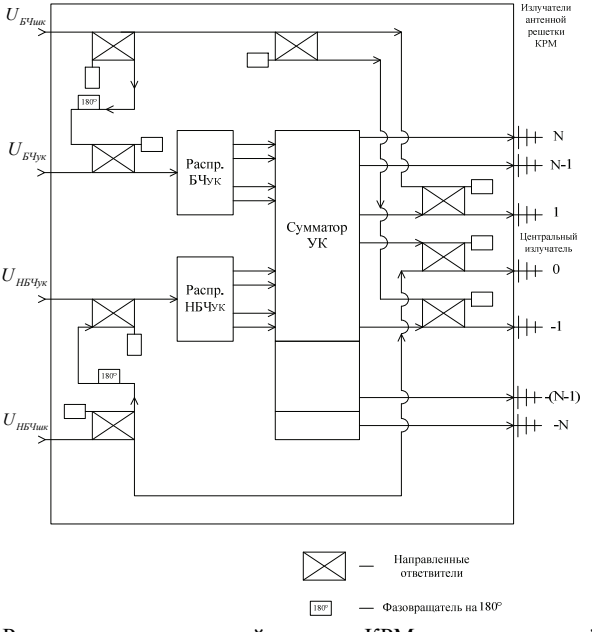


Рис. 3 – Распределитель антенной решетки КРМ по предложенной схеме

Fig. 3. Distribution unit by new scheme

4. Полученные результаты

Распределитель, использующий предложенную идею, был реализован в КРМ системы посадки нового поколения [2]. Расчетные ДН антенной решетки КРМ нового поколения, полученные по измеренным значениям амплитудно-фазового распределения сигналов на выходе распределителя, представлены на рис 4. Испытания системы посадки нового поколения показали, что КРМ обеспечивает все требования к выходным характеристикам. При этом габариты и количество СВЧ устройств в новом распределительном устройстве антенной решетки КРМ примерно в 2 раза меньше чем у предшествующих распределителей, спроектированных по традиционной схеме.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

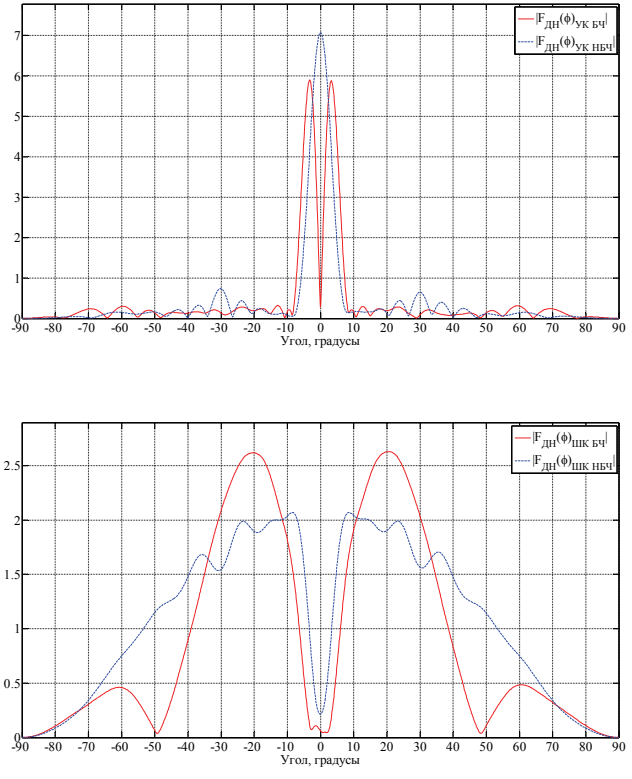


Рис.4. ДН антенной решетки КРМ

Fig. 4. Localizer Directivity pattern

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках комплексного проекта по договору № 02.G25.31.0046.

Список литературы

[1] Жданов Б.В., Войтович Н.И. Двухчастотный курсовой радиомаяк (варианты). Патент РФ №2575010 от 31.12.2014 г.

[2] Тимофеева Г.А., Бигильдин И.М. Опыт разработки высокочастотных трактов пассивной фазированной антенной решетки в виде гибридных интегральных модулей СВЧ. Вестник Южно-Уральского Государственного университета. Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника. 2015, том 15, №4, с.33-49.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

References

[1] Zhdanov B.V., Voitovich N.I. Dvuhchastotnyi kursovoi radiomayak (varianty). Patent RF №2575010, date 31.12.2014.

[2] Timofeeva G.A., Bigildin I.M. [An experimental attempt to develop passive phased antenna array high frequency paths organized as hybrid integrated microwave circuit modules]. Bulletin of the South Ural State University. Ser. Computer Technologies, Automatic Control, Radio Electronics, 2015, vol. 15, no. 4, pp. 33–49. (in Russia)

Acknowledgements

The work is fulfilled with the financial support of the Ministry of education and science of the Russian Federation.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Wideband antenna array with the distribution system on the radial waveguide

Sergey A. Antipov[1], Yuri G. Pasternack[1], Konstantin A. Razinkin[1], Vitaly I. Chuguevsky[1,2].
[1]*Voronezh State Technical University*
Voronezh, 394026, Russian Federation
chuguevskiyv@rambler.ru
[2]*AO «Taphoon»*
Kaluga, 248009, Russian Federation
chuguevskiyv@rambler.ru

Abstract: *This paper presents the results of theoretical and experimental research of wideband antenna array on a radial waveguide. Variants of construction of the antenna array to the distribution system on a radial waveguide with matching elements and without them. Presents results of electrodynamic simulation of antenna array. We researched dependence of the basic parameters of the antenna array from variants model. In the design process of the antenna array used professional tools for numerical of the electrodynamic simulation . Experimental results have been obtained at the modern measurement equipment.*

Keywords: *synchronization, maser cyclotron resonance, non-autonomous spatio-temporal fluctuations, non-isochronism of electrons oscillating.*

Широкополосная антенная решетка с распределительной системой на радиальном волноводе

[1]Антипов А.С., [1]Пастернак Ю.Г., [1]Разинкин К.А., [1,2]Чугуевский В.И.
[1]*Воронежский Государственный Технический Университет*
г. Воронеж, 394026, Российская Федерация
chuguevskiyv@rambler.ru
[2]*АО «Тайфун»*
г. Калуга, 248009, Российская Федерация
chuguevskiyv@rambler.ru

Аннотация: *В докладе представлены результаты теоретического и экспериментального исследования широкополосной антенной решетки на радиальном*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

волноводе. Рассматриваются варианты построения АР с распределительной системой на радиальном волноводе с поглощающими элементами и без них. Приведены результаты электродинамического моделирования АР. Исследована зависимость основных параметров АР от вариантов конструктивного исполнения. В процессе проектирования АР использовались профессиональные средства численного электродинамического моделирования. Экспериментальные результаты были получены на современном измерительном оборудовании.

Ключевые слова: антенная решетка, радиальный волновод, широкополосная антенна.

1. Введение

При проектировании, а в особенности при модернизации уже имеющихся антенных систем разработчики сталкиваются с задачей обеспечить необходимые параметры антенн при заданных габаритных размерах. Особенно остро эта задача стоит, когда антенная система закрывается обтекателем или интегрирована в антенный комплекс, состоящий из различных антенн. В современной антенной технике решением таких задач являются антенные решетки (АР) с синтезируемыми поверхностями и невыступающими излучателями. Однако неизбежными составляющими АР являются делители мощности, направленные ответвители, линзы и т.п., поэтому выбор АР ограничивается конструктивным исполнением составляющих.

Одним из наиболее успешных решений такого рода задач является АР с распределительной системой на радиальном волноводе [1-4].

Распределительная система представляет собой замкнутый плоский радиальный волновод, в который погружены штыревые зонды питающие излучатели. Глубиной погружения зондов создается необходимое амплитудное распределение поля в АР. Основной волной распространяющейся в радиальном волноводе является ТЕМ – волна, которая не имеет дисперсии, поэтому распределительные системы на радиальном волноводе часто используются для проектирования широкополосных или двухчастотных АР[5].

В данной работе с помощью численного моделирования исследуется электродинамическая модель АР с распределительной системой на радиальном волноводе. Проанализировано изменение основных параметров АР в зависимости от выбора режима работы радиального волновода.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

2. Исследуемая модель

Антенная решетка состоит из радиального волновода заполненного двухслойным диэлектриком и массива излучателей. Внешний вид модели представлен на рисунке 1. Диаметр АР равен 325 мм, а ширина 13 мм. В радиальный волновод погружены штыревые зонды связи, идущие от излучателей. Ввод энергии возбуждающий АР расположен в геометрическом центре и представляет собой коаксиальный разъем, продолжением которого является центральный зонд. От центрального зонда волна распространяется вдоль сечения волновода, т.е. от центра к боковым стенкам, возбуждая штыревые зонды связи питающие патчи. Радиальный волновод заполнен двухслойным диэлектриком с разными величинами диэлектрической проницаемости для замедления скорости распространения основной волны. Глубина погружения зондов в радиальный волновод одинакова, что подразумевает равноамплитудное распределение. Предложенная модель является эквидистантной АР, т.е. шаг между зондами постоянен и равен четверти длины волны в волноводе. В качестве излучателей используются низкодобротные печатные патчи гексагональной формы.

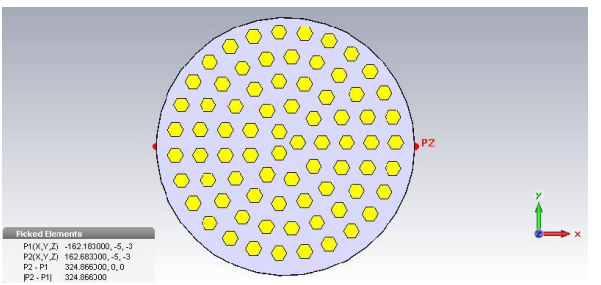


Рис.1

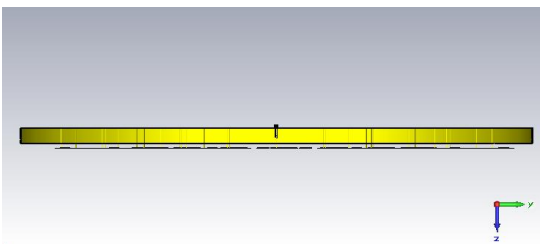


Рис.2

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

КСВН входного разъема представлен на рисунке 3. Из-за малого диаметра антенны имеет место отражения от боковой стенки волновода, что ухудшает согласование. Однако вследствие синфазной интерференции прямой и отраженной волн на зондах питающих патчи, можно добиться значительного увеличения КПД антенны. Расчетные значения КПД и коэффициента усиления представлены на рисунках 4,5.

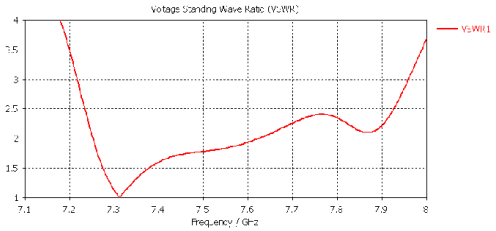


Рис.3

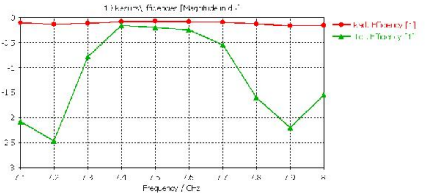


Рис.4

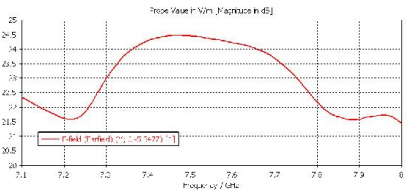


Рис.5

Диаграмма направленности на центральной частоте представлена на рисунке 6. Ширина основного лепестка на центральной частоте составляет 9,9º. Уровень боковых лепестков минус 14,4 дБ, при величине основного лепестка ДН 24,2 дБ.

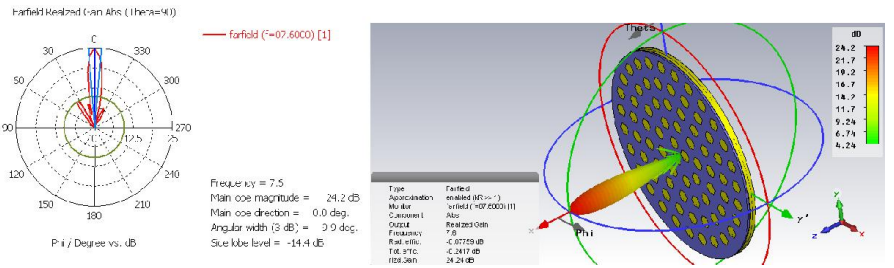


Рис.6

Для улучшения согласования модель АР была доработана путем расположения по диаметру антенны согласующих штырей, нагруженных активным сопротивлением 50 Ом, рисунок 7. Это позволяет оптимизировать в радиальном волноводе режим бегущей волны. При этом согласова-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ние антенны в широком диапазоне частот значительно улучшилось, рисунок 8.

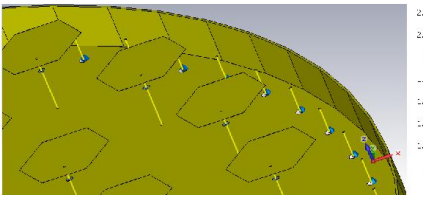


Рис. 7

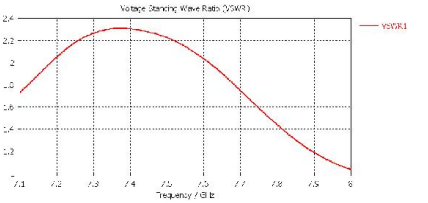


Рис.8

КПД антенны, как и коэффициент усиления, снизились приблизительно на 3 дБ. Значения КПД и коэффициента усиления после введения согласующих штырей представлены на рисунках 9,10. Диаграмма направленности на центральной частоте АР с согласующими штырями представлена на рисунке 11.

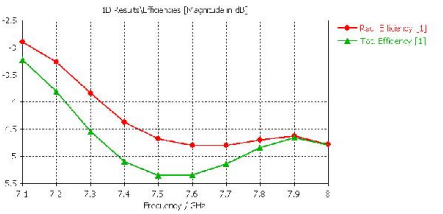


Рис.9

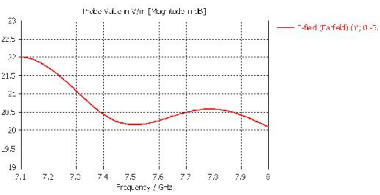


Рис.10

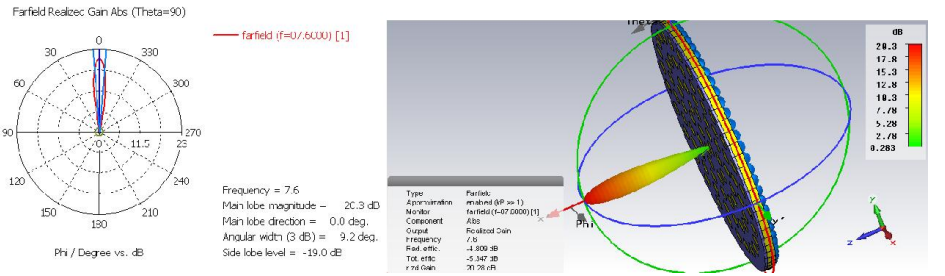


Рис.11

Ширина основного лепестка на центральной частоте составляет 9,2º. Уровень боковых лепестков минус 19 дБ, при величине основного лепестка ДН 20,3 дБ.

3. Практические результаты

Для проверки корректности электродинамического моделирования был изготовлен макет АР с распределительной системой на радиальном

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

волноводе. Излучатели изготовлены фотолитографическим методом и травлением, на подложке из стеклотекстолита FR-4 толщиной 0,2 мм. Радиальный волновод образован с одной стороны алюминиевым основанием, на котором расположен входной коаксиальный разъем, с другой стороны полотном излучателей. Внешний вид АР показан на рисунке 12.



Рис.12

4. Заключение

Представлены основные параметры электродинамического моделирования компактной АР на радиальном волноводе. В работе исследовано влияние режима работы радиального волновода на параметры АР. Выяснено, что при отражении от боковых стенок и синфазном сложении падающей и отраженной волн КПД антенны можно значительно повысить, а при добавлении по периметру согласующих штырей улучшается согласование антенны, но КПД и коэффициент усиления снижаются. Повысить КПД в этом случае можно увеличив диаметр антенны, но рабочая полоса частот при этом сузится.

Характеристики изготовленного макета корелируются с расчетными значениями, что свидетельствует о корректном построении электродинамической модели.

Список литературы

[1] N. Takemura, H. Miyashita, and S. Makino. Wave Analysis of Aperture Field Distribution for ProbeFed Radial Line Planar Antennas// Proc. IEEE Int. Microw. Symp. , 2005, pp.363-367.

[2] H. Nakano, H. Takeda, Y. Kitamura, H. Mimaki, J. Yamauchi. Low-Profile Helical Array Antenna Fed from a Radial Waveguide // IEEE Trans. on Antennas Propag., vol.40, №3, 1992, pp. 279-284.

[3] H. Miyashita et al., "Radial Line Planar Monopulse Antenna," IEEE Trans. .Antennas Propagat.,vol. 44, no. 8, pp. 1158-1165, Aug. 1996..

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[4] H. Boutayeb, P. Watson, T. Kemp New Reconfigurable Power Divider Based on Radial Waveguide and Cylindrical Electromagnetic Band Gap Structure for Low Power and Low Cost Smart Antenna Systems// IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 6-11 July 2014, Memphis, TN, pp. 1457-1458

[5] Voskresensky D. I., Emelchenkov F. I., Kotov Y. V., Bukharev Y. V. Combined monopulse airborne phased-array antenna based on a radial waveguide // 15th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication. Technology" (CriMiCo'2005) 12-16 Sept.,2005, Sevastopol, pp.354-355.

References

[1] N. Takemura, H. Miyashita, and S. Makino. Wave Analysis of Aperture Field Distribution for ProbeFed Radial Line Planar Antennas// Proc. IEEE Int. Microw. Symp. , 2005, pp.363-367.

[2] H. Nakano, H. Takeda, Y. Kitamura, H. Mimaki, J. Yamauchi. Low-Profile Helical Array Antenna Fed from a Radial Waveguide // IEEE Trans. on Antennas Propag., vol.40, №3, 1992, pp. 279-284.

[3] H. Miyashita et al., "Radial Line Planar Monopulse Antenna," IEEE Trans. .Antennas Propagat.,vol. 44, no. 8, pp. 1158-1165, Aug. 1996..

[4] H. Boutayeb, P. Watson, T. Kemp New Reconfigurable Power Divider Based on Radial Waveguide and Cylindrical Electromagnetic Band Gap Structure for Low Power and Low Cost Smart Antenna Systems// IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 6-11 July 2014, Memphis, TN, pp. 1457-1458

[5] Voskresensky D. I., Emelchenkov F. I., Kotov Y. V., Bukharev Y. V. Combined monopulse airborne phased-array antenna based on a radial waveguide // 15th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication. Technology" (CriMiCo'2005) 12-16 Sept.,2005, Sevastopol, pp.354-355.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Research of the ridges profile of the broadband horn antenna

Pavel D. Kuroptev, Vladimir V. Levyakov, Aleksey V. Fateev
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
SPC «TESART» Ltd. Tomsk, 634050, Russian Federation
kuroptevpasha@mail.ru

Abstract: *In this research profiles that describes ridges of the broadband horn antenna are investigated. It is shown that with different profiles of the ridges changing a voltage standing wave ratio of the antenna with fixed dimensions of the horn. The profile that delivers the best voltage standing wave ratio in the frequency range is determined.*

Keywords: *broadband horn antenna, ridge, exponential and elliptical profiles, cubic Bezier, round segment, voltage standing wave ratio.*

Исследование профиля согласующих рёбер широкополосной рупорной антенны

Куроптев П.Д., Левяков В.В., Фатеев А.В.
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
ООО НПК «ТЕСАРТ», г. Томск, 634050, Российская Федерация
kuroptevpasha@mail.ru

Аннотация: *Исследуются профили, описывающие согласующие рёбра широкополосной рупорной антенны. Показано, что при различных профилях согласующих рёбер антенны изменяются её коэффициент стоячей волны при постоянных размерах рупора. Определён профиль, обеспечивающий минимальное значение коэффициента стоячей волны.*

Ключевые слова: широкополосная рупорная антенна, согласующее ребро, экспоненциальный и эллиптический профиль, кубическая кривая Безье, коэффициент стоячей волны.

1. Введение

В настоящее время в линиях радиосвязи применяются системы, использующие широкополосные сигналы. Одним из основных элементов таких систем являются антенны. Наиболее простыми широкополосными

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

антеннами являются рупорные. Высокий коэффициент усиления, низкий уровень боковых лепестков, простая схема возбуждения позволяют применять их в различных областях техники. Особенно актуально использование рупоров в технике измерений параметров антенно-фидерной системы. В этом случае они применяются в качестве эталонных при измерениях параметров антенн в дальней зоне или в качестве зондовых при измерениях амплитудно-фазовых характеристик антенн в ближней зоне [1-3].

В работе [4] была описана широкополосная рупорная антенна с двумя согласующими рёбрами, изображённая на рис. 1, а также приведены характеристики, полученные в результате её моделирования в САПР. Одним из основных параметров антенны является коэффициент стоячей волны (КСВ).

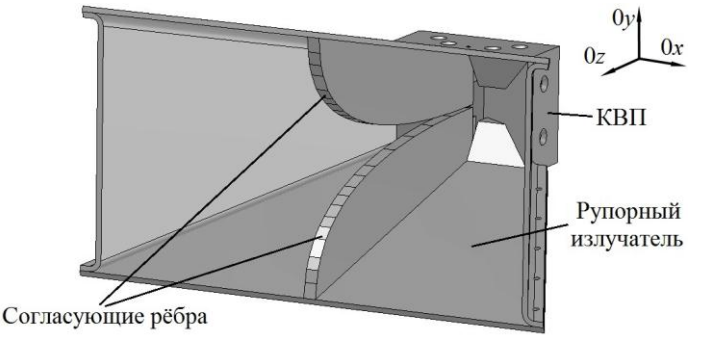


Рис. 1. Широкополосная рупорная антенна с двумя согласующими рёбрами

Fig. 1. Broadband double-ridged horn antenna

Если провести анализ широкополосных рупорных антенн, описанных в статьях на сегодняшний день, то можно заметить, что существует несколько вариантов исполнения согласующих рёбер: в [5] для описания ребра используется экспоненциальный профиль, в [6, 7] – эллиптический, экспоненциальный с сегментом окружности – в [8, 9], улучшенный дизайн в виде кубической кривой Безье приведён в [10]. При этом все рассмотренные модели рупоров имеют различные значения КСВ. В работе [10] было доказано, что именно профиль согласующих рёбер значительно влияет на характеристику КСВ.

В данной работе проведено исследование различных профилей согласующих рёбер с целью определения оптимального варианта, при котором характеристика КСВ будет минимальной в рассматриваемом диапазоне частот от 0,8 до 50 ГГц.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

2. Математические модели согласующих рёбер

Рассмотрим пять кривых, описывающих профиль согласующих рёбер: экспоненциальная, эллиптическая, кубическая кривая Безье, экспоненциальная с сегментом окружности и полиномиальная. Согласующие рёбра, выполненные при помощи перечисленных кривых, приведены на рис. 2. Стоит отметить, что у всех исследуемых профилей имеется линейный участок от точки соединения с коаксиальной линий передач длиной в 3 мм, т.к. ранее в работе [10] было установлено, что при такой длине КСВ минимально.

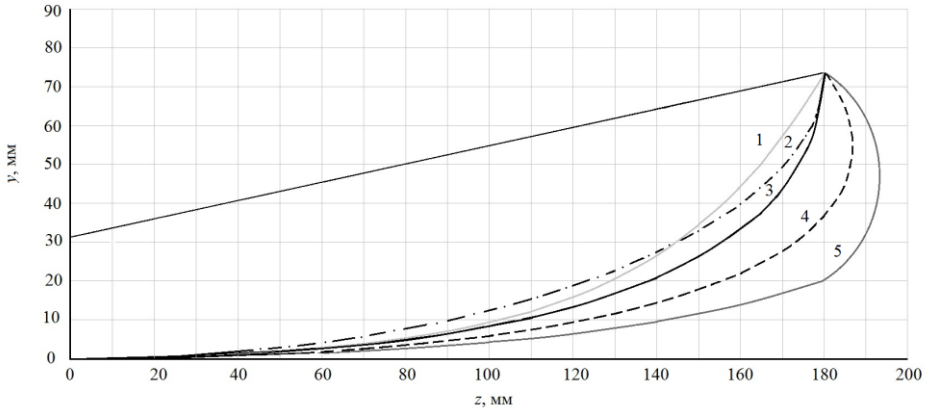


Рис. 2. Исследуемые профили согласующих рёбер
(кривая 1 соответствует экспоненциальному профилю, 2 — эллиптическому,
3 – полиномиальному, 4 – кубической кривой Безье,
5 – экспоненциальному с сегментом окружности).

Fig. 2. The ridges being investigated
(curve 1 corresponds to the exponential profile, 2 – elliptical, 3 – polynomial, 4 – Cubic Bezier,
5 – exponential with circular segment)

Для того чтобы определить, какая из кривых является оптимальной, проведём сравнение характеристик КСВ в частотном диапазоне от 0,8 до 50 ГГц. При этом значения длины рупорного излучателя и высоты апертуры постоянны и равны l = 180 мм (по оси z) и h = 145 мм (по оси y) соответственно.

Экспоненциальный профиль.

Экспоненциальный профиль задаётся уравнением вида

$$y(z) = \frac{r}{2} e^{az} + bz, \qquad (1)$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

где r – расстояние между рёбрами в точке соединения с коаксиальной линией передач;

b = 0,02 – константа, улучшающая характеристику КСВ, что было показано в работах [2, 5];

$$a = \frac{1}{l} \cdot \ln\left(\frac{h - 2 \cdot b \cdot l}{r}\right).$$

Эллиптический профиль.

Для построения эллиптического профиля используется четверть эллипса, которая задаётся при помощи уравнения

$$y(z) = \sqrt{\left(1 - \frac{z^2}{l^2}\right)} \cdot \left(\frac{h}{2} - \frac{r}{2}\right) + \frac{h}{2}, \quad (2)$$

Кубическая кривая Безье.

Профиль, аппроксимированный кубической кривой Безье, основан на работе [10]. Уравнения для координат y и z для такого профиля выглядят следующим образом

$$y(t) = y_0(1-t)^3 + 3y_1t(1-t)^2 + 3y_2t^2(1-t) + y_3t^3, \quad (3)$$

$$z(t) = z_0(1-t)^3 + 3z_1t(1-t)^2 + 3z_2t^2(1-t) + z_3t^3, \quad (4)$$

где y_0-y_3 и z_0-z_3 – координаты контрольных точек, используемых для создания профиля, t – переменная в промежутке [0; 1].

Координаты контрольных точек были определены в ходе параметрического исследования. Их значения:

$(y_0; z_0) = (r; 0) = (1{,}55; 0)$,

$(y_1; z_1) = (r; 240) = (1{,}55; 240)$,

$(y_2; z_2) = (72{,}6; 180{,}1)$,

$(y_3; z_3) = (72{,}5; 180)$.

При таком профиле согласующие рёбра выступают из апертуры рупора.

Экспоненциальный профиль с сегментом окружности.

В работах [8, 9] к традиционно используемому экспоненциальному профилю был добавлен сегмент окружности, который помог достичь лучшего согласования. Экспоненциальный профиль задаётся в виде уравнения

$$y(z) = \frac{r}{2} e^{cz}, \quad (5)$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

где $c = \frac{1}{z_{circle}} \ln\left(\frac{2y_{circle}}{r}\right)$, y_{circle} и z_{circle} – координаты начальной точки сегмента окружности:

$$(y_{circle}; z_{circle}) = (179{,}8; 19{,}5).$$

Для описания сегмента используется три восьмых части окружности с радиусом 30 мм. При этом, в месте соединения экспоненциального профиля и сегмента отсутствует резкий переход. Также как и в случае с кубической кривой Безье, у данного профиля рёбра выступают из апертуры рупора.

Полиномиальный профиль.

Рассмотрим ещё один профиль, заданный по координатам. Описывающая его функция может быть аппроксимирована при помощи полинома вида

$$y(z) = 45{,}86z^{0{,}344}. \quad (6)$$

3. Результаты и их анализ

Полученные характеристики КСВ при различных согласующих рёбрах приведены на рис. 3.

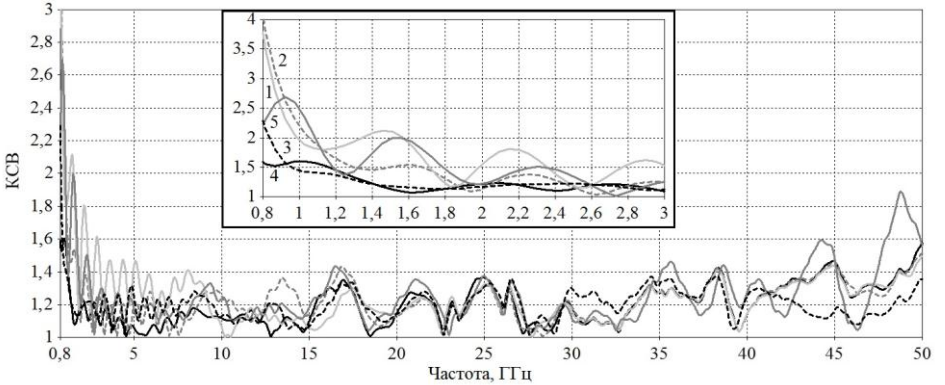


Рис. 3. КСВ рупора при различных профилях согласующих рёбер
(кривая 1 соответствует экспоненциальному профилю, 2 — эллиптическому,
3 – полиномиальному, 4 – кубической кривой Безье,
5 – экспоненциальному с сегментом окружности).

Fig. 3. The VSWR of horn antenna with different profiles of ridges
(curve 1 corresponds to the exponential profile, 2 – elliptical, 3 – polynomial, 4 – Cubic Bezier,
5 – exponential with circular segment)

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Анализируя полученные данные, можно заметить, что характеристики КСВ всех профилей расположены ниже 2 начиная с частоты 1,6 ГГц, а на нижних частотах диапазона наблюдаются самые большие различия характеристик. Экспоненциальный и эллиптические профили имеют максимальные значения КСВ на частоте 0,8 ГГц – 3,75 и 4 соответственно. Добавление сегмента окружности к экспоненциальному профилю незначительно снижает КСВ – 2,45. Наилучшие значения имеют профили, описанные полиномом и кубической кривой Безье. Исходя из значения на нижней частоте рассматриваемого диапазона (1,57 у кубической кривой Безье и 2,5 – у полиномиальной функции), можно сказать, что кубическая кривая Безье является оптимальной функцией для описания профиля согласующих рёбер широкополосной рупорной антенны. Максимальное значение КСВ в диапазоне от 0,8 до 50 ГГц не превышает 1,6, а в диапазоне от 1,4 до 44 ГГц – не превышает 1,4.

4. Заключение

Таким образом, в работе исследована зависимость характеристики КСВ от различных профилей согласующих рёбер. Рассмотрены математические модели построения экспоненциального, эллиптического, полиномиального, экспоненциального с сегментом окружности профилей, а также описанного кубической кривой Безье. Показано, что кубическая кривая Безье является оптимальной и имеет наименьшее значение КСВ на низких частотах диапазона при постоянных размерах рупора.

Список литературы

[1] Bruns C., Leuchtmann P., Vahldieck R. Comprehensive analysis and simulation of a 1-18 GHz broadband parabolic reflector horn antenna system // IEEE Trans. on Antennas and Propagat. 2003. V. 51. № 6. P. 1418-1422.

[2] Kerr J.L. Short axial length broadband horns // IEEE Trans. on Antennas and Propagat. 1973. V. 21. № 5. P. 710–714.

[3] Bruns C., Leuchtmann P., Vahldieck R. Analysis and simulation of a 1-18 GHz broadband double-ridged horn antenna // IEEE Trans. on Electromagn. Compat. 2003. V. 45. № 1. P. 55–60.

[4] Куроптев П.Д., Левяков В.В., Фатеев А.В. Широкополосная рупорная антенна диапазона 0,8-30 ГГц // Доклады ТУСУР. 2016. № 2 (19). С. 23-27.

[5] Shen Z., Feng C. A new dual-polarized broadband horn antenna // IEEE Antennas and Wireless Propagat. Lett. 2005. V. 4. P. 270-273.

[6] Jacobs O.B., Odendaal J.W., Joubert J. Elliptically shaped quad-ridge horn antennas as feed for a reflector // IEEE Antennas and Wireless Propagat. Lett. 2006. V. 10. P. 756-759.

[7] Malherbe J.A.G. Extreme performance TEM horn // Microwave and Optical Techn. Lett. 2008. V. 50. № 8. P. 2121-2125.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[8] Kim O.S., Pivnenko S., Breinbjerg O. Wideband scalable probe for spherical near-field antenna measurements // Proceedings of the European Conference on Antennas and Propagat. 2012. P. 769-772.

[9] Abbas-Azimi M., Arazm F., Rashed-Mohassel J., Faraji-Dana R. Design and optimization of a new 1-18 GHz double ridged guide horn antenna // J. of Electromag. Waves and App. 2007. V. 21. № 4. P. 501-516.

[10] Jacobs O.B., Odendaal J.W., Joubert J. An improved design for a 1-18 GHz double-ridged guide horn antenna // IEEE Trans. on Antennas and Propagat. 2012. V. 60. № 9. P. 4110-4118.

References

[1] Bruns C., Leuchtmann P., Vahldieck R. Comprehensive analysis and simulation of a 1-18 GHz broadband parabolic reflector horn antenna system. *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, 2003, vol. 51, no. 6, pp. 1418-1422.

[2] Kerr J.L. Short axial length broadband horns. *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, 1973, vol. 21, no. 5, pp. 710–714.

[3] Bruns C., Leuchtmann P., Vahldieck R. Analysis and simulation of a 1-18 GHz broadband double-ridged horn antenna. *IEEE Trans. on Electromagn. Compat.*, 2003, vol. 45, no. 1, pp. 55–60.

[4] Kuroptev P.D., Levyakov V.V., Fateev A.V. [The broadband horn antenna 0,8-30 GHz range]. *Doklady TUSUR*, 2016, no. 2 (19). pp. 23-27. (In Russian).

[5] Shen Z., Feng C. A new dual-polarized broadband horn antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagat. Lett.*, 2005, vol. 4, pp. 270-273.

[6] Jacobs O.B., Odendaal J.W., Joubert J. Elliptically shaped quad-ridge horn antennas as feed for a reflector. *IEEE Antennas and Wireless Propagat. Lett.*, 2006, vol. 10, pp. 756-759.

[7] Malherbe J.A.G. Extreme performance TEM horn. *Microwave and Optical Techn. Lett.*, 2008, vol. 50, no. 8, pp. 2121-2125.

[8] Kim O.S., Pivnenko S., Breinbjerg O. Wideband scalable probe for spherical near-field antenna measurements. *Proceedings of the European Conference on Antennas and Propagat.*, 2012, pp. 769-772.

[9] Abbas-Azimi M., Arazm F., Rashed-Mohassel J., Faraji-Dana R. Design and optimization of a new 1-18 GHz double ridged guide horn antenna. *J. of Electromag. Waves and App*., 2007, vol. 21. no. 4, pp. 501-516.

[10] Jacobs O.B., Odendaal J.W., Joubert J. An improved design for a 1-18 GHz double-ridged guide horn antenna. *IEEE Trans. on Antennas and Propagat*., 2012, vol. 60, no. 9, pp. 4110-4118.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Synthesis and optimization of distribution system dual-frequency antenna with the radiation pattern of a special form

Svetlana G. Kondratieva, Pavel A. Shmachilin
Moscow Aviation Institute (National Research University)
Moscow, 125993, Russian Federation
shmachilin@gmail.com

Abstract: *The paper considers the issues of automated synthesis of distribution systems of phased antenna arrays. The process of preparation of the numerical model and the optimization criteria are considered.*

Keywords: *phased antenna arrays, beamforming, CAD, optimization, power distribution system, power divider.*

Синтез и оптимизация двухчастотной распределительной системы ФАР с ДН специальной формы

Кондратьева С.Г., Шмачилин П.А.
Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)
г. Москва, 125993, Российская Федерация
shmachilin@gmail.com

Аннотация: *В работе рассматриваются вопросы синтеза и оптимизации СВЧ схемы двухчастотного полоскового делителя для фазированной антенной решётки с диаграммой направленности специальной формы. Также уделено внимание принципам построения цифровой модели СВЧ устройства в среде САПР по модельному принципу. На основе получаемых в результате моделирования системы S-параметров рассматриваются особенности определения критериев процесса численной оптимизации для получения диаграмм направленности, формируемых ФАР на двух заданных частотах. При этом дополнительно рассматривается возможность проведения оценки устойчивости полученного решения в 5 % диапазоне частот на каждой несущей частоте, а также с учётом технологических процессов изготовления устройства.*

Ключевые слова: *фазированные антенные решётки, диаграммообразование, САПР, оптимизация, распределительная система, делитель мощности.*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Схема деления мощности, играющая роль системы диаграммообразования в ФАР, должна обеспечить формирование в апертуре амплитудного и фазового распределения требуемой формы. При этом, амплитудно-фазовое распределение (АФР) будет частотно зависимо, что неблаготворно скажется на направленных свойствах ФАР при изменении частоты сигнала. В связи с этим, при разработке двухчастотных ФАР ставится задача создания распределительных систем, обеспечивающих процедуру диаграммообразования в обоих частотных диапазонах. Эта задача может быть решена различными методами. Один из них – это построение двух независимых распределительных систем, каждая из которых осуществляет формирование АФР для своего частотного диапазона. Данный метод осложняется необходимостью использования частотно-селективных устройств, обеспечивающих сложение/деление двухчастотного сигнала на два частотных диапазона, а также тем, что две распределительные системы занимают больше полезного пространства. Второй метод – синтез совмещённой двухчастотной системы, способной формировать АФР сразу в обоих частотных диапазонах, удовлетворяющих критериям характеристик направленности. Недостатком данного метода является высокая алгоритмическая сложность процесса синтеза устройства, которое должно одинаково хорошо выполнять свои обязанности в двух частотных диапазонах, которые могут быть достаточно сильно разнесены друг относительно друга.

Одним из вариантов решения задачи синтеза двухчастотных схем деления мощности можно привести методику численной многопараметрической оптимизации структуры схемы деления по критериям, построенным на основе характеристик направленности ФАР и согласования устройства по входу.

Для иллюстрации процесса решения данной задачи рассмотрим процесс синтеза диаграммообразующей схемы малоэлементной ФАР, представляющей собой прямоугольное эквидистантное полотно размерами 8 по вертикали и 16 по горизонтали всенаправленных элементов. При этом в качестве требований к ней выставляется необходимость формирования моноимпульсной ДН в азимутальной плоскости с уровнем пересечения суммарной и разностной ДН по уровню -3 дБ, УБЛ -20 дБ, и косекансной ДН в угломестной плоскости в секторе углов от -20° до +50° с уровнем излучения в направлении земли не больше -14дБ и отклонением от формы косеканса в секторе рабочих углов не хуже -3дБ. При этом формирование ДН должно осуществляться в частотных диапазонах 1 и 1,5 ГГц с полосой 5% в каждом.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Сложность реализации распределительной системы для формирования косекансной ДН заключается в малом количестве антенных элементов, осуществляющих разложение функции ДН в ряд, что не даёт применить метод парциальных диаграмм при удовлетворении требований по низкому уровню излучения «в землю», да ещё и в обоих частотных диапазонах сразу. Тоже касается и азимутальной плоскости. Поэтому воспользуемся методами численной оптимизации. Для этого в пакете САПР AWR Design Environment построим параметрические численные модели делителей мощности азимутальной и угломестной плоскостей, и потребуем от алгоритмов численной оптимизации, заложенных в той же САПР, удовлетворить ряд критериев, сформированных на основе вычисленных диаграмм направленности и КСВ по входу.

2. Численные модели

Модели делителей в рассматриваемой САПР могут быть построены с использованием существующих структурных блоков полосковых линий передачи, каждый из которых обладает параметрами, описывающими геометрические размеры своего участка линии. Для упрощения процесса построения модели делителя, на первом этапе была построена параметрическая модель базового делителя на 2 (рис.1), которая в дальнейшем использовалась, как базовый элемент построения более сложной схемы деления, показанной. На рис.2 приведено изображение модели схемы деления мощности, осуществляющей формирование ДН косекансного типа в угломестной плоскости для подрешётки из 8 элементов. В качестве блоков, имеющих один вход и два выхода, выступают параметрические модели базовых делителей, показанных на рис.1.

При этом каждый параметр схемы делителя 1 на 8, по сути, представляет собой переменную, доступную для алгоритма численной оптимизации. В САПР для каждой переменной этой модели необходимо указать интервалы области значений, удовлетворяющие геометрии синтезируемого устройства (максимальные габаритные размеры, шаг между выходами – должен соответствовать шагу излучателей подрешётки, отсутствие геометрических пересечений и наложений полосковых линий, наличие интервалов между параллельными полосковыми линиями и т.п.).

Численная модель даёт возможность расчёта S-параметров и значения КСВ по первому порту, что достаточно для решения задачи оптимизации.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

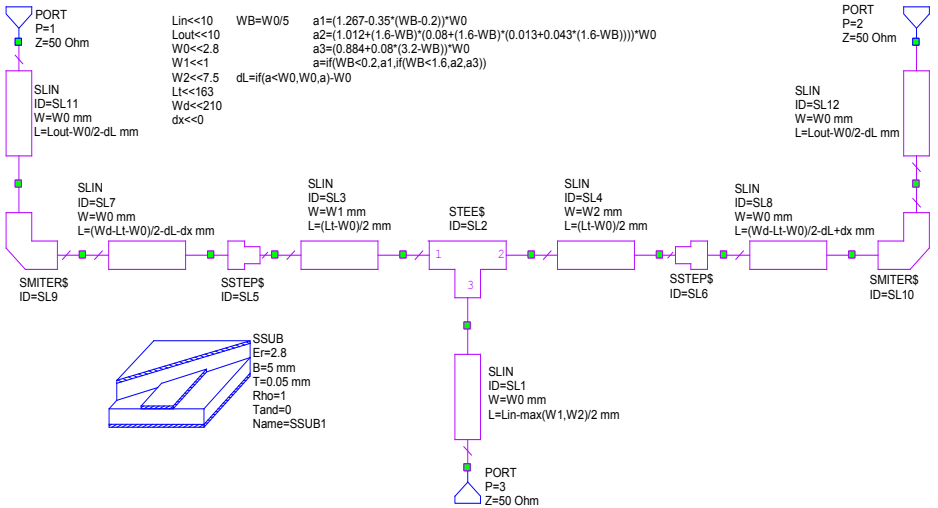


Рис. 1. Параметрическая модель базового делителя на 2.

Fig. 1. Parametric model strip divider

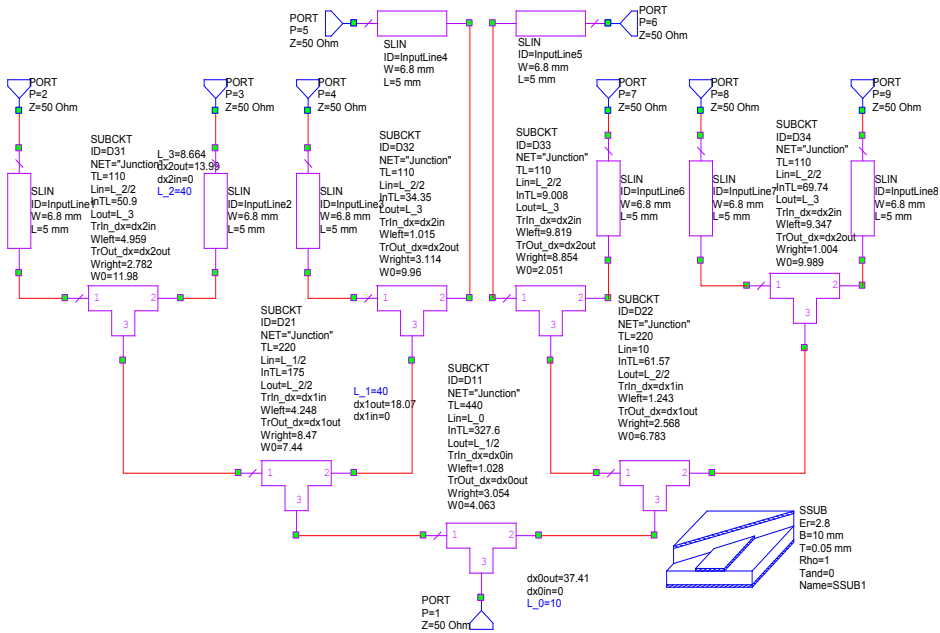


Рис.2. Схема формирования АФР косекансной ДН.

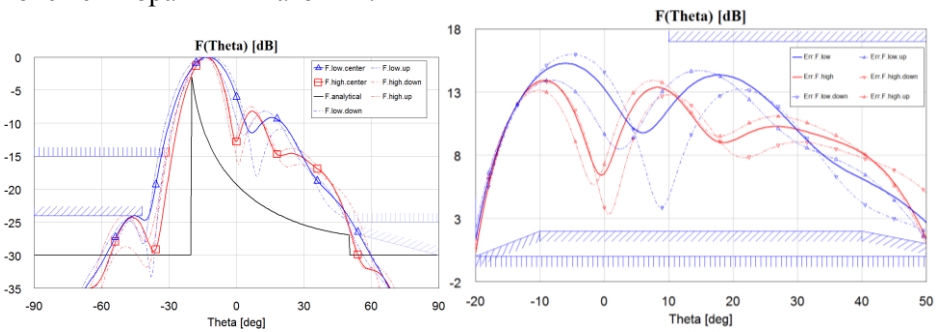
Fig. 2. Model beamforming scheme

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

3. Численная оптимизация модели

Результаты поиска оптимального решения задачи синтеза геометрии схемы деления могут дать решение, обеспечивающее формирование ДН косекансной и моноимпульсной формы. САПР обеспечивает расчёт S-параметров схемы, по сути являющихся частотно-зависимыми комплексными коэффициентами передачи между портами схемы. Таким образом, извлечённые значения S-параметров для частот 1 и 1.5 ГГц для каждого из выходных портов дадут массивы комплексных чисел, представляющих собой комплексные амплитуды полей возбуждения антенных элементов ФАР. Зная геометрию ФАР (шаг между элементами) и принимая ДН элемента ФАР, как ДН всенаправленного излучателя, можно рассчитать ДН ФАР для каждой из частот (а также на границах частотных диапазонов). При этом ДН на каждой из интересующих частот может быть представлена в виде массива значений, где в качестве аргумента функции ДН выступает массив значений углов, взятый с шагом 1°.

Таким образом, на каждом этапе моделирования САПР помимо перечня S-параметров будет рассчитывать и ДН для выбранных частотных точек с выбранным шагом 1°.



а) б)

Рис.3. Критерии оптимизации по форме косекансной ДН.
а) критерии по уровням бокового излучения; б) критерии по уровню отклонения от формы в зоне рабочих углов ДН.

Fig. 3. Optimization criteria for the shape of the radiation pattern

На рис.3.а показана синтезируемая косекансная ДН, где заштрихованные области определяют критерий «меньше, либо равно», определяющий, что значение функции должно быть меньше указанного уровня. На рис.3.б приведена функция модуля разности синтезируемой ДН и требуемой идеальной косекансной ДН в рабочем секторе углов. При этом введены критерии, определяющие, что функция должна быть не меньше 0 дБ во

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

всём диапазоне углов и не меньше 3 дБ в центре диапазона (данное допущение обеспечивает большую скорость сходимости решения). При этом введён дополнительный критерий «меньше, либо равно» для уровня 18 дБ, минимизирующий уровень пульсаций, и, как следствие, появление «слепых зон» в дальнейшем при учёте взаимодействия излучателей.

Ввиду того, что оптимизируемая модель обладает количеством степеней свободы (числом переменных), в процессе оптимизации применялись алгоритмы, показавшие максимальную скорость схождения: симплекс метод, Robust optimization [3] и метод градиентного спуска.

4. Заключение

Таким образом, в работе приведён разбор варианта решения задачи синтеза двухчастотной распределительной ФАР с применением реализованных в САПР алгоритмов численной оптимизации путём построения численной модели полоскового делителя и определения системы критериев оптимальности на основе характеристик направленности и согласования. При этом рассмотрены особенности построения моделей, обеспечивающие увеличение скорости сходимости задачи.

Список литературы

[1] Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решёток. Учеб. пособие для ВУЗов / Д.И. Воскресенский, В.И. Степаненко, В.С. Филиппов и др. Под ред. Д.И. Воскресенского 3-е изд., доп. и пере-раб. –М.: Радиотехника 2003. -632с.

[2] Дмитриев. Е.Е. Основы моделирования в Microwave Office 2009. Интернет, 2010. — 121 с..

[3] Robust Optimization Made Easy with ROME Operations Research 59(4), pp. 973–985, © 2011 INFORMS.

References

[1] Microwave device and antenna. Design of phased antenna arrays./ D. I. Voskresensky, V. I. Stepanenko, V. S. Filippov –M.: Radio Engineering 2003. -p.632.. (In Russian).

[2] Dmitriev. E. E. fundamentals of simulation in Microwave Office 2009. Internet, 2010. — p.121. (In Russian).

[3] Robust Optimization Made Easy with ROME Operations Research 59(4), pp. 973–985, © 2011 INFORMS.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Scattering signature of airborne antenna arrays

Elena M. Dobychina, Mikhail V. Snastin, Anatoly E. Obukhov
Moscow Aviation Institute (National Research University)
Moscow, 125993, Russian Federation
dem5577@yandex.ru
mexanizmys@ya.ru
o6yxoff@gmail.com

Abstract: *The slotted waveguide antenna array reflection characteristic was explored. In order to analyze the radar-cross section. Radar-cross section measurement was performed with comparison technique and the flat metal surface was used as standard target. Experiment shows that it is possible to estimate design parameter of the object under test s, not only the electrical ones, based on measured data.*

Keywords: *Back-scattering radar-cross section, radar visibility, panoramic view, anechoic chamber, slot antenna array.*

Характеристики рассеяния антенных решеток на борту летательных аппаратов

Добычина Е.М., Снастин М.В., Обухов А.Е.
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)»
г. Москва, 125993, Российская Федерация
dem5577@yandex.ru
mexanizmys@ya.ru
o6yxoff@gmail.com

Аннотация: *Исследована характеристика отражения радиосигнала от полотна волноводно-щелевой антенной решётки в широком диапазоне частот с целью анализа эффективной площади рассеяния. Для оценки параметра применён метод сравнения с эталонным отражателем – плоским листом металла аналогичной площади. Эксперимент показал, что на основании измеренных данных возможно оценить не только электрические, но и конструктивные параметры измеряемого объекта.*

Ключевые слова: диаграмма обратного рассеяния, радиолокационная заметность, панорамный обзор, безэховая камера, щелевая антенная решётка.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Характеристики рассеяния объектов становятся актуальны, когда необходимо обеспечить скрытность передвижения их носителей. С момента строительства первых летательных аппаратов военного назначения и по сей день важнейшей задачей является уменьшение уровня их радиолокационной заметности.

Количественно уровень радиолокационной заметности объекта характеризуется величиной его эффективной площади рассеяния (ЭПР). Величина ЭПР является функцией частоты электромагнитного излучения и ориентации объекта в пространстве относительно луча локатора радиолокационной станции (РЛС). Для сложных групповых целей величина ЭПР может изменяться на порядки при изменении угла обзора на доли градуса [1]. На практике обычно представляют интерес измерения значений ЭПР в некотором диапазоне углов, что позволяет наблюдать колебания характеристик рассеяния объекта в процессе движения относительно локатора.

Проведение измерений с помощью векторного анализатора цепей существенно облегчает процедуру, а также позволяет вести панорамный обзор измеряемых величин.

2. Постановка задачи

В научном центре специальных радиоэлектронных систем и менеджмента МАИ была разработана и изготовлена волноводно-щелевая антенная решётка (ВЩАР) для малогабаритной бортовой РЛС. В процессе проведения испытаний в антенном вычислительном комплексе на базе БЭК МАИ возникла задача определения уровня радиолокационной заметности полотна ВЩАР. Внешний вид антенного полотна представлен на рис. 1.

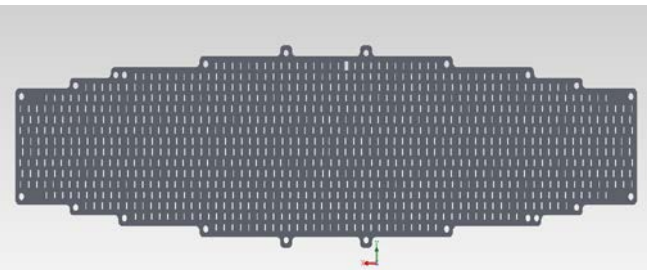


Рис. 1. Антенное полотно ВЩАР.
Fig. 1. The slotted waveguide antenna array unit.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Как известно из теории радиолокации, в случае моностатической локации ЭПР цели определяется уравнением:

$$\sigma = 4\pi R^2 \, {\Pi_2}/{\Pi_1} \tag{1}$$

где: R – расстояние от передатчика РЛС до объекта; $\Pi_2 = {P_{rx}}/{S_{rx}}$ – плотность потока мощности отражённой от цели волны вблизи приёмника РЛС; P_{rx} – мощность на входе приёмника РЛС; S_{rx} – эффективная площадь приёмной антенны; $\Pi_1 = \frac{P_{tx}}{4\pi R^2} D_{tx}$ – плотность потока мощности падающей волны в точке расположения цели; P_{tx} – выходная мощность передатчика РЛС;D_{tx} – коэффициент направленного действия передающей антенны.

В случае амплитудной калибровки [3] (метод сравнения с эталоном) выражение (1) сводится к:

$$\sigma_{tgt} = \sigma_{std} \left(\frac{R_{tgt}}{R_{std}}\right)^4 \frac{P_{rx_tgt}}{P_{rx_std}} \tag{2}$$

где: σ_{std} – известная ЭПР эталона; R_{tgt}, R_{std} – расстояние от РЛС до цели и эталона соответственно; P_{rx_tgt}, P_{rx_std} – мощность на входе приёмника РЛС при облучении цели и эталона соответственно.

В уравнении (2) приняты следующие допущения: измерение цели и эталона производятся в одинаковых условиях на одном и том же измерительном оборудовании. В научно-производственном центре радиоинформационной метрологии (НПЦ РИМ) создан антенный измерительно-вычислительный комплекс (АИВК), позволяющий проводить такие эксперименты.

3. Измерительный стенд

Для измерения ЭПР ВЩАР и сравнения его с ЭПР других объектов в безэховой камере АИВК был собран измерительный стенд, схема которого изображена на рис.2. На опорно-поворотное устройство 4, оснащённое специальной радиопрозрачной подставкой 5, устанавливается испытуемый объект – антенная решетка. Перед ней на расстоянии R1 и R2 располагаются две измерительные антенны 2 и 3, входы которых подключены через фидерный тракт к векторному анализатору цепей 1. Применяемые типы измерительных антенн и параметры измеряемых объектов приведены в таблице 1 и таблице 2. Измеряемый объект фиксируется по углу элевации $\varepsilon = 0°$, после чего проводится измерение комплексного коэффициента передачи между антеннами в автоматизированном режиме в зависи-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

мости от частоты зондирующего сигнала и угла α ориентации поворотного стола.

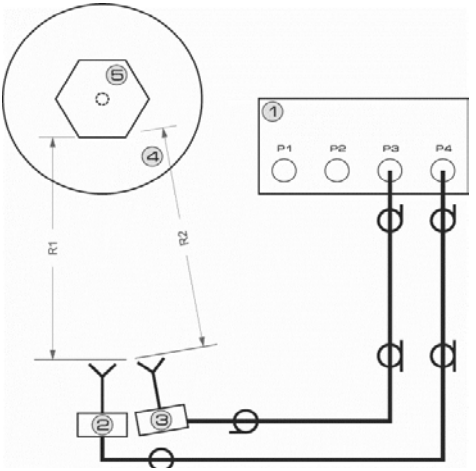


Рис.2. Схема измерительного стенда.
Fig. 2. Schema of measuring stand.

Табл. 1. Сведения об измерительном стенде.
Table 1. The measurement setup.

Диапазон	Применяемые антенны
4.0.. 18.0 ГГц шаг 10 МГц [1401 точка]	Satimo SH-4000 Satimo QR-2000
18.0.. 40.0 ГГц шаг 20 МГц [1101 точка]	Satimo SH-4000 Satimo QR-18000

Для всех диапазонов частот в векторном анализаторе цепей устанавливалась полоса фильтра промежуточной частоты 1 кГц. В качестве измерительных антенн выступали широкополосные рупорные антенны. Передающая – SH-4000 – однопортовая однополяризационная; приёмная – QR-2000 / QR-18000 – двухпортовая с двумя линейными ортогональными поляризациями.

Табл. 2. Измеряемые объекты.
Table 2. Objects under test.

Обозначение	Примечание
AUT	ВЩАР
STD	Эталонный отражатель для амплитудной калибровки

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

В качестве эталонного отражателя при измерениях выступал лист металла 160 мм × 340 мм. Проводилась амплитудная калибровка измерений (метод сравнения). В качестве оценки ЭПР эталонного отражателя выступали данные электродинамического моделирования в САПР.

4. Характеристики рассеяния антенной решетки

На рис. 3 представлена зависимость ЭПР от частоты зондирующего сигнала и азимутального положения поворотного стола α для ВЩАР (а) и плоского листа металла (б). Поляризация падающей волны – горизонтальная, приём на согласованной поляризации. Динамический диапазон отображения составляет 15 децибел от максимума каждой гармоники.

В области рабочей полосы частот ВЩАР наблюдается уменьшение интенсивности поля обратного излучения на нулевом пеленге. Это объясняется резонансным типом антенны и работой на согласованную нагрузку. В широкой полосе частот плоская ВЩАР ведёт себя как элементарный отражатель – плоский лист металла.

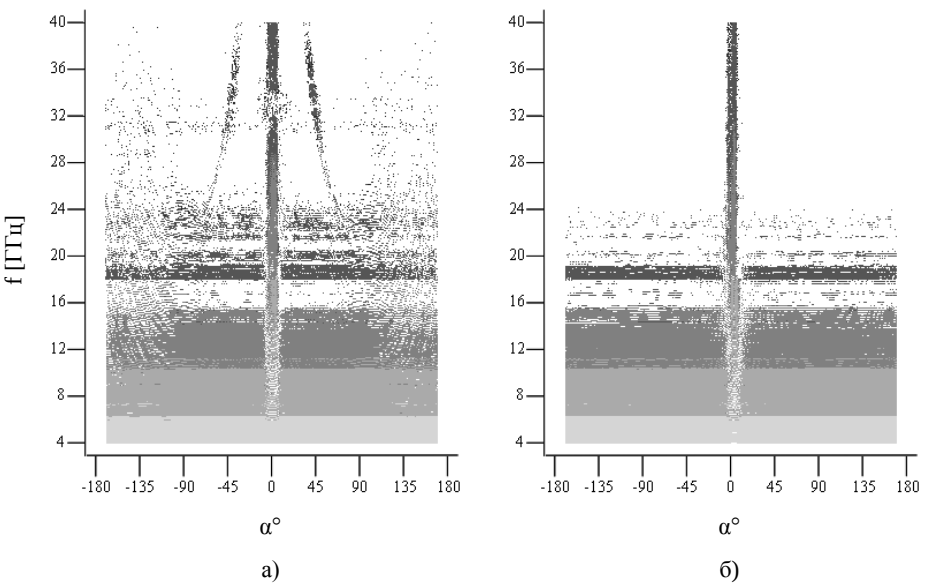


Рис. 3. Распределение ЭПР в передней полусфере в зависимости от частоты при $\varepsilon = 0°$.
а) ВЩАР; б) отражатель в виде пластины.
Fig. 3. Frequency dependence of RCS distribution at the front hemisphere with $\varepsilon = 0°$.
a) SWA; b) flat metal reflector.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

На рисунке 4 представлен график зависимости площади данного отражателя, расположенного на той же дальности, от частоты.

На высоких частотах начинает сказываться влияние щелей – помимо главного максимума в передней полусфере, по нормали к полотну, возникает два дифракционных, пеленг которых зависит от частоты зондирующего сигнала (рис. 3). Их появление обусловлено влиянием щелей и геометрией полотна ВЩАР. Благодаря панорамному обзору в частотной области появляется возможность установить рабочий диапазон антенной системы пеленгуемой РЛС.

Вне рабочей полосы частот ВЩАР, где влиянием дифракции на щелевых излучателях можно пренебречь, площадь эквивалентной металлической пластины составляет в среднем 500 см^2, что согласуется с реальной площадью апертуры антенного полотна ВЩАР.

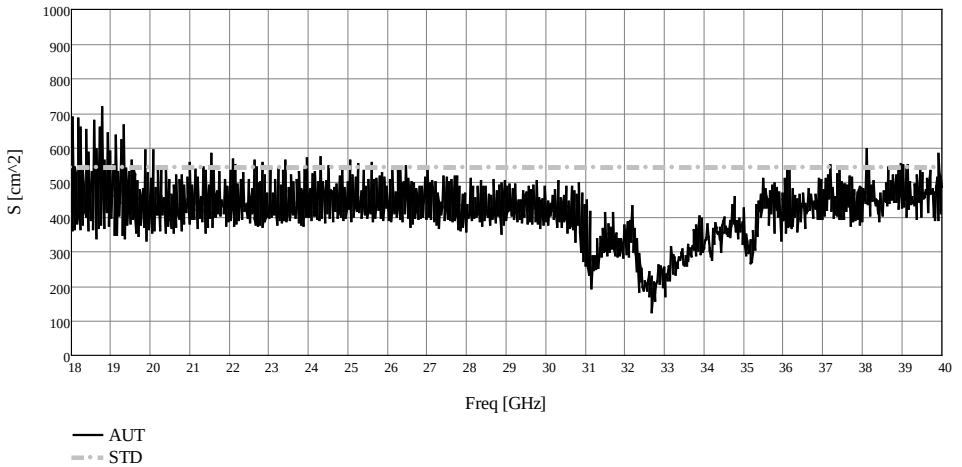


Рис. 4. Площадь металлической пластины, эквивалентной по ЭПР: сплошная – ВЩАР; пунктирная – отражателю.
Fig. 4. The area of metal plate with equivalent RCS to: solid – SWA; dotted – reflector.

Таким образом, существует возможность оценки не только электрических характеристик, но и конструктивных.

5. Заключение

В результате проделанной работы, появилась возможность выработать технические требования к характеристикам маскирующего экрана [2], интегрированного например, в обтекатель, защищающий антенную систе-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

му на борту летательного аппарата. Это позволит снизить радиолокационную заметность антенной решетки, особенно во время намеренного прекращения работы РЛС.

Источники финансирования и выражение признательности

Исследования проведены, и доклад подготовлен в рамках выполнения в НПЦ РИМ государственного заказа «Обеспечение проведения научных исследований» по теме № П4333-04000, а также в ходе реализации комплексного проекта «Разработка и организация высокотехнологичного производства малогабаритной многорежимной бортовой радиолокационной системы Ku – диапазона волн для оснащения перспективных беспилотных и вертолетных систем» при финансовой поддержке Правительства Российской Федерации (Минобрнауки России).

Список литературы

[1] Радиолокационные системы: учебник для вузов/ под ред. П.А. Бакулева. М.: Радиотехника, 2015. С. 32-55.

[2] Лагарьков А.Н., Федоренко А.И., Кисель В.Н., Кибец С.Г., Семененко В.Н. Актуальные задачи стелс-технологий. Основные направления фундаментальных и прикладных исследований ИТПЭ РАН. Тема 5. С. 13-15.

[3] Grace I.M. Measurement of Radar Cross Section Using the “VNA Master” Handheld VNA // Anritsu, Application Note.

References

[1] *Radar sistems: textbook for university* (ed. by P.A. Bakulev). M.: Radiotekhnika, 2015. pp. 32 - 55. (In Russian).

[2] Lagarkov A.N., Fedorenko A.I., Kisel V.N., Kibec S.G., Semenenko V.N. [Aktual problems of stealth technology]. *Osnovnye napravleniya fundamentalnyh i prikladnyh issledovanij ITPE RAN*, vol. 5, pp. 13 - 15. (In Russian).

[3] Grace I.M. *Measurement of Radar Cross Section Using the “VNA Master” Handheld VNA* // Anritsu, Application Note.

Acknowledgements

The report was conducted in the framework of projects of the government contact «Scientific research providing» No. П4333-04000 and during realization of the complex project «Ku-band miniature multifunctional airborne radar station high-technology development and organization of production for unmanned and helicopter systems equipment» with funds provided by Russian Federation Government (Russian Ministry of Education and Science).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Antenna array with multi-mode wideband Vivaldi elements

Elena A. Redkina[1], Marianna V. Ivashina[1], R. Maaskant[2]
[1]*Sevastopol State University*
Sevastopol, 29053, Russian Federation
elenaredkina@gmail.com
[2]*Chalmers University of Technology*
Gothenburg, Sweden
marianna.ivashina@chalmers.se

Abstract: *The results of study of array with multi-mode Vivaldi antenna element are presented. The opportunities and limitations of dual-mode element excitation to create wide beam coverage at wide frequency band are discussed. The numerical results of study the proposed dual-mode Vivaldi element and also the total reflection coefficient in infinite array environment as a function of scan angle in E-plane for different wavelength are presented. The improving of scanning with using dual-mode element is shown. The opportunities of using the dual-mode element in scanning array are discussed.*

Keywords: *array antenna, multi-mode antennas, differential and common modes.*

Многоэлементная антенная решетка из двухмодовых широкополосных элементов Вивальди

[1]Редькина Е.А., [2]Ивашина М.В., [2]Мааскант Р.
[1]*ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»*
г. Севастополь,299053, Российская Федерация
elenaredkina@gmail.com
[2]*Технологический университет CHALMERS*
г. Гетеборг, Швеция
marianna.ivashina@chalmers.se

Аннотация: *Представлены результаты исследования характеристик антенной решетки из двухмодового Вивальди элемента. Рассматриваются возможности и ограничения двухмодового режима работы одиночного элемента для организации широкоугольного сканирования антенной решетки в относительно широком диапазоне частот. Приведены результаты теоретического моделирования основных характеристик одиночного элемента, а также исследования зависимости коэффициента отражения элемента в бесконечной антенной решетке от угла скани-*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

рования в заданном диапазоне длин волн. Показано улучшение сканирующих свойств при использовании двухмодового элемента. Обсуждены возможности применения двухмодового элемента сканирующей антенной решетке.

Ключевые слова: антенная решетка, многомодовые антенны, дифференциальный и синфазный режимы.

1. Введение

Современные тенденции развития беспроводных телекоммуникационных систем основаны на трех ключевых моментах [1]: на увеличении количества сетевых устройств; на непрерывном увеличении объема передаваемого трафика; высокие требования к скорости передачи. В отчетных документах крупных телекоммуникационных компаний при описании путей развития телекоммуникационной отрасли, выделены следующие ключевые задачи:

— применение различных путей для расширения рабочей полосы частот (прямое расширение спектра за счет изменения в лицензируемом частотном плане; расширение за счет разного вида агрегации полос и диапазонов [1]) вплоть до единиц ГГц [2].

— применение усовершенствованного оборудования, в том числе активных антенных решеток, сканирующих в широком диапазоне углов в заданном широком диапазоне частот.

Таким образом, с точки зрения развития антенных систем, вопрос обеспечения высокой чувствительности и широкополосности с возможностью обеспечения многолучевого сканирования теперь относится не только к системам радиолокации и астрономии, но и телекоммуникационному оборудованию [3]. Актуальным является и принцип совмещения антенн разных диапазонов, многодиапазонные антенны, а также применение активных антенн [1], [2].

При формировании активных антенн одной из проблем является согласование элемента антенной решетки с активным элементов (например, с дифференциальным усилителем). Антенна как многомодовый элементом соединяется с активным элементом специальными пассивными цепями. При это потери, возникающие при согласовании только по одному режиму и рассогласовании по остальным, обеспечивают появление шумов и уменьшают общую чувствительность системы.

Решения проблемы — применение антенн, оптимизированных к дифференциальной схеме питания [4] или же использование смешанного режима для обеспечения дополнительных свойств антенной системы [5, 6].

Данная работа посвящена описанию возможностей применения широкополосного элемента Vivaldi со смешанным (дифференциальным и

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

синфазным) режимом возбуждения в антенных решетках для беспроводных телекоммуникационных сетей.

2. Исследуемая модель

На рисунке 1 представлена исследуемая конфигурация двухмодового Vivaldi элемента, который может работать в двух ортогональных режимах излучения: дифференциальный и синфазный.

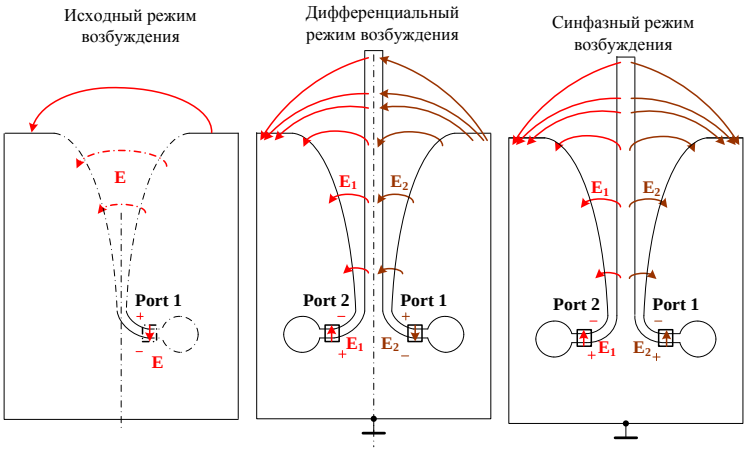


Рис. 1. К описанию принципа работы Vivaldi элемента в случае исходной конфигурации (а), в дифференциальном режиме модифицированного элемента (б), в синфазном режиме (в).

Fig. 1. Operating principle of Vivaldi element with initial configuration (a), in differentional mode (б), in common mode (в)

Исходная конфигурация «одномодового» Vivaldi элемента (см. рис. 1а) была взята из работы [7]. Для обеспечения режима дифференциального возбуждения в исходной конфигурации расширяющаяся прорезь была разделена на 2 части, так что образовался дополнительный монополь в раскрыве антенны и две расширяющихся щели (см. рис. 1б). Как видно из рисунка формирование определенного режима определяется выбором полярности в точках возбуждения. В случае дифференциального режима точки возбуждения имеют противоположный знак, так что центр структуры является областью нулевого потенциала, в случае синфазного возбуждения, монополь будет иметь потенциал, противоположный потенциалу экспоненциального раскрыва. В наших расчетах точки возбуждения моделируются как два источника напряжения, приложенных к заданным точкам геометрии элемента. Однако на практике схема питания в таких слу-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

чаях реализуется многопроводную передающую линию, которая обеспечивает возбуждение только заданных мод [6].

3. Практические результаты

На рисунке 2 и 3 представлены диаграммы направленности одиночного элемента Vivaldi в E и H плоскостях и оптимизированного активного коэффициента отражения бесконечной антенной решетки при различных углах сканирования.

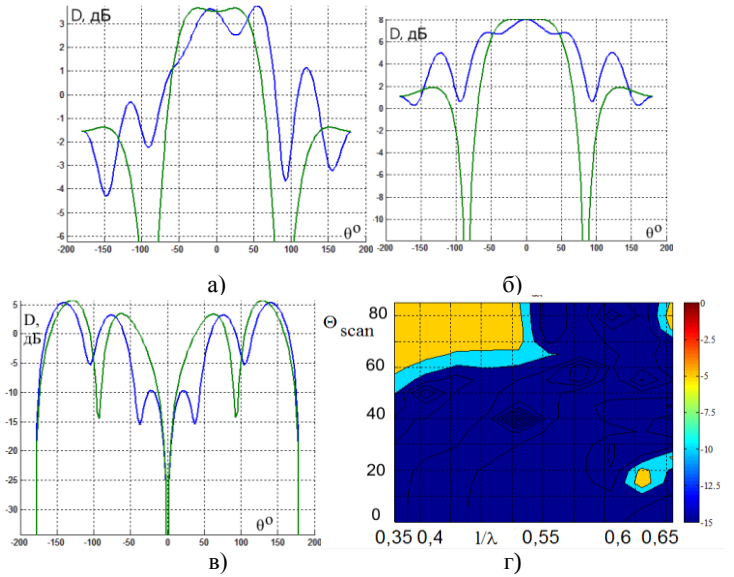


Рис. 2. Диаграммы направленности одиночного элемента исходной конфигурации (а), модифицированного элемента в дифференциальном режиме (б), в синфазном режиме (в), оптимизированный коэффициент отражения бесконечной антенной решетки (г).

Fig. 2. Radiation patterns of initial configuration (a), in differential mode (б), in common mode (в), optimized total reflection coefficient for different scan-angle and element-separation distance (г)

4. Заключение

Многолучевой режим широкополосных решеток может быть улучшен при одновременном использовании дифференциального и синфазного режимов возбуждения. Результаты исследования коэффициента отражения в бесконечной антенной решетки показывают возможность сканирования до 85° в случае, если расстояние между элементами не менее 0,5λ. В плотных антенных решетках, коэффициент отражения быстро увеличивает, начиная от 50° из-за сильного взаимного влияния элементов.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Список литературы

[1] LTE Releas12, White Paper 2013 [Эл. ресурс] / Ericsson. — Режим доступа: http://www.slideshare.net/ericsson_ru/white-paper-lte-release-12 (дата обращ.: 01.07.2016).

[2] 5G Radio Access, White Paper 2013 [Эл. ресурс] / Ericsson. — Режим доступа: http://www.slideshare.net/Ericsson/white-paper-5g-radio-access-capabilities-and-technologies (дата обращ.: 01.07.2016).

[3] *Prinsloo D. S., etc.* Synergy in design of phased array antennas for modern radio astronomy and wireless communication systems // Proc. EuCAP-2016. — Switzerland, 2016. — P. 1–4.

[4] *Eloy de Lera Acedo, etc.* Study and Design of a Differentially-Fed Tapered Slot Antenna Array // IEEE Trans. Antennas Propag., 2010. — P. 68—78.

[5] *Prinsloo D. S., Maaskant R., Ivashina M. V., Meyer P.* Mixed-mode sensitivity analysis of a combined differential and common mode active receiving antenna providing near-hemispherical field-of-view coverage // IEEE Trans. Antennas Propag., 2014. — P. 3951—3961.

[6] *Prinsloo D. S., Meyer P., Ivashina M. V., Maaskant R.* A quad-mode antenna for accurate polarimetric measurements over an ultra-wide field-of-view // Proc. EuCAP-2014. — The Netherlands, 2014. — P. 1—4.

[7] *Arts M., Ivashina M., Iupikov O., Bakker L., van den Brink R.* Design of a low-loss low-noise tapered slot phased array feed for reflector antennas // Proc. EuCAP-2010. — Spain, 2010. — P. 1—5.

References

[1] LTE Releas12, White Paper 2013 / Ericsson. – Access: http://www.slideshare.net/ericsson_ru/white-paper-lte-release-12 .

[2] 5G Radio Access, White Paper 2013 / Ericsson. – Access: http://www.slideshare.net/Ericsson/white-paper-5g-radio-access-capabilities-and-technologies .

[3] *Prinsloo D. S., etc.* Synergy in design of phased array antennas for modern radio astronomy and wireless communication systems // Proc. EuCAP-2016. – Switzerland, 2016. – P. 1–4.

[4] *Eloy de Lera Acedo, etc.* Study and Design of a Differentially-Fed Tapered Slot Antenna Array // IEEE Trans. Antennas Propag., 2010. – P. 68–78.

[5] *Prinsloo D. S., Maaskant R., Ivashina M. V., Meyer P.* Mixed-mode sensitivity analysis of a combined differential and common mode active receiving antenna providing near-hemispherical field-of-view coverage // IEEE Trans. Antennas Propag., 2014. – P. 3951–3961.

[6] *Prinsloo D. S., Meyer P., Ivashina M. V., Maaskant R.* A quad-mode antenna for accurate polarimetric measurements over an ultra-wide field-of-view // Proc. EuCAP-2014. – The Netherlands, 2014. – P. 1–4.

[7] *Arts M., Ivashina M., Iupikov O., Bakker L., van den Brink R.* Design of a low-loss low-noise tapered slot phased array feed for reflector antennas // Proc. EuCAP-2010. – Spain, 2010. – P. 1–5.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The simulation of the radioholography reflector antennas profile control method performance

Vladimir N. Mitrokhin, Eduard O. Mozharov
Bauman Moscow State Technical University
Moscow, 105005, Russian Federation
eduardmozharov@yandex.ru

Abstract: *The radioholography surfaces profile control method of the large aperture reflector antennas by the electromagnetic field in a near-field is presented. The simulation of radioholography reflector antennas profile control method work, based on the radiated near-field area scanning simulation, is made. The achievable accuracy of reflector profile reconstruction is estimated.*

Keywords: *radioholography, radiated near-field, reflector antennas, antennas profile, control method.*

Моделирование работы радиоголографического метода контроля профилей отражателей зеркальных антенн

Митрохин В.Н., Можаров Э.О.
Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана
г. Москва, 1005005, Российская Федерация
eduardmozharov@yandex.ru

Аннотация: *Представлен радиоголографический метод контроля профиля поверхностей крупноапертурных зеркальных антенн по электромагнитному полю в ближней зоне. Проведено моделирование работы радиоголографического метода контроля профилей отражателей зеркальных антенн, основанное на имитации сканирования в ближней излучаемой зоне. Оценена достижимая точность восстановления профиля отражателя.*

Ключевые слова: радиоголография, ближнее излучаемое поле, зеркальные антенны, профиль антенны, метод контроля.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Существует большое количество методов контроля поверхностей зеркальных антенн [1], которые можно разделить на две группы: контактные и бесконтактные. К контактным относятся способы с использованием юстировочного шаблона [2], координатного стола с механическим щупом [3, 4]. К бесконтактным способам относятся: фотограмметрия [5], радиоголографические методы контроля профиля [6, 7], методы с использованием ультразвука [8], с использованием лазерных радаров [2], трекеров, трехмерных сканеров, геодезических тахеометров и оптических схем. Значительный обзор методов контроля крупноразмерных объектов выполнен в работе [4]. Но не все из рассматриваемых способов подходят для контроля и юстировки поверхностей крупноапертурных зеркальных антенн, так как существуют сложно выполнимые требования: высокая точность измерений (порядка десятков мкм) при больших промеряемых размерах (от единиц метров до десятков метров).

В работах [1, 9] предложен новый радиоголографический способ контроля профиля поверхностей крупноапертурных зеркальных антенн по электромагнитному полю в ближней зоне. Для проверки этого метода в данной работе проводится численный эксперимент, который заключается в имитации работы планарного сканера ближнего поля.

2. Описание радиоголографический метод контроля профилей отражателей зеркальных антенн

На рис. 1 приведена схема измерительного стенда для получения радиоголограммы, по которой восстанавливается профиль отражателя исследуемой зеркальной антенны, где введены следующие обозначения: 1 – отражатель исследуемой антенны, 2 – планарный сканер ближнего поля, 3 – зонд. Планарный сканер ближнего поля 2 обеспечивает перемещение зонда 3 в вертикальной и горизонтальной плоскостях. Зонд работает в приемо-передающем режиме. Векторный анализатор цепей в режиме измерения комплексного коэффициента отражения S_{11} в сочетании с планарным сканером позволяют получить радиоголограмму, включающую в себя данные о положении зонда, амплитуде и фазе принятого сигнала.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

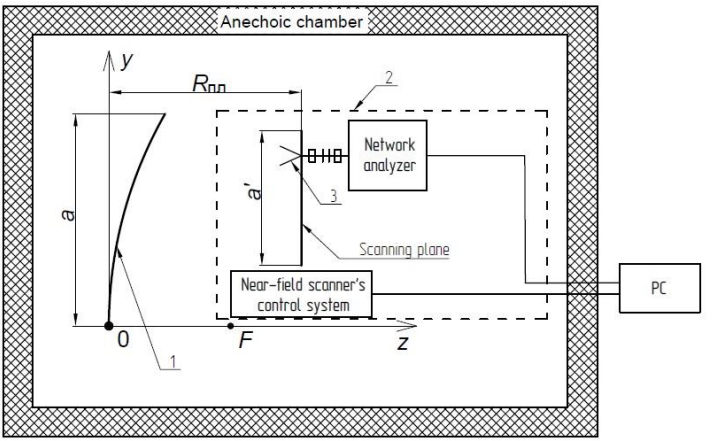


Рис. 1. Схема стенда контроля профиля отражателя радиоголографическим методом.

Fig. 1. The radiohology reflector profile control method facility scheme

Отклонение профиля поверхности исследуемой зеркальной антенны $\Delta z(x,y)$ находится по изменению фазы отраженного сигнала $\Delta\varphi(x,y)$, согласно формуле (1) [1].

$$\Delta z(x,y) = \frac{\lambda}{4\pi} \cdot \Delta\varphi(x,y). \quad (1)$$

Распределение набегов фазы $\Delta\varphi(x,y)$, вызванных неровностями отражателя, вычисляется по формуле (2), коэффициент C_1 определяется выражением (3).

$$\Delta\varphi(x,y) = Arg\left[e^{ik\left(\left(x^2+y^2\right)\left(\frac{1}{R_{пл}} - \frac{1}{2F}\right) + \frac{\left(x^2+y^2\right)^2}{16F^2 R_{пл}} \right)} \cdot C_1(x,y) \right], \quad (2)$$

$$C_1(x,y) = \int_{-\frac{a'}{2}}^{\frac{a'}{2}} \int_{-\frac{b'}{2}}^{\frac{b'}{2}} \frac{H(x',y')}{C_2(x',y')} \cdot e^{-i2k\left(\frac{xx'+yy'}{R_{пл}}\right)} dy'\,dx', \quad (3)$$

где, λ – длина волны в свободном пространстве, м;

c – скорость света в свободном пространстве, м/с;

$k=2\pi/\lambda$ – волновое число, м$^{-1}$;

x, y – координаты точек на поверхности отражателя исследуемой зеркальной антенны, м;

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

x', y' – координаты фазового центра зонда планарного сканера, м;

$H(x',y') = A(x',y') \cdot e^{ik\phi(x',y')}$ – комплексная амплитуда огибающей принятого сигнала;

$C_2(x',y') = e^{-ik\cdot\frac{x'^2+y'^2}{R_{пл}}}$ – множитель.

3. Численный эксперимент

Исследуется поверхность отражателя, поверхность которого изначально описывается уравнением параболоида вращения с фокусным расстоянием F=300 мм. Раскрыв антенны – круг с диаметром 500 мм. Отражатель составлен из 24 сегментов, которые можно сдвигать и вращать, имитируя неточность сборки зеркала.

Расстояние между плоскостью сканирования (плоскостью, в которой перемещается фазовый центр зонда) и вершиной параболоида составляет 400 мм. В роле зонда используется открытый конец волновода стандартного сечения 23x10 мм^2. Сканирование выполнено на частоте 10 ГГц. Комплексная трехмерная диаграмма направленности открытого конца волновода рассчитана методом моментов в программе FEKO. При моделировании зонд проходит область 200x200 мм^2 с шагом h=4 мм. Расчет электромагнитного поля в ближней излучаемой зоне выполняется методом физической оптики. Прием и передача выполняются на линейной поляризации поля.

На рис. 2 представлена модель отражателя со смещенными сегментами. Отклонения сегментов модели от параболической поверхности имеют ступенчатый характер: 2 мм, 1 мм, 0,5 мм, 0,25 мм, 0,1 мм и 0,05 мм.

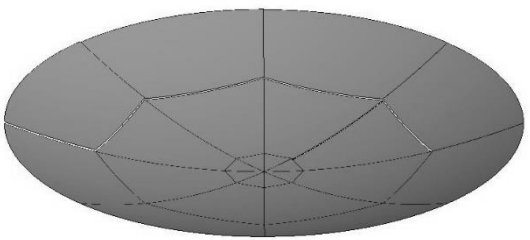


Рис. 2. Модель отражателя со смещенными сегментами.

Fig. 2. The reflector model with displaced segments

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

На рис. 3 представлены отклонения профиля поверхности отражателя, восстановленные по данным численного эксперимента. Проявляется заданный ступенчатый характер отклонений сегментов.

Сечения восстановленной поверхности отражателя по различным радиусам, показаны на рис. 4.

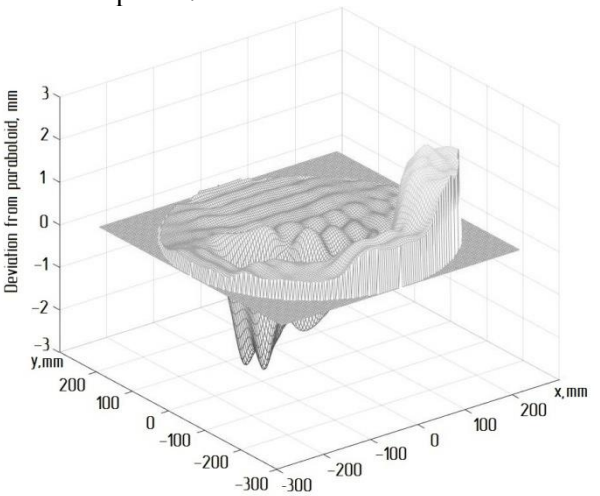


Рис. 3. Профиль отражателя, восстановленный по радиоголограмме.

Fig. 3. The reflector's profile recovered by radiohologram

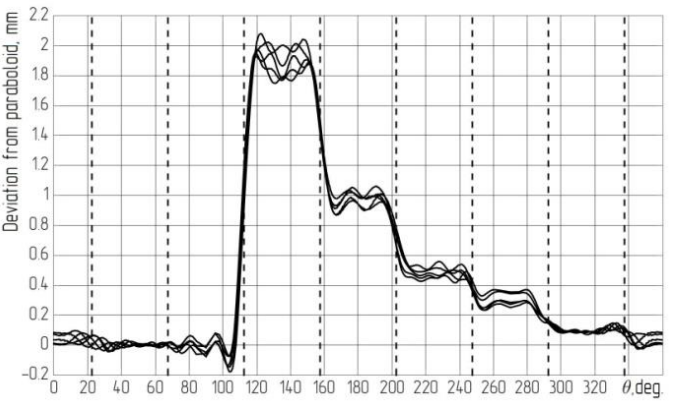


Рис. 4. Сечения восстановленной поверхности отражателя по радиусам:
200 мм, 210 мм, 220 мм, 230 мм и 240 мм.

Fig. 4. The reconstructed reflector surface cross-sections by radii:
200 mm, 210 mm, 220 mm, 230 mm and 240 mm.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Заключение

Моделирование работы радиоголографического метода контроля профилей отражателей зеркальных антенн, основанное на имитации сканирования в ближней излучаемой зоне, показало работоспособность предложенного метода. Точность измерения профиля поверхности отражателя составляет порядка $\lambda/150$, при зоне сканирования в 20% от площади раскрыва исследуемого отражателя.

Список литературы

[1] Митрохин В.Н., Можаров Э.О. Радиоголографический метод контроля профиля параболических зеркальных антенн по электромагнитному полю в ближней зоне // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2015. № 4. С. 81-95.

[2] Вечтомов В.А., Голубцов М.Е., Можаров Э.О. Зеркальный коллиматор миллиметрового диапазона волн // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2012. № 7. С. 303-311.

[3] Grattan C.L. Compact-scan, plane-polar microwave holographic technique for reflector antenna profile measurement // IEE Proceeding-H. 1992. V. 139. No. 1 P. 91-97.

[4] Peggs G.N., P G Maropoulos P.G., Hughes E.B., Forbes A.B., Robson S., Ziebart M., Muralikrishnan B. Recent developments in large-scale dimensional metrology // Proceedings of the Institution of Mechanical Engneers, Part B: Journal of Engineering Manufacture. 2009. V. 223. P. 571-595.

[5] Mast A.W. Electronic Antenna Calibration System and Measurements for compensating real-time dynamic distortions // IEEE Aerospace Conference Proceedings. 2010. Art. No. 5446958.

[6] Калинин А.В. Радиоголография больших антенн // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2011. № 5(3). С. 175-182.

[7] Mayer C.E., Davis J.H., Peters W.L., Voge W.J. A holographic surface measurement of Texas 4,9 antenna 86 GHz // IEEE Transactions on instrumentation and measurement. 1983. V. 32. No. 1. P. 102-109.

[8] Parin C.G., Lau A.K.K., Clarricoats P.J.B. Phase-only reflector antenna metrology // IEE Proceeding-H. 1989. V. 136. No. 4 P. 343-349.

[9] Митрохин В.Н., Можаров Э.О. Метод измерения профиля параболической зеркальной антенны по полю в ближней зоне // 24 Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь, 2014. Т. 2. С. 930-931.

References

[1] Mitrohin V.N., Mozharov Je.O. [Radioholography parabolic reflector antennas control method by electromagnetic near-field] *Vestnik MGTU im. N.Je. Baumana. Ser. Priborostroenie*, 2015, no. 4, pp. 81 - 95. (In Russian).

[2] Vechtomov V.A., Golubcov M.E., Mozharov Je.O. [Mirror collimator of millimeter range]. *Vestnik MGTU im. N.Je. Baumana. Ser. Priborostroenie*, 2012, no. 7, pp. 303 - 311. (In Russian).

[3] Grattan C.L. Compact-scan, plane-polar microwave holographic technique for reflector antenna profile measurement. *IEE Proceeding-H*, 1992, vol. 139, no. 1, pp. 91 - 97.

[4] Peggs G.N., P G Maropoulos P.G., Hughes E.B., Forbes A.B., Robson S., Ziebart M., Muralikrishnan B. Recent developments in large-scale dimensional metrology. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part B: Journal of Engineering Manufacture*, 2009, vol. 223, pp. 571 - 595.

[5] Mast A.W. Electronic Antenna Calibration System and Measurements for compensating real-time dynamic distortions. *IEEE Aerospace Conference Proceedings*, 2010, Art. no. 5446958.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[6] Kalinin A.V. [Radio holography of large antennas]. *Vestnik Nizhegorodskogo universiteta im. N.I. Lobachevskogo,* 2011, no. 5(3), pp. 175 - 182. (In Russian).

[7] Mayer C.E., Davis J.H., Peters W.L., Voge W.J. A holographic surface measurement of Texas 4,9 antenna 86 GHz. *IEEE Transactions on instrumentation and measurement,* 1983, vol. 32, no. 1, pp. 102 - 109.

[8] Parin C.G., Lau A.K.K., Clarricoats P.J.B. Phase-only reflector antenna metrology. *IEE Proceeding-H,* 1989, vol. 136, no. 4, pp. 343 - 349.

[9] Mitrohin V.N., Mozharov Je.O. [The measurement method of the profile parabolic reflector antennas by the near-field] *24 Mezhdunarodnaja Krymskaja konferencija «SVCh-tehnika i telekommunikacion-nye tehnologii». Sevasto-pol',* 2014, vol. 2, pp. 930 - 931. (In Russian).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Limit characteristics of small-size whip antenna matching with a negative impedance convertor

Aleksandr A. Golovkov, Ekaterina I. Mozhaeva, Sergey A. Kershis, Igor U. Pivovarov
St.-Petersburg State Electrotechnical University (LETI)
St.-Petersburg, 197376, Russian Federation
mozhaeva1702@gmail.com

Abstract: *There are the theoretic research results on bandwidth limitation of receiving small-size whip antenna impedance matching with non-foster circuits based on a negative impedance convertor discussed. The following situations are investigated: capacitor antenna impedance compensation with an equal negative capacitor and capacitor and inductance compensation with serial LC-circuits of negative reactances.*

Keywords: *Q-factor, electrically small-size whip antennas, negative impedance convertor, negative elements, impedance matching.*

Предельные характеристики согласования с помощью конвертора отрицательного импеданса штыревых малоразмерных антенн

Головков А.А., Можаева Е.И., Кершис С.А. , Пивоваров И.Ю.
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина) (СПбГЭТУ «ЛЭТИ»)
г. Санкт-Петербург, 197376*, Российская Федерация*
mozhaeva1702@gmail.com

Аннотация: *Приведены результаты теоретических исследований ограничения полосы согласования приемных малоразмерных штыревых антенн нефостеровскими цепями на основе конвертора отрицательного импеданса. Рассмотрены случаи: компенсации только емкости антенны с помощью эквивалента отрицательного конденсатора, а также емкости и индуктивности антенны с помощью последовательного LC-контура из отрицательных реактивностей.*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Ключевые слова: добротность, электрически малоразмерные штыревые антенны, конвертор отрицательного импеданса, отрицательные элементы, согласование.

1. Введение

Входной импеданс штыревой электрически малоразмерной (ЭМА) антенны имеет значительную реактивную (емкостную) и небольшую резистивную составляющие. Эквивалентная схема входного импеданса штыревой ЭМА показана на рис. 1, *а*. Для очень малых ЭМА эту схему можно упростить, например, представив модель входного импеданса штыревой антенны (рис. 1, *а*) в виде последовательного соединения резистора, включающего сопротивление излучения и потерь, индуктивности антенны и конденсатора (рис. 1, *б*), а на совсем низких частотах – последовательным соединением резистора и конденсатора (рис.1, *в*).

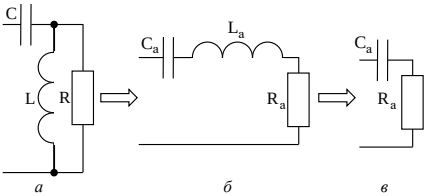


Рис.1-Модель входного импеданса штыревой ЭМА
Fig.1- Model input impedance whip SSA (small-size antenna)

Связь между номиналами элементов схем на рис.1, *а* и *б* определяется соотношениями [3]:

$$C_{\text{a}} = C;\ L_{\text{a}} = \frac{LR^2}{R^2 + \omega^2 L^2} \approx L;\ R_{\text{a}} = \frac{\omega^2 L^2 R}{R^2 + \omega^2 L^2} \approx \frac{\omega^2 L^2}{R},\ R^2 >> \omega^2 L^2. \qquad (1)$$

В данной работе показаны теоретические и практические результаты согласования ЭМА с использование нефостеровских элементов, которые могут быть реализованы с помощью конвертора отрицательного импеданса (КОИ), представляющий собой четырехполюсник, преобразующий входной импеданс Zн в выходной -Zн.

2. Исследуемая модель

Для согласования ЭМА в широком диапазоне частот предлагается использовать конвертор отрицательного импеданса (КОИ). Этот способ больше всего подходит для согласования приемных ЭМА, в цепях

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

которых уровни радиосигналов малы и активные элементы – транзисторы и операционные усилители работают в линейном режиме.

С появлением сверхмалошумящих высокочастотных операционных усилителей (СМОУ) более удобным оказалось использование схемы отрицательной емкости (см.рис.2а) и последовательного отрицательного LC-контура (см.рис.2б).



а) б)

Рис. 2- Схема реализации нефостеровских элементов
Fig.2- Implementation of the non-Foster elements scheme

3. Теоретические результаты

Ограничения полосы согласования приемных штыревых антенн, согласованных нефостеровскими цепями были получены для двух случаев:

1) если КОИ формирует отрицательную емкость, то можно добиться полной компенсации емкостной составляющей импеданса антенны и тогда импеданс антенны будет представлять собой параллельное соединение L и R (см.рис.1а). Считая, что модуль коэффициента отражения $|S_{11}|$ должен быть постоянен в рабочей полосе частот $\omega_в - \omega_н$, получаем ограничение для минимально-возможного значения $|S_{11}|$ при согласовании параллельно включенных L и R фостеровскими цепями в виде:

$$\ln\left|\frac{1}{S_{11}}\right| = \frac{\omega_p \pi\sqrt{r}}{(\omega_в - \omega_н)} \qquad |S_{11}| \geq e^{-\frac{\pi\omega_p\sqrt{r}}{(\omega_в - \omega_н)}}, \qquad (2)$$

где ω_p -резонансная частота штыревой ЭМА, $\omega_н$ -нижняя частота рабочего диапазона, $\omega_в$ -верхняя частота рабочего диапазона, r- относительное сопротивление входного сопротивления приемника.[9]

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

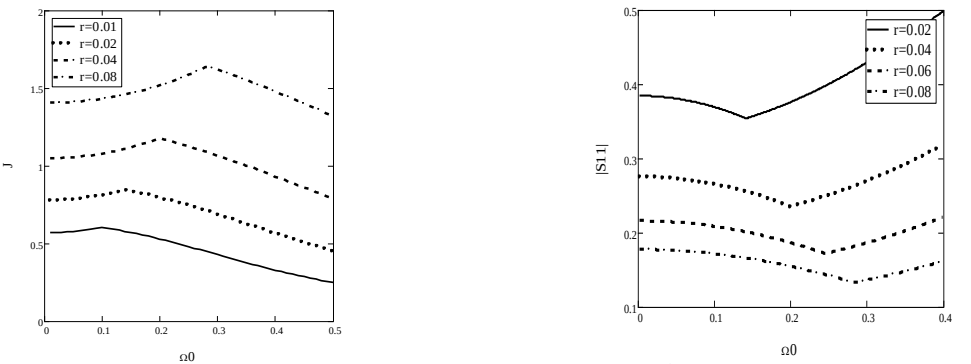
2) если КОИ формирует отрицательный LC-контур, то возможно полностью компенсировать реактивности антенны (см.рис1б). В этом случае при постоянном и минимальном значении $|S_{11}|$ в рабочей полосе частот $\omega_в - \omega_н$ и $|S_{11}|=1$ на всех остальных частотах, можно показать, что выражение для ограничения $|S_{11}|$ запишется следующим образом:

$$\int_0^\infty \ln\left|\frac{\left(\left(\Omega^2+r\right)^2+\Omega^2\left(\frac{\Omega_0^2-\Omega^2}{1+\Omega^2}\right)^2\right)}{\left(\left(\Omega^2-r\right)^2+\Omega^2\left(\frac{\Omega_0^2-\Omega^2}{1+\Omega^2}\right)^2\right)}\right| d\Omega = J(\Omega_0,r) \qquad -(\omega_в-\omega_н)\ln|S_{11}| = \frac{1}{2}\omega_P J(\Omega_0,r), \tag{3}$$

где $\Omega = \omega/\omega_p$, ω_p -резонансная частота штыревой ЭМА, $\Omega_0 = \omega_0/\omega_p$, ω_0 - частота на которой полностью компенсируется индуктивная составляющая L_a.

Последнее соотношение и представляет собой ограничение, связывающее рабочий диапазон частот $\omega_в - \omega_н$, модуль коэффициента отражения на выходе антенны $|S_{11}|$ в этом диапазоне с параметрами антенны ω_P, r и КОИ – ω_0. Интеграл $J(\Omega_0,r)$ в зависимости от Ω_0 был вычислен численно для различных значений r. Эти результаты представлены на рис.3а.

На рис.3б показаны графики значений $|S_{11}|$ для значения $(\omega_в-\omega_н)/\omega_p = 0{,}406$.



а) б)

Рис.3-Частотная зависимость $J(\Omega_0,r)$ и $|S_{11}|$

Fig.3- Frequency dependence $J(\Omega_0,r)$ and $|S_{11}|$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Как видно из приведенных графиков для каждого из значений *r* существует оптимальная частота ω_0, на которой КОИ должен полностью компенсировать индуктивность антенны.

4. Практические результаты.

Для проверки теоретических результатов для систем радиомониторинга был разработан ряд штыревых ЭМА и макет КОИ, реализующий отрицательную емкость-равную по номиналу входной емкости антенны. На рис.5 и рис.6 приведены результаты измерения уровня сигнала, принимаемого плоской вибраторной антенной и отношение сигнал-шум соответственно.

Из рис.4 видно, что использование КОИ позволяет увеличить уровень принимаемого плоской штыревой антенной сигнала до 20 дБмВ. Измеренный результаты соотношения сигнал-шум для этой антенны при наличии активной согласующей цепи и без нее практически совпадают. В докладе приводятся результаты и для штыревых антенн других типов.

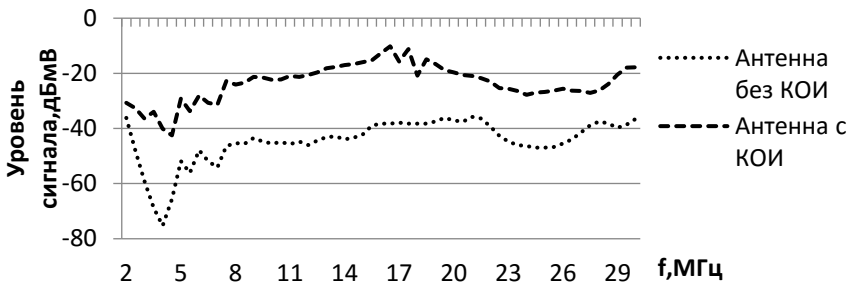


Рис.4-Уровень принимаемого плоской штыревой ЭМА сигнала
Fig.4- Received signal level of flat whip SSA

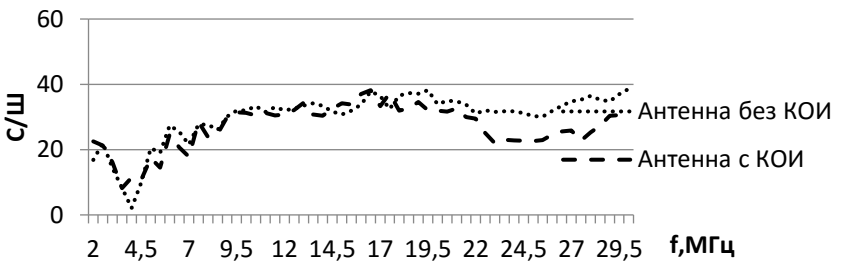


Рис.5-Отношение сигнал-шум для плоской штыревой ЭМА
Fig.5- Signal/noise ratio for whip SSA

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

5. Заключение

В данной работе приведены предельные соотношения, связывающие полосу пропускания с модулем коэффициента отражения на выходном разъеме и параметрами антенны. Используя показанные соотношения можно регулировать минимальное значение коэффициента отражения в рабочей полосе.

Источники финансирования и выражение признательности

При подготовке публикации использовались результаты работ по ОКР "Разработка пассивного когерентного локационного комплекса для охраны важных объектов", выполняемой СПбГЭТУ "ЛЭТИ" по договору с АО «НИИ "Вектор"» в рамках комплексного проекта по созданию высокотехнологичного производства при финансовой поддержке работ по проекту Минобрнауки Российской Федерации (постановление Правительства Российской Федерации от 9 апреля 2010 г. № 218).

Список литературы

1. Щелкунов С. А., Фриис Г. Т. Антенны**,** М.: Советское радио, 1955. – 604 с.
2. Balanis C. A. Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd edition, John Wiley & Sons, Inc., 2005.
3. Volakis J., Chen C.C., Fujimoto K. Small antennas: miniaturization techniques & applications. N. Y.: McGraw-Hill, 2012. 428p.
4. Youla D. C. A new theory jfbroad-band matching. – IEEE. T rans. CircuitTheory. 1964, v. CT-11, N 1, h. 30-50.
5. Hujanen A., Holmberg J., J. C.-E. Sten. Bandwidth Limitations of Impedance Matched Ideal Dipoles // IEEE Trans. Ant. and Prop., Vol.53, NO.10, October 2005
6. AberleJ.T. Two-port representation of an antenna with application to non-foster matching network // IEEE Trans. Ant. and Prop.2008. Vol. AP-56, № 5.P.1218–1222.
7. Беленко Д.В., Головков А.А., Можаева Е.И. Исследование характеристик конверторов отрицательной емкости и их использование для широкополосного согласования штыревых антенн// Известия вузов России. Радиоэлектроника, 2015, вып.4.,С.57-61
8. S.E.Sussman-Fort, R.V.Rudish, “Non-Foster Impedance Matching of Electrically-Small Antennas”,
9. Головков А.А., Можаева Е.И. Ограничение полосы согласования приемных штыревых антенн нефостеровскими цепями// Известия вузов России. Радиоэлектроника, 2016, вып.2.,С.59-63.

References

1. Schelkunov S.A , Friis G.T. [Antennas]. Sovetskoe radio, 1955, 604 p. (In Russian).
2. Balanis C. A. Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd edition, John Wiley & Sons, Inc., 2005.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

3. Volakis J., Chen C.C., Fujimoto K. Small antennas: miniaturization techniques & applications. N. Y.: McGraw-Hill, 2012. 428p.
4. Youla D. C. A new theory jfbroad-band matching. – IEEE. T rans. CircuitTheory. 1964, v. CT-11, N 1, h. 30-50.
5. Hujanen A., Holmberg J., J. C.-E. Sten. Bandwidth Limitations of Impedance Matched Ideal Dipoles // IEEE Trans. Ant. and Prop., Vol.53, NO.10, October 2005
6. AberleJ.T. Two-port representation of an antenna with application to non-foster matching network // IEEE Trans. Ant. and Prop.2008. Vol. AP-56, № 5.P.1218–1222.
7. Belenko D.V., Golovkov A.A., Mozhaeva E.I. [Investigation of negative capacity converters for broad-band matching of electrically-small antennas] Izvestija SPbGJeTU «LJeTI», 2015, vol.4.,P.57-61. (In Russian)
8. S.E.Sussman-Fort, R.V.Rudish, "Non-Foster Impedance Matching of Electrically-Small Antennas".
9. Golovkov A.A., Mozhaeva E.I.[Bandwidth limitations matching f electrically-small whip antennas with non-foster network] Izvestija SPbGJeTU «LJeTI», 2016, vol.2.,P.59-63. (In Russian)

Acknowledgements

While preparing the article research work results of the development work "Passive coherent radar design for important object security purposes" were used. It was made by the "LETI" staff according to the contract with JSC "NII "Vector" within the complex project directed to create a high-tech production with the financial support of Ministry of Education and Science of Russian Federation (Russian Federation Government resolution of 9 April № 218).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Multichannel power divider of frequency-scanned monopulse antenna array

Aleksandr V. Suchkov
Lianozovo Electromechanical Plant Research and Production Corporation
Moscow, 127411, Russian Federation
avsu@bk.ru

Abstract: *The multi-channel waveguide power divider for X-band monopulse frequency-scanned antenna array is developed. The features of proposed sum-difference beam-forming network are researched and methods, which enable to eliminate the typical disadvantages, are presented. Considered techniques of numerical analysis and divider electrodynamic model parameters optimization, which allows to obtain good agreement between the theoretical and the experimental results. Finally, the issues of design and technological implementation are discussed.*

Keywords: *multichannel power divider, monopulse antenna array, frequency scanning, numerical simulation.*

Многоканальный делитель мощности моноимпульсной антенной решетки с частотным сканированием

Сучков А.В.
Научно-производственное объединение Лианозовский электромеханический завод
г. Москва, 127411, Российская Федерация
avsu@bk.ru

Аннотация: *Разработан волноводный многоканальный делитель мощности для моноимпульсной частотно-сканирующей антенной решетки X-диапазона. Исследованы особенности предлагаемой суммарно-разностной схемы формирования луча, приведены способы устранения характерных для нее недостатков. Рассмотрены методики численного анализа и оптимизации параметров электродинамической модели устройства, которые позволяют получить хорошее совпадение теоретических и экспериментальных результатов. Обсуждаются вопросы конструктивно-технологической реализации.*

Ключевые слова: многоканальный делитель мощности, моноимпульсная антенная решетка, частотное сканирование, численное моделирование.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

В настоящее время в условиях роста требований к точностным и эксплуатационным характеристикам современных аэродромных радиолокационных систем (РЛС) [1], практически исключена возможность применения в их составе ранее разработанных [2] антенных решеток с частотным сканированием (АРЧС). Поскольку одноканальное построение таких антенн, обеспечивающее в плоскости частотного сканирования формирование многолучевой диаграммы направленности (ДН), позволяет определять направление на цель методом интерполяции угловой координаты при одновременном сравнении амплитуд эхо-сигналов, принятых независимыми каналами смежных лучей. Недостатком этого метода, реализованного в ряде отечественных и зарубежных РЛС с частотным сканированием [2, 3], является ограничение возможности увеличения точности измерения угловой координаты, вследствие наличия декорреляции сравниваемых эхо-сигналов в смежных лучах, формируемых на разнесенных частотах. Кроме того, уровень боковых лепестков (УБЛ) ДН в плоскости частотного сканирования (порядка -20 дБ), достигаемый при построении многоканальной системы питания излучателей (делителя мощности) на ненаправленных ответвителях [2], на практике не всегда достаточен для обеспечения эффективности функционирования РЛС в условиях пассивных помех. Устранить указанные недостатки, сохранив при этом основные достоинства в части технологической реализации линии задержки и излучателей одноканальных АРЧС, представилось возможным за счет кардинальной переработки структуры многоканального делителя мощности (ДМ), позволяющей реализовать в нем суммарно-разностную схему и, соответственно, моноимпульсный метод измерения угловой координаты в пределах каждого луча на фиксированной частоте эхо-сигнала[1].

В данной работе основное внимание уделено теоретическим и экспериментальным исследованиям многоканального ДМ, моноимпульсной АРЧС X-диапазона, предназначенной для применения в качестве курсовой антенны радиолокационной системы посадки[2].

---

[1] Необходимо отметить, что имеется ряд работ [3—6] по теоретическим и экспериментальным [5] исследованиям многоканальных ДМ моноимпульсных АРЧС S-диапазона частот. Однако одним из перспективных направлений также является освоение таких ДМ в X-диапазоне с целью их применения в составе моноимпульсных АРЧС радиолокационных систем посадки (РСП).

[2] Известно, что важной составной частью системы управления воздушным движением в аэродромной зоне является РСП [7]. Для обеспечения требуемой зоны обзора с заданными точностными характеристиками и повышения эффективности функционирования в условиях пассивных помех, РСП строятся с использованием моноимпульсных антенн — курсовой и глиссадной в азимутальной и угломестной плоскостях, соответственно [7, 8].

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

2. Схема построения

На основе анализа требований к характеристикам моноимпульсной АРЧС, имеющихся наработок по техническим, конструктивным и технологическим решениям [5], а также известных вариантов построения многоканальных ДМ [3] для реализации в X-диапазоне частот предложена 66-канальная суммарно-разностная схема, представленная на рис. 1.

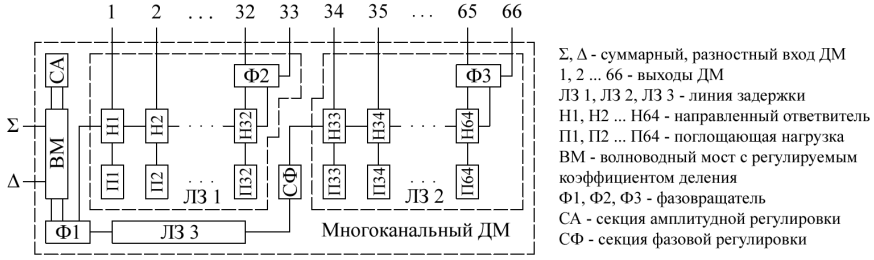


Рис. 1. Структурная схема многоканального ДМ

Fig. 1. Block diagram of multichannel power divider

ДМ, состоящий и из 2-х волноводных делителей бегущей волны, в виде свернутых в Е-плоскости синусоидальных линий задержки (ЛЗ), запитанных от мостового устройства и Т-образных элементов связи [9] ЛЗ с выходами, спроектирован таким образом, чтобы обеспечить в относительной полосе частот 4,3% при работе в составе АРЧС: 1) формирование спадающего амплитудного распределения (АР) в горизонтальной плоскости с целью получения суммарной ДН с шириной на уровне -3 дБ порядка 1,4°±0,1° и УБЛ не более -27 дБ при размере раскрыва антенны 1,5 м; 2) формирование фазового распределения (ФР) в раскрыве, необходимого для управления положением луча ДН в азимутальной плоскости в угловом секторе ±17,5° методом частотного сканирования; 3) возможность синфазной и противофазной запитки половин раскрыва АРЧС для формирования в горизонтальной плоскости требуемых суммарной и разностной ДН с уровнем пересечения -4±0,5 дБ; 4) возможность запитки линий задержки ДМ в требуемом амплитудно-фазовом соотношении для достижения в разностном канале глубины нуля ДН не более -30 дБ и различия уровней сигналов в максимумах ДН не более ±0,5 дБ; 5) минимизацию искажений амплитудно-фазового распределения (АФР) в рабочем диапазоне частот при конечном уровне согласования излучателей АРЧС; 6) минимизацию потерь мощности в синусоидальных линиях задержки; 7) уровень развязки между суммарным (Σ) и разностным (Δ) каналами не менее 20 дБ.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

3. Оценка параметров и моделирование

Расчет основных геометрических размеров волноводной топологии, определяющих электрические характеристики ДМ, произведен в соответствии с методикой, изложенной в [5] исходя из компромисса между приемлемостью конструктивного исполнения и КПД предложной схемы с учетом требуемой ширины луча ДН в горизонтальной плоскости, рабочего диапазона частот и сектора сканирования. В соответствии с рассчитанной геометрией устройства с целью анализа и оптимизации характеристик [5] методом конечных элементов в среде Ansys Hfss, разработана трехмерная электродинамическая модель ДМ, структура которой полностью соответствует схеме построения (рис. 1) и представляет собой воздушную полость волноводной топологии с заданными соответствующим образом граничными условиями для имитации материала волноводных стенок (алюминиевый сплав ВД-95 с шероховатостью 1,2 мкм), а также волноводных входов и выходов, возбуждаемых основным типом колебаний H_{10}. Для оценки влияния допусковых погрешностей, определяемых технологией изготовления, размеры модели заложены со случайными отклонениями ±0,05 мм от расчетных. Характеристики ДМ на нижней f_1, и верхней f_2 частотах, а также на частоте нормали f_3, полученные по результатам моделирования, представлены на рис. 2.

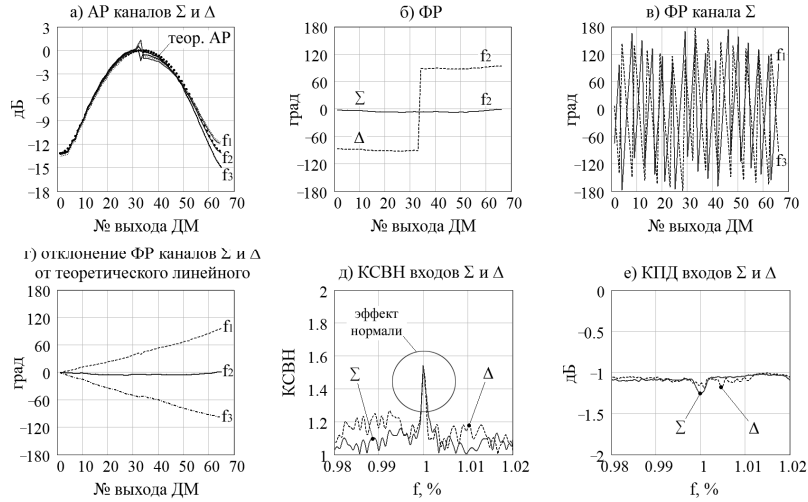


Рис. 2. Характеристики ДМ, полученные по результатам моделирования

Fig. 2. Power divider simulation results

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

4. Конструктивно-технологическое исполнение

Конструктивно ДМ состоит из 2-х алюминиевых плит, в которых на станке с числовым программным управлением (ЧПУ) профрезерована волноводная топология — профиль волновода, окна связи направленных ответвителей (НО) и прочие составные элементы схемы (рис. 3). Стыковка плит производится по линии нулевых токов топологии. В балансных плечах НО установлены 64 клина, выполненных из поглощающего состава на основе карбонильного железа и разрезанных для обеспечения удобства сборки блока по линии стыковки алюминиевых плит. ДМ имеет 2 волноводных входа на торцевой стороне Σ и Δ, 66 волноводных выходов 1,2…66, расположенных на фронтальной стороне с шагом 23 мм, а также вынесенные на периферию блока секции амплитудной и фазовой регулировки – СА и СФ, соответственно. Для обеспечения механической развязки при плотном шаге установки излучателей в АРЧС четные и нечетные выходы блока разнесены. Топология ДМ выполнена на базе волновода сечения 21,4×6 мм. Входы и выходы устройства выполнены на базе волновода стандартного сечения 23×10 мм.

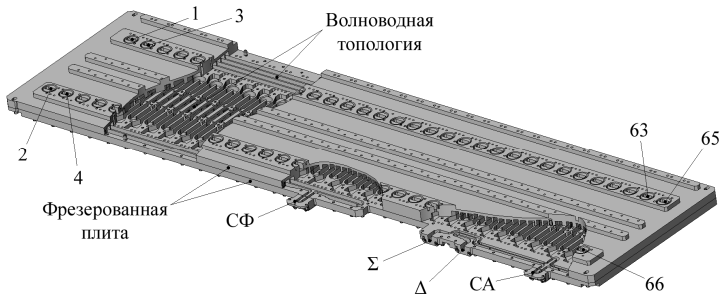


Рис. 3. Конструкция многоканального ДМ

Fig. 3. Design of multichannel power divider

Фрезеровка волноводной топологии и поперечных щелей Т-образных элементов связи НО производится с помощью стандартных торцевых фрез. Продольные щели Т-образных элементов связи в процессе фрезеровки плит блока прорезаются с помощью грибковой фрезы [9]. Для получения минимальных потерь на частотах X-диапазона чистота обработки поверхностей волноводной топологии должна обеспечиваться в пределах 0,8-1,6 мкм. Выбор охлаждающих составов, соотношения скоростей резания и подачи для заданной шероховатости производится экспериментально.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

5. Заключение

Анализ полученных результатов показывает, что рекомендации по преодолению известных недостатков последовательной моноимпульсной схемы формирования луча, рассмотренные ранее в [6] для S-диапазона частот также применимы к многоканальным ДМ X-диапазона при условии ужесточения требований к допускам изготовления конструкции.

На основании проведенных исследований разработана конструкторская документация волноводного многоканального ДМ 274АА02, изготовлен опытный образец, работающий в относительной полосе 4,3%, испытания которого подтвердили корректность выполненных теоретических и модельных расчетов, а также заложенных конструктивно-технологических решений, и показали хорошее совпадение экспериментально измеренных характеристик с теоретическими. Измерения проводились с помощью векторного анализатора цепей Agilent PNA-L N5230C. АФР, измеренное на выходах ДМ, соответствует АФР, полученному при моделировании, (рис. 2, а—г) с отклонениями не более ±0,4 дБ и ±5°, что позволяет обеспечить требуемое качество ДН суммарного и разностного каналов в плоскости частотного сканирования. Измеренная зависимость КСВН суммарного и разностного входов ДМ от частоты имеет отклонения от расчетной характеристики (рис. 2, д) не более ±0,1 в рабочем диапазоне. При реализованной шероховатости топологии порядка 1,6 мкм КПД ДМ, оцененный по результатам измерений, оказался ниже расчетного (рис. 2, е) на 0,3 дБ.

Дальнейшее развитие темы исследований многоканальных ДМ АРЧС X-диапазона представляется в поиске методов, направленных на повышение КПД и устранение «эффекта нормали» за счет улучшения чистоты обработки и снижения влияния допусковых погрешностей изготовления на электрические характеристики, а также в рассмотрении вопросов реализации конструкции на основе перспективной SIW-технологии [10].

Список литературы

[1] Справочник по радиолокации. Книга 1 / под ред. М.И. Сколника: пер. с англ. М.: Техносфера. 2014. 672 с.

[2] Бородин Н.Д., Ковалев В.Т., Ленци Ю.И., Немоляев А.И. Волноводно-щелевые антенные решетки с частотным сканированием // Доклады XVII научно-технической конференции ВНИИРТ. М.: ОАО «ВНИИРТ». 2007. С. 312-317.

[3] Johnson R.C., Jasik H. Antenna Engineering Handbook. 3d Edition. New York: McGrow-Hill Book Company. 1993.

[4] Патент № 2490760 C1 (RU), МПК H01Q 3/00. Моноимпульсная антенна с частотным сканированием / Н.Д. Бородин, М.В. Исаков; заявитель и патентообладатель ОАО «НПП «Салют». № 2012111088/08; заявл. 23.03.2012; опубл. 20.08.2013. Бюл. № 23.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[5] Сучков А.В. Моноимпульсная волноводно-щелевая антенная решетка с частотным сканированием // Труды МАИ. 2016. №86. С. 1-26.

[6] Wang H., Ni J., Sun W. Z., Ma X. F., Sheng W. X. A Novel Frequency Scanning Monopulse Microstrip Antenna Array // 2010 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). 2010. P. 1118-1121.

[7] Николаев С.Ф., Синицын Е.А., Синицын В.А. Радиолокатор «Низовье» обеспечит безопасность на взлетной полосе // Инновационная Россия. Исследования и разработки. 2009. № 9. С. 18-19.

[8] Патент № 2556708 C1 (RU), МПК G01S13/52. Посадочный радиолокатор / В.П. Иванов, В.М. Король, Е.А. Синицын, А.Ю. Коршунов; заявитель и патентообладатель ОАО «Концерн ПВО «Алмаз Антей». № 2014110066/07; заявл. 17.03.2014; опубл. 20.07.2015.

[9] Сучков А.В. Волноводный направленный ответвитель с Т-образным элементом связи // 25-я Международная конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» КрыМиКо'15. Севастополь, 2015. С. 558-559.

[10] Peters F.D.L., Tatu S.O., Denidni T.A. Design of Beamforming Slot Antenna Arrays Using Substrate Integrated Waveguide // IEEE Conference Publications. Antennas and Propagation Society International Symposium. 2012. P. 1-2.

References

[1] Spravochnik po radiolokatsii. Kniga 1 / pod red. M.I. Skolnika: per. s angl. M.: Tekhnosfera. 2014. 672 s. (In Russian).

[2] Borodin N.D., Kovalev V.T., Lentsi Yu.I., Nemolyaev A.I. Volnovodno-shchelevye antennye reshetki s chastotnym skanirovaniem // Doklady XVII nauchno-tekhnicheskoi konferentsii VNIIRT. M.: OAO «VNIIRT». 2007. S. 312-317. (In Russian).

[3] Johnson R.C., Jasik H. Antenna Engineering Handbook. 3d Edition. New York: McGrow-Hill Book Company. 1993.

[4] Patent № 2490760 C1 (RU), MPK H01Q 3/00. Monoimpul'snaya antenna s chastotnym skanirovaniem / N.D. Borodin, M.V. Isakov; zayavitel' i patentoobladatel' OAO «NPP «Salyut». № 2012111088/08; zayavl. 23.03.2012; opubl. 20.08.2013. Byul. № 23. (In Russian).

[5] Suchkov A.V. Monoimpul'snaya volnovodno-shchelevaya antennaya reshetka s chastotnym skanirovaniem // Trudy MAI. 2016. №86. S. 1-26. (In Russian).

[6] Wang H., Ni J., Sun W. Z., Ma X. F., Sheng W. X. A Novel Frequency Scanning Monopulse Microstrip Antenna Array // 2010 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). 2010. P. 1118-1121.

[7] Nikolaev S.F., Sinitsyn E.A., Sinitsyn V.A. Radiolokator «Nizov'e» obespechit bezopasnost' na vzletnoi polose // Innovatsionnaya Rossiya. Issledovaniya i razrabotki. 2009. № 9. S. 18-19. (In Russian).

[8] Patent № 2556708 C1 (RU), MPK G01S13/52. Posadochnyi radiolokator / V.P. Ivanov, V.M. Korol', E.A. Sinitsyn, A.Yu. Korshunov; zayavitel' i patentoobladatel' OAO «Kontsern PVO «Almaz Antei». № 2014110066/07; zayavl. 17.03.2014; opubl. 20.07.2015. (In Russian).

[9] Suchkov A.V. Volnovodnyi napravlennyi otvetvitel' s T-obraznym elementom svyazi // 25-ya Mezhdunarodnaya konferentsiya «SVCh-tekhnika i telekommunikatsionnye tekhnologii» KryMiKo'15. Seva-stopol', 2015. S. 558-559. (In Russian).

[10] Peters F.D.L., Tatu S.O., Denidni T.A. Design of Beamforming Slot Antenna Arrays Using Substrate Integrated Waveguide // IEEE Conference Publications. Antennas and Propagation Society International Symposium. 2012. P. 1-2.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Optimizing characteristics of ultra-wideband antenna systems

Boris A. Lagovsky[1]
[1] *Moscow Technological University*
Moscow, 119454, Russian Federation
Robertlag@yandex.ru

Abstract: *Problems of application UWB signals in the radar and related fields are considered. Posed and solved the problem of optimizing the shape (or amplitude and phase of the spectrum) UWB pulses and antenna characteristics based on full or partial data about reflecting properties of the objects under investigation. In solving the problem takes into account changes in the term structure of UWB-signal when radiation, reflection and receiving signals, as well as the dispersion characteristics of antenna systems. The results of numerical experiments with mathematical models are presented.*

Keywords: *inverse problem, the Rayleigh criterion, the problem Hadamard correctness, stability of solutions, superresolution, surface and subsurface remote sensing.*

Оптимизация характеристик сверхширокополосных антенных систем

[1]Лаговский Б.А.
[1] *Московский технологический университет*
г. Москва, 119454, Российская Федерация
Robertlag@yandex.ru

Аннотация: *Рассматриваются задачи применения сверхширокополосных (UWB - ultra-wideband) сигналов в радиолокации и смежных областях. Поставлена и решена задача оптимизации формы (или амплитудного и фазового спектра) зондирующих UWB-импульсов и характеристик антенных устройств на основе полных или частичных данных об отражающих свойствах объектов исследований. Учитываются изменения временной структуры UWB-сигналов при их излучении, отражении и приеме, а также дисперсионные характеристики антенных систем. Приводятся результаты численных экспериментов на математической модели.*

Ключевые слова:, UWB - сигналы, дисперсионные характеристики антенн, вариационные задачи, обработка широкополосных сигналов.

1. Введение

Наиболее разработанная область применения сверхширокополосных сигналов в радиолокации и смежных областях - исследование объектов на

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

коротких дистанциях, составляющих единицы и десятки метров. В последние годы прогресс в разработке генераторов позволяет всё больше рассматривать UWB-сигналы применительно к задачам классической радиолокации. Применение UWB-сигналов повышает информативность РЛС за счёт увеличения разрешающей способности по дальности, а также раздельного приёма отражённых импульсов от различных фрагментов исследуемых объектов.

Актуальной задачей является обнаружение и измерение координат малозаметных радиолокационных целей. Один из путей решения - использование UWB-импульсов. Исследования зависимости формы принимаемых сигналов от частотной зависимости эффективной площади рассеяния позволит увеличить вероятность правильной идентификации объектов.

При использовании UWB-сигналов их временная структура существенно изменяется при излучении, отражении сигнала от цели и при его приеме, что учитывается при решении задачи.

Оптимизация характеристик сверхширокополосных антенных систем и излучаемых UWB-сигналов обеспечивает получение максимального пикового значения полезного сигнала при приёме и снижение уровня случайных составляющих в принимаемом сигнале, т.е. в итоге повышает дальность действия сверхширокополосных РЛС.

2. Постановка задачи.

В работах [1-5] поставлен и решен ряд частных задач оптимизации формы амплитудного и фазового спектров UWB-импульсов на основе данных об отражающих свойствах целей. Было показано, что, адаптируя спектральный состав импульсов к характеристикам отражения цели и дисперсионным свойствам приёмо-передающей антенной системы, можно резко увеличить максимальное значение принимаемого отражённого сигнала, т.е. увеличить дальность действия РЛС.

Рассмотрим задачу увеличения дальности обнаружения целей на основе оптимизации спектра (формы) зондирующих UWB-импульсов при заданной точности угловых измерений, определяемой шириной ДН.

Пусть функция $U_r(t)$ описывает зависимость от времени принимаемого импульса. Одним из важнейших параметров обнаружения импульса является максимальное (пиковое) значение сигнала:

$$U_M = \underbrace{\max}_{t}(U_r(t)). \qquad (1)$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Требуется найти спектральный состав генерируемого импульса, включая значения наибольшей и наименьшей частот спектра ω_{max} и ω_{min}, обеспечивающий максимальное значение (1) при условиях:

1) ширина полученной ДН не должна превышать заданную $\theta_{0,5}$;

2) энергия всех исследуемых импульсов должна быть равной, т.е.

$$\int_0^{\tau} U^2(t)dt = \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} V(\omega)V^*(\omega)d\omega = const \qquad (2)$$

Введены обозначения: $U(t)$ - временная зависимость генерируемого импульса, τ - его длительность, $V(\omega)$ –комплексный спектр генерируемого импульса, $V^*(\omega)$ - комплексно сопряжённая функция.

3. Вариационные методы решения.

Нормированные на коэффициент направленного действия (КНД) на каждой из используемых частот ДН антенной системы обозначим $f(\theta,\omega)$. Спектр импульса, излучаемого в направлении θ: $V_e(\theta,\omega) = V(\omega)\, f(\theta,\omega)$, спектр отражённого импульса в направлении на РЛС: $V_R(\theta,\omega) = V_e(\omega)R(\omega)$, спектр импульса, принимаемого с направления θ: $V_r(\theta,\omega) = V_R(\omega)\, f_r(\theta,\omega)$, где $R(\omega)$ – заданная комплексная функция, описывающая частотные характеристики отражения объекта, которую назовём коэффициентом отражения объекта. Зависимость функции R от частоты представим в виде:

$$R(\omega) = \sqrt{\sigma(\omega)}\exp(i\varphi(\omega)) \ , \qquad (3)$$

где $\sigma(\omega)$ – частотная зависимость эффективной площади рассеяния (ЭПР) цели; $\varphi(\omega)$ – фазочастотная характеристика отражения.

В итоге, максимальное значение сигнала, принимаемого с направления θ, может быть представлено как:

$$U_M(\theta) = \underbrace{\max}_{t}\left(\int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\min}} V(\omega)\, f_e(\theta,\omega)R(\omega)\, f_r(\theta,\omega)\exp(i\omega t)d\omega \right) \qquad (4)$$

Ширина и форма ДН определяются не только частотными свойствами антенны, но также шириной и формой спектра UWB-импульсов и, кроме того, частотной зависимостью коэффициента отражения цели $R(\omega)$.

Используя (3,4), представим первое дополнительное условие в виде:

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$\frac{\sqrt{2}}{2}\underbrace{\max}_{t}\left(\int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} V(\omega) f_e(0,\omega) R(\omega) f_r(0,\omega)\exp(i\omega t)d\omega\right) = \underbrace{\max}_{t}\left(\int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} V(\omega) f_e(\theta_0,\omega) R(\omega) f_r(\theta_0,\omega)\exp(i\omega t)d\omega\right) \quad (5)$$

Характеристики отражения $R(\omega)$ при решении считаются известными, что предполагает использование предварительной информации о радиолокационной цели. При отсутствии такой информации следует использовать какую-либо математическую модель частотной зависимости ЭПР.

Решение состояло из двух этапов. На первом решалась вариационная задача поиска спектра $V(\omega)$, при котором достигается максимум функционала (4) при дополнительных условиях для фиксированных значений ω_{max} и ω_{min}. На втором этапе из множества $[\omega_{min}, \omega_{max}]$ определяются значения наибольшей и наименьшей частот и соответствующий им спектр $V(\omega)$, обеспечивающий максимально возможное значение $U_M(0)$ из (4).

В итоге, спектр UWB-импульса, обеспечивающий максимальное пиковое значение принимаемого сигнала, определяется выражением:

$$V_{opt}(\omega) = \frac{1}{\lambda_2} R^*(\omega)\left\{ f^{2*}(0,\omega) - \lambda_1\left[f^{2*}(0,\omega) - \sqrt{2} f^{2*}(\theta_0,\omega)\exp(-i\omega\Delta t)\right]\right\} \quad (6)$$

$$\lambda_1 = \frac{0.5\int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} R(\omega)R^*(\omega)\left\{f^{2*}(0,\omega)\exp(-i\omega t_0)\Phi(\omega) + f^{2}(0,\omega)\exp(i\omega t_0)\Phi^*(\omega)\right\}d\omega}{\int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} R(\omega)R^*(\omega)\Phi(\omega)\Phi^*(\omega)d\omega} \quad (7)$$

$$\Phi(\omega) = \frac{\sqrt{2}}{2} f^2(0,\omega)\exp(i\omega t_0) - f^2(\theta_0,\omega)\exp(i\omega t_1)$$

4. Результаты численных экспериментов

Рассмотрим обнаружение целей, покрытых сверхширокополосными поглощающими покрытиями. В этом случае максимум $R(\omega)$ приходится на область низких частот, когда электрическая толщина покрытия много меньше длины волны. На более высоких частотах значение $R(\omega)$ резко убывает. Заданной считалась $R(\omega)$ и максимально допустимая ширина ДН, определяемая в соответствии с (5). Форма ДН и КНД на каждой из используемых частот соответствовали ДН и КНД антенны с плоским раскрывом

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

при равномерном распределении возбуждающего тока.

На рис.1 приведены решения задач определения спектра излучаемых UWB-сигналов, обеспечивающих максимальное значение принимаемого сигнала при различной полуширине ДН $\theta_{0,5}$. Значение $\theta_{0,5}$ определялось в соответствии с (5).

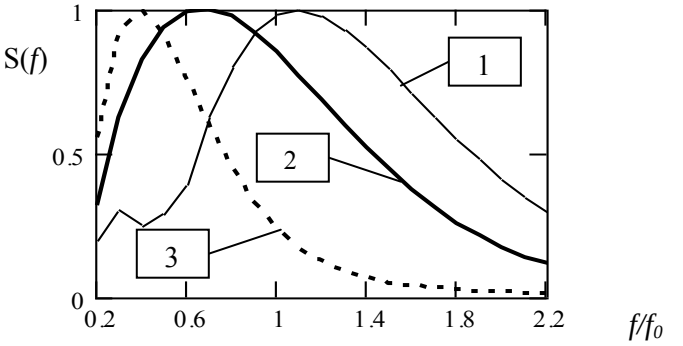


Рис.1. Оптимальный спектр излучаемого UWB-импульса при полуширине ДН: 1 - $\theta_{0,5} = 2°$; 2 - $\theta_{0,5} = 3°$; 3 - $\theta_{0,5} = 4°$.

Fig. 1. Reconstituted images of two sources in the form of delta functions. The left column algorithm based on their own functions (1), right column -algorithm based step functions.

Частота f и длительность импульса τ выражены в относительных единицах, так, чтобы выполнялось условие: $f\,\tau = 1$, т.е. если частота f выражается в Ггц, то τ - в наносекундах. Размеры антенны выбраны таким образом, чтобы на частоте $f_0 = 1$ ширина ДН составляла $\theta_{0,5} = 6°$.

Найденная спектральная плотность в высокочастотной области убывает (Рис.1), т.к. уменьшается отражаемый сигнал из-за увеличения поглощения. В низкочастотной области, когда поглощающее покрытие становится неэффективным, уменьшение спектральной плотности объясняется снижением ЭПР цели, снижением КНД при излучении и приёме сигнала. При уменьшении заданной ширины ДН максимумы спектров смещаются в область более высоких частот.

На рис.2 показаны спектры UWB-импульсов, принимаемых с направлений $\theta = \theta_{0,5}$. Спектры нормированы на максимальные значения при приёме с направления $\theta = 0$, как на рис.2.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

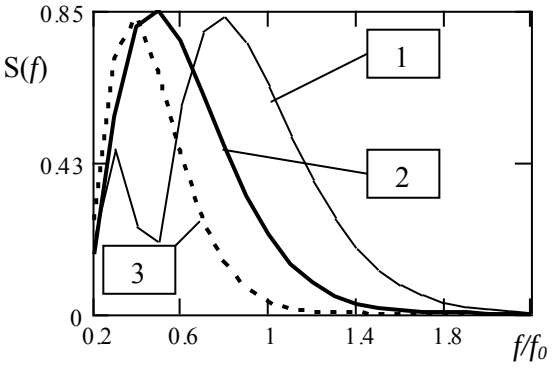


Рис.2. Спектры UWB-импульсов, принимаемых с направления $\theta = \theta_{0,5}$.
UWB-импульсов оптимизированы для ДН с полушириной:
1 - $\theta_{0,5} = 2°$; 2 - $\theta_{0,5} = 3°$; 3 - $\theta_{0,5} = 4°$.
Fig 2. Source image Restoring using MHAT-wavelets at a signal/noise ratio q = 19 dB.

Значения всех частотных составляющих по сравнению с Рис.2 снизились. Наиболее значительно снижение высокочастотных составляющих, что объясняется меньшей шириной монохроматических ДН в этой области.

На рис.4 показаны оптимальные зондирующие UWB-импульсы, в соответствии с (8,9): 1 – излучаемый импульс, оптимальный для полуширины ДН 3°; 2 - импульс, принимаемый с направления $\theta = 0$. Его длительность оказывается на 25% больше, чем у излучаемого, что объясняется снижением в/ч составляющих при отражении сигнала от радиолокационной цели с заданной характеристикой в виде комплексной функции $R(\omega)$.

4. Заключение

Для каждой радиолокационной цели, и антенной системы существует оптимальный спектр излучаемого UWB-импульса (или его форма) обеспечивающий максимальное значение принимаемого импульса. Предложенный метод оптимизации позволяет получать спектр (форму) излучаемого UWB-импульса, обеспечивающий максимально возможное значение принимаемого сигнала при заданной ширине ДН.

Список литературы

[1] Herman M. A., Strohmer T. High-resolution radar via compressed sensing // IEEE Trans. Signal Processing. 2009. Vol. 57, № 6. P. 2275–2284.

[2] Quinquis A., Radoi E., Totir F.C. Some radar imagery results using superresolution

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

techniques // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2004. Vol. 52. No. 5. – P. 1230-1244.

[3] Lagovsky B.A. Superresolution: Data mining. // Progress In Electromagnetics Research Symposium, PIERS Proceedings. 2012, P. 993 – 996.

[4] Lagovsky B.A. High Performance Angular Resolution Algorithm for Radar Systems // Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings. 2009. Moscow P. 1637 –1641.

[5] Lagovsky B.A. Algorithm for the Determination of Targets Coordinates in Structure of the Multiple Targets with the Increased Effective Resolution // Progress In Electromagnetics Research Symposium, Proceedings. 2009. Moscow. P. 1642 – 1645.

[6] Lagovsky B.A., Samokhin A.B. Image Restoration of Two-dimensional Signal Sources with Superresolution // Progress In Electromagnetics Research Symposium, Proceedings. 2013. Sweden. P. 315-319,

[7] Lagovsky B.A. Image Restoration of the Objects with Superresolution on the Basis of Spline – Interpolation // Progress In Electromagnetics Research Symposium, Proceedings. 2012. Moscow. P. 989 – 992.

[8] Lagovsky B., Samokhin A., Shestopalov Y. Superresolution Based on the Methods of Extrapolation // Progress In Electromagnetics Research Symposium, Proceedings. 2015. Prague, P. 1548 – 1551.

[9] Lagovsky B.A. Creating two-dimensional images of objects with high angular resolution // 24th Int. Crimean Conference “Microwave and Telecommunication Technology. Conference Proceedings. 2014. P. 1193-1194.

References

[1] Herman M. A., Strohmer T. High-resolution radar via compressed sensing // IEEE Trans. Signal Processing. 2009. Vol. 57, № 6. P. 2275–2284.

[2] Quinquis A., Radoi E., Totir F.C. Some radar imagery results using superresolution techniques // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2004. Vol. 52. No. 5. – P. 1230-1244.

[3] Lagovsky B.A. Superresolution: Data mining. // Progress In Electromagnetics Research Symposium, PIERS Proceedings. 2012, P. 993 – 996.

[4] Lagovsky B.A. High Performance Angular Resolution Algorithm for Radar Systems // Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings. 2009. Moscow P. 1637 –1641.

[5] Lagovsky B.A. Algorithm for the Determination of Targets Coordinates in Structure of the Multiple Targets with the Increased Effective Resolution // Progress In Electromagnetics Research Symposium, Proceedings. 2009. Moscow. P. 1642 – 1645.

[6] Lagovsky B.A., Samokhin A.B. Image Restoration of Two-dimensional Signal Sources with Superresolution // Progress In Electromagnetics Research Symposium, Proceedings. 2013. Sweden. P. 315-319,

[7] Lagovsky B.A. Image Restoration of the Objects with Superresolution on the Basis of Spline – Interpolation // Progress In Electromagnetics Research Symposium, Proceedings. 2012. Moscow. P. 989 – 992.

[8] Lagovsky B., Samokhin A., Shestopalov Y. Superresolution Based on the Methods of Extrapolation // Progress In Electromagnetics Research Symposium, Proceedings. 2015. Prague, P. 1548 – 1551.

[9] Lagovsky B.A. Creating two-dimensional images of objects with high angular resolution // 24th Int. Crimean Conference “Microwave and Telecommunication Technology. Conference Proceedings. 2014. P. 1193-1194,

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Dual-band twist-reflector for transreflector antenna

Elina V. Galkina, Alexey V. Kirpanev, Artemiy N. Mikhailov
Join Stock Company «Scientific-Production Enterprise «Radar – MMS»
(JSC «SPE «Radar – MMS»)
197375, Saint Petersburg, Russia
kirpanev_av@radar-mms.com

Abstract: *The results of designed parallel and mutual orthogonal lattice twist-reflector for dual-band transreflector antenna operating in x-band and w-band are given. The Polarization isolation diagrams of twistreflector in x-band and w-band obtained from computer simulation are presented. The advantages of mutual orthogonal twist-reflector structure are described. The features of a dual-band antenna with a similar twist-reflector construction are considered.*

Key words: *dish antenna, transreflector, feed, twist-reflector, field polarization, polarization isolation, Farfield.*

Твист-рефлектор двухдиапазонной антенны с поворотом плоскости поляризации

Галкина Э.В., Кирпанев А.В., Михайлов А.Н.
Акционерное общество"Научно-производственное предприятие"Радар-ммс"
(АО "НПП"Радар ммс")
г. Санкт-Петербург, 197375, Российская Федерация
kirpanev_av@radar-mms.com

Аннотация: *Рассмотрены варианты построения твист-рефлектора с параллельным и взаимноортогональным расположением проводников для антенны с поворотом плоскости поляризации сантиметрового (X) и миллиметрового (W) диапазонов длин волн. Приведены графики поляризационных развязок для X- и W-диапазонов длин волн, полученные на основе моделирования. Показаны и обоснованы преимущества такого варианта конструкции твист-рефлектора с взаимноортогональным расположением проводников. Рассмотрены особенности построения двухдиапазонных антенн с подобными твист-рефлекторами.*

Ключевые слова: параболическая антенна, транс-рефлектор, облучатель, твист-рефлектор, поляризация поля, поляризационные развязки, диаграмма направленности антенны.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Функциональные возможности двухдиапазонной радиолокационной станции (РЛС) значительно возрастают, особенно, на существенно разнесенных частотах сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн. Меньшая зависимость ослабления при распространении в атмосфере (особенно, при неблагоприятных погодных условиях) электромагнитных волн сантиметрового диапазона позволяет РЛС на больших дальностях определять координаты радиолокационных объектов и групповых целей. В миллиметровом диапазоне, на меньших дальностях, РЛС позволяет выполнить распознавание радиолокационных объектов и определить координаты отдельных объектов, составляющих групповую цель. Желательно, чтобы в каждом диапазоне антенна позволяла реализовывать режимы сопровождения. Примеры конструкций двухдиапазонных антенн сантиметровых и миллиметровых волн приведены в [1,2].

2. Антенна с поворотом плоскости поляризации (АППП)

При создании двухдиапазонной антенны основной задачей является обеспечение приемлемых характеристик в каждом диапазоне длин волн. Иными словами, требуется обеспечить приемлемое для практики неизбежное ухудшение характеристик в каждом диапазоне.

Ниже на рис. 1 приведен вариант АППП, основанный на применении двухчастотного твист-рефлектора, имеющего двухслойную структуру. Основные проблемы создания такой антенны заключаются в необходимости применения двухчастотного сканирующего твист-рефлектора с большим центральным отверстием под облучатель X-диапазона (рис.1), а также совместное расположение облучателей X - и W-диапазонов в общем фокусе транс-рефлектора. При центральном расположении облучателей негативное влияние на характеристики антенны может оказывать область “тени”, обусловленная отверстиями под облучатели. Последнее побуждает использовать антенны с вынесенным облучателями, если это позволяет конструкция антенны и СВЧ части в целом.

3. Конструкция и характеристики твист-рефлектора

Обобщенные методы расчета структуры твист-рефлектора и его поляризационных характеристик приведены в [3,4,5].

Один из вариантов двухдиапазонного (X- и Ка-диапазоны) твист-рефлектора с параллельным расположением проводников и общим прово-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

дящим основанием предложен в [6]. Результаты моделирования для X - и W-диапазонов подобного твист-рефлектора показали сильную взаимозависимость поляризационных структур.

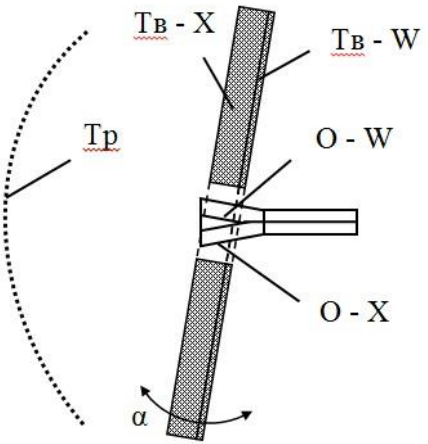


Рис 1. Двухдиапазонная АППП на основе двухслойного твист-рефлектора.
Тр – транс-рефлектор, Тв - W – твист-рефлектор W–диапазона, Тв - X – твист-рефлектор X-диапазона, O - W – облучатель W– диапазона, α - угол отклонения и твист-рефлектора, O - X – облучатель X-диапазона.

Fig. 1. Dual-band transreflector antenna with two-layer twist-reflector
Тр – transreflector, Тв-W – W-band twistreflector, Тв-X – X-band twistreflector, O-W – W-band feed, O-X – X-band feed

С целью уменьшения взаимовлияния поляризационных структур предложен вариант двухслойного твист-рефлектора с ортогональным расположением проводников, схема которого показана ниже на рис. 2. Полоски металлических проводников одной из совмещаемых одночастотных структур расположены перпендикулярно металлическим полоскам второй, накладываемой на неё, одночастотной структуры.

Оптимизация параметров структуры выполнялась с помощью компьютерного моделирования при условии нормального падения плоской электромагнитной волны на поляризационную решётку. При построении модели использовались порты Флоке [7] и разбиение структуры с минимальным размером элементарной ячейки λ/16. Варьируемыми параметрами при выполнении оптимизации являлись ширина v и шаг w полосок проводников X-диапазона, ширина vv и шаг ww полосок проводников W-диапазона, а целевой функцией – коэффициент отражения S_{11} от поляризационной решетки. Диэлектрическая подложка выполнена из материала,

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

имеющего диэлектрическую проницаемость ε=2.33 и тангенс угла диэлектрических потерь tgδ=0.0012. Результаты компьютерного моделирования с оптимальными параметрами приведены на рис. 3 - 5.

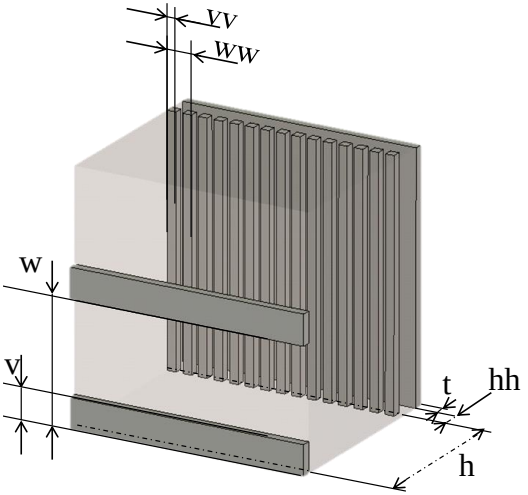


Рис. 2. Структура двухслойного твист-рефлектора.
v, w и h – ширина металлической полоски, шаг структуры и толщина диэлектрика твист-рефлектора X-диапазона, соответственно , vv, ww и hh – твист-рефлектора W-диапазона

Fig.2. Dual-band two-layer twist-reflector structure
v, w and h – width of metal strip, lattice spacing and thickness of dielectric layer correspondingly of X-band twistreflector.
vv, ww and hh – width of metal strip, lattice spacing and thickness of dielectric layer correspondingly of W-band twistreflector

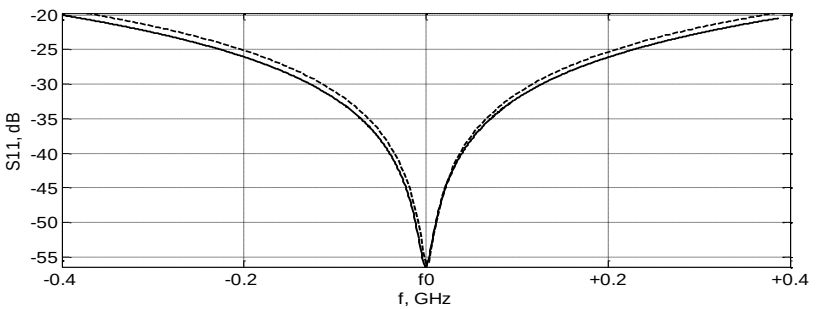


Рис. 3. Зависимость S_{11} от частоты в X-диапазоне. Пунктирная линия – параллельные проводники; непрерывная линия – перпендикулярные проводники.

Fig. 3. Reflection coefficient S_{11} frequency dependence in X-band.
Dotted line – parallel strips; continuous line – perpendicular strips.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

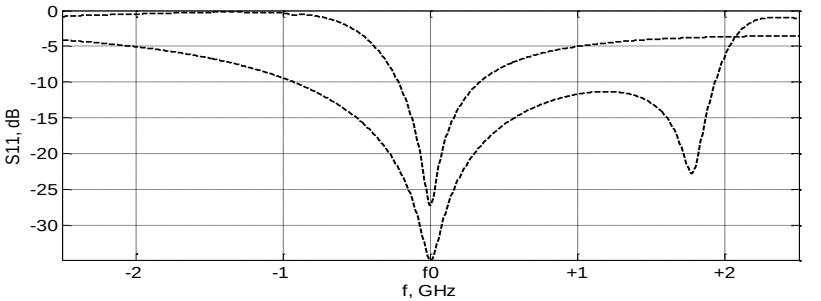


Рис. 4. Зависимость S_{11} от частоты в W-диапазоне.
Пунктирная линия – параллельные проводники;
непрерывная линия – перпендикулярные проводники.

Fig.4. Reflection coefficient S_{11} frequency dependence in W-band.
Dotted line – parallel strips; continuous line – perpendicular strips.

Показанные на рис.3 – рис.4 зависимости получены для твист-рефлектора с перпендикулярным и параллельным расположением проводников для случая, когда структуры имеют размеры, оптимальные для перпендикулярного расположения проводников. На рис.5 приведены зависимости для структур, размеры которых являются оптимальными для каждого из приведённых вариантов конструкции. При этом геометрические размеры структуры с перпендикулярным расположением проводников подобраны таким образом, чтобы максимально сблизить резонансные минимумы. На приведенных графиках начало системы отсчета совмещено с несущей частотой в X- и W-диапазонах соответственно.

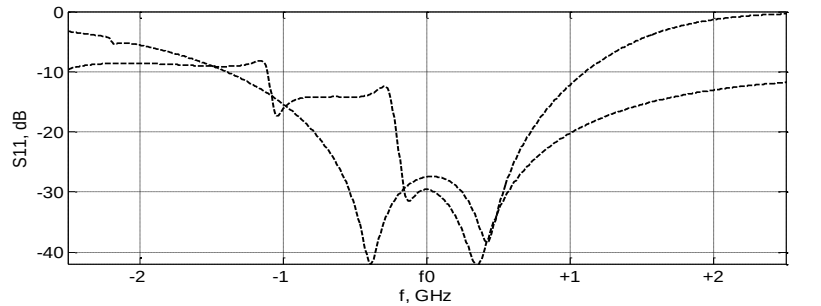


Рис. 5. Зависимость S_{11} от частоты в W-диапазоне.
Пунктирная линия – параллельные проводники;
непрерывная линия – перпендикулярные проводники.

Fig. 5. Reflection coefficient S_{11} frequency dependence in W-band.
Dotted line – parallel strips; continuous line – perpendicular strips

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Ширина полосок и шаг структуры (рис.1) при перпендикулярном расположении проводников связаны отношениям: $\lambda_x/v=8.98$, $\lambda_x/w=37.517$, $\lambda_w/vv=3.504$, $\lambda_w/ww=12.756$, где λ_x и λ_w – длины волн в X- и W-диапазонах.

4. Заключение

По полученным результатам моделирования можно сделать вывод, что твист-рефлектор с перпендикулярным расположением проводников уменьшает взаимное влияние поляризационных решёток X- и W - диапазонов, что при синтезе поляризационной структуры позволило увеличить в W-диапазоне полосу рабочих частот в 1.2 раза по сравнению со структурой, имеющей параллельные проводники, и в 2.6 раза по сравнению с конструкцией, состоящей из перпендикулярных проводников и соответствующей разнесённым резонансным минимумам (рис.4-рис.5).

Список литературы

[1] Патент № 2435263 C1. Российская Федерация, МПК H01Q21/00. Двухдиапазонная антенна./ Л.В. Заводов, А.В. Каялин, А.Н. Степаненко, Г.В. Фельдшерова. Патентообладатель: ОАО “Научно-исследовательский институт радиоэлектронных комплексов”; Заявл. 28.04.2010; опубл. 27.11.2011.

[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] J.D. Hanfling, G. Jernic. Twist reflector design using E-type and H-type modes // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1981.- vol. AP-29.- № 4 - pp. 622-629.

[4] P.W. Hannan Microwave antennas derived from the cassegrain telescope. // IRE Transactions on Antennas and Propagation. – 1961.- vol. AP-9. - № 2. - pp. 140-153.

[5] V.G. Borkar, V.M. Pandharipande. Millimeter wave twist reflector design aspects // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1992. - vol. AP-40. - № 11. - pp. 1423-1426.

[6] Пат.2461928 Российская Федерация, МПК H01Q15/24. Твистрефлектор/ Г.М. Черепенин, Л.И. Пономарев. Патентообладатель: ГУП “Уральское проектно-конструкторское бюро “Деталь””; Заявл. 10.10.2002; опубл. 20.03.2003.

[7] L.E. Rickard Petersson. Analysis of Periodic Structures via a Time-Domain Finite-Element Formulation With a Floquet ABC. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2006 vol. 54, №. 3. - pp. 933-944.

References

[1] Patent № 2435263 C1. Russian Federation, IPC H01Q21/00. [Dual-Band Antenna.] L.V. Zavodov, A.V. Kajalin, A.N. Stepanenko, G.V. Feldsherova. Patent holder: JSC “Scientific-Research Institute of Radio-Electronic systems”. Declared: 28.04.2010; Published: 27.11.2011. (In Russian).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[2] A.V. Kirpanev, A.A. Kuzmin, C.N. Morjakov [Two-Band Antenna with Significantly Separated Frequencies]. Voprosy radioelektroniki. – 2016. - №1 - Ser.OT - pp.5-8. (In Russian).

[3] J.D. Hanfling, G. Jernic. Twist reflector design using E-type and H-type modes // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1981.- vol. AP-29.- № 4 - pp. 622-629.

[4] P.W. Hannan Microwave antennas derived from the cassegrain telescope. // IRE Transactions on Antennas and Propagation. – 1961.- vol. AP-9. - № 2. - pp. 140-153.

[5] V.G. Borkar, V.M. Pandharipande. Millimeter wave twist reflector design aspects // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1992. - vol. AP-40. - № 11. - pp. 1423-1426.

[6] Patent № 2461928 Russian Federation, IPC H01Q15/24. [Twistreflector] G.M. Cherepenin, L.I. Ponomarev. Patent holder: JSC “Ural design bureau “Detal”; Declared: 10.10.2002; Published: 20.03.2003. (In Russian)

[7] L.E. Rickard Petersson. Analysis of Periodic Structures via a Time-Domain Finite-Element Formulation With a Floquet ABC. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2006 vol. 54, №. 3. - pp. 933-944.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Development of 24-way power divider for receiving path pf C-band active phased antenna array

Artemiy D. Drize[1, 2], Konstantin N. Klimov[1]
[1]*Lianozovo Electromechanical Plant*
Moscow, 127411, Russian Federation
temadrize@gmail.com;const0@mail.ru
[2]*Bauman Moscow State Technical University*
Moscow, 105005, Russian Federation

Abstract: *The aim is to develop a 24-way power divider to be use it in receiving path pf the active phased antenna array. Power divider is built on a stripline and the input and outputs are on the same side. It has to provide equiphase and equiamplitude signal dividing with the phase deviations of ±5 °and amplitude deviations of ±1 dB. The value of VSWR of all outputs should not exceed 1,5, the isolation between the outputs should not be more than -16 dB, active loss should not exceed 1,2 dB.*

Keywords: *power divider, Wilkinson divider, electrodynamical simulation.*

Разработка двадцатичетырехканального делителя мощности приемного тракта активной фазированной антенной решетки сантиметрового диапазона

[1,2]Дризе А.Д., [1]Климов К.Н.
[1]*АО «НПО «ЛЭМЗ»*
г. Москва, 127411, Российская Федерация
temadrize@gmail.com;const0@mail.ru
[2]*МГТУ им. Н.Э. Баумана*
г. Москва, 105005, Российская Федерация

Аннотация: *В докладе показан процесс разработки двадцатичетырехканального делителя мощности, предназначенного для использования в приемном тракте АФАР. Делитель построен на основе симметричной полосковой линии с входами и выходами по одной стороне и должен обеспечивать равноамплитудное и равнофазное деление сигнала с отклонениями между каналами амплитуд не более ±1 дБ и фаз не более ±5 °. При этом КСВ по всем выходам не должен превышать*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1.5, развязка между выходами не должна быть больше чем -16 дБ, активные потери – не более 1.2 дБ.
Ключевые слова: *делитель мощности, делитель Уилкинсона, электродинамическое моделирование*

1. Введение

Для СВЧ делитель мощности Уилкинсона является особым классом схем делителей мощности, на котором можно добиться хорошей развязки между портами. Делитель Уилкинсона может быть также и сумматором мощности, так как он построен на пассивных компонентах, и, следовательно, является взаимным. Первая работа на эту тему была опубликована Эрнестом Уилкинсоном в 1960 году [1] и с тех пор устройство находит широкое применение в радиочастотных многоканальных системах связи, поскольку хорошая развязка между выходами предотвращает появление помех.

Кроме того, делитель Уилкинсона обладает согласованными портами.

Трехпортовые схемы не могут быть взаимными и согласованными без потерь. Решение заключается в добавлении резистора между двумя выходами. Резистор поглощает энергию, в случае, если есть рассогласование между выходами. Он также помогает развязать два выхода, если схема работает как сумматор мощности.

Для любого делителя мощности важно сопротивление на всех выходах. Стандартным сопротивлением для практически всех делителей мощности является 50 Ом. Для интегрированных систем оно может отличаться.

В многоканальных радиочастотных системах радио и телевидения вследствие хорошей развязки выходов применяются делители мощности Уилкинсона, так как такая развязка предотвращает появление перекрестных помех [2].

Известны работы, посвященные бинарным делителям Уилкинсона, анализу их характеристик при различных вариантах конструкции [1-8]. На основе таких делителей можно построить бинарные многокаскадные системы для деления сигнала на 8, 16, 32 и более каналов.

Для приемной АФАР необходимо построить делитель на 24 канала на основе симметричной полосковой линии с заданными расстояниями между выходами. Делитель должен обеспечивать равноамплитудное и равнофазное деление с отклонениями между каналами амплитуд не более ±1 дБ и фаз не более ±5º. При этом КСВ по всем выходам не должен пре-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

вышать 1,5, развязка между выходами не должна быть больше чем -16дБ, активные потери – не более 1,2дБ.

2. Разработка модели и конструкции делителя

На рисунке 1 показана топология смоделированного устройства с пронумерованными выходами. Делитель состоит из трех бинарных трехкаскадных делителей Уилкинсона, смоделированных так, чтобы обеспечить следующие параметры делителя на восемь: КСВ выходов на уровне 1.18, развязку между выходами не более -20дБ. Моделирование производилось поэтапно: от делителей на два до делителя на восемь. Сопротивление резисторов стандартное – 100Ом. Модели резисторов заданы как параллелепипеды из керамики Al_2O_3, снизу которых находится резистивный слой заданного сопротивления[9].

После этого был спроектирован делитель на три, объединяющий делители на 8. Были учтены конструктивные требования.

Симметричная полосковая линия выполнена из лавсановой подложки, на которой вытравлены дорожки из серебреной меди. Пространство между экранами заполнено пенополиэтиленом.

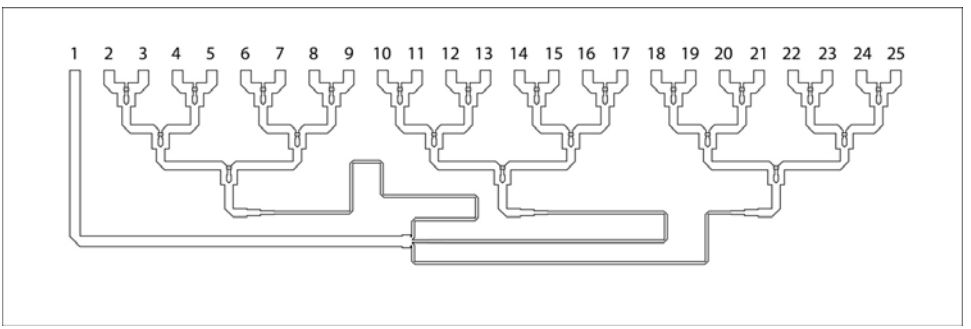


Рисунок 1–Топология делителя на 24 с пронумерованными выходами.

Полученный делитель обладает большими размерами, а значит, провести моделирование всего устройства невозможно из-за больших требований к вычислительной системе. Поэтому топологию было необходимо разбить на базовые элементы и проводить моделирование по частям.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Моделирование сегментов производилось в программном комплексе Ansys HFSS версий 15.0 и 16.1 при параметре сходимости Delta S, равном 0.003 на компьютере со следующими параметрами: два процессора Intel Xeon E5 с тактовой частотой 2.9 ГГц, 256ГБ оперативной памяти (из них доступно 192ГБ).

После моделирования в Ansys HFSS был произведен экспорт S-параметров и объединение результатов в программе AWR Design Environment (Microwave Office), где и были получены и обработаны итоговые результаты.

На рисунке 2 показаны частотные характеристики КСВ входа 1(кривые 1) и выходов 2-25(кривые 2).

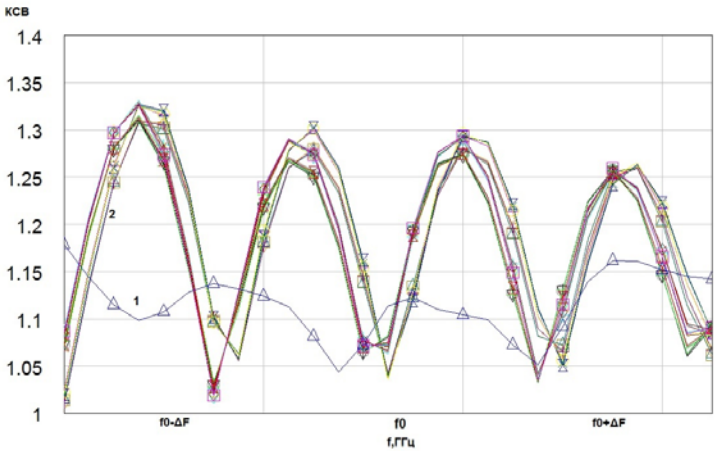


Рисунок 2– Зависимости КСВ от частоты для входа и выходов

Как видно из рисунка 2, КСВ не превышает уровня 1.35, а графики по данным из разных версий HFSS практически идентичны.

На рисунке 3 показаны графики зависимостей развязок между удаленными выходами от частоты. Под удаленными подразумеваются выходы, находящиеся не в одном бинарном делителе. На графиках цифрой 1 обозначены развязки между выходами в пределах одного делителя на 4, то есть 2-4, 3-5, 6-9, 7-8, 10-12, 22-25, и т.д. Цифрой 2 обозначены развязки

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

между выходами в пределах одного делителя на 8, то есть 2-7, 4-9, 11-14, 13-17, 19-25, 20-23, и т.д. Цифрами 3 и 4 обозначены развязки между выходами, не находящимися в пределах одного делителя на 8, то есть 2-10, 5-20, 10-24, 4-17, 9-18, и др.

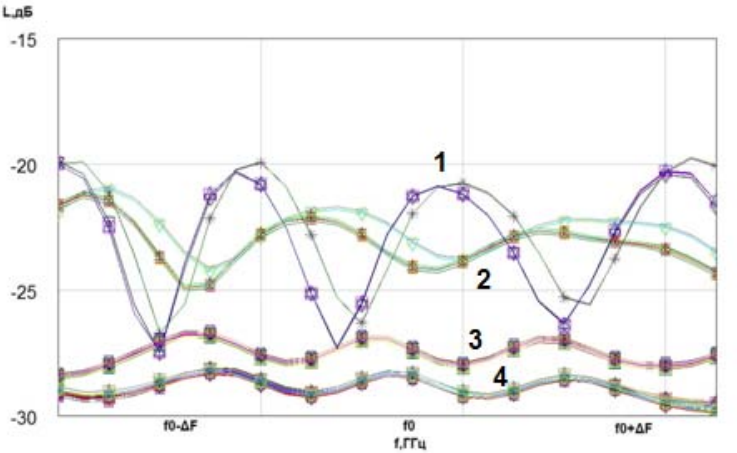


Рисунок 3. Зависимости развязок между удаленными выходами от частоты

Как видно, уровень развязок не превышает -20дБ.

На рисунке 4 показана частотная характеристика активных потерь в делителе.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

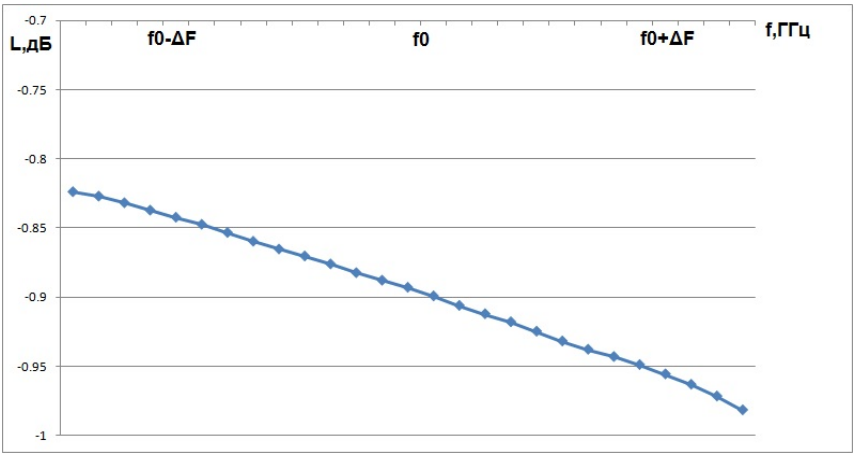


Рисунок 4. Частотная зависимость активных потерь в делителе

Как видно из рисунка, активные потери не превышают 1 дБ.

3. Заключение

Таким образом, был рассчитан и спроектирован многоканальный делитель мощности, предназначенный для работы в сантиметровом диапазоне волн. Отклонение от равномерного распределения амплитуд не превышает ±0,25 дБ; отклонение от равномерного распределения фаз не превышает ±2,5º; КСВ входа и выходов не превышает 1,35; развязка между выходами не превышает минус 16,8 дБ; активные потери не превышают 1 дБ; общие габариты делителя 1190 мм в ширину, 312,8 мм в длину и 20,8 мм в высоту. Разработанный делитель полностью удовлетворяет техническим требованиям.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Список литературы

1. Torgersen T. "Wilkinson Power Divider A Miniaturized MMIC Lumped Component Equivalent". // Norwegian University of Science and Technology Department of Electronics and Telecommunications, 2009, 146 pp.

2. Berens L. J. "Design, Analysis, and Construction of an Equal Split Wilkinson Power Divider". // Marquette University, 2009, 71 pp.

3. Wilkinson E. J., “An N-Way Hybrid Power Divider,” IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 8 Issue 1, pp. 116-118, 1960.

4. Li J., “Novel Design of Wilkinson Power Dividers With Arbitrary Power Division Ratios,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58 Issue 6, pp. 2541-2546, 2011.

5. Wu L., Sun Z., Yilmaz H., and Berroth M., “A Dual-Frequency Wilkinson Power Divider,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54 Issue 1, pp. 278-284, 2006.

6. Wentzel A., Subramanian V., Sayed A., and Boeck G., “Novel Broadband Wilkinson Power Combiner,” Proceedings of the 36th European Microwave Conference, pp. 212- 215, 2006.

7. Tang X. and Mouthaan K., “Analysis and Design of Compact Two-way Wilkinson Power Dividers Using Coupled Lines,” APMC, Singapore pp. 1319-1322, 2009.

8. Моделирование делителей мощности СВЧ диапазона на ЭВМ: Методические указания/ Кузовкин И.Н., Петров А.С. – М.: МИЭМ, 2004.– 31 с.

9. КБ "Икар", Постоянный СВЧ резистор Р1-47 URL: http://www.kbikar.ru/?r=r1-47 (Дата обращения 21.07.2016).).

References

1. Torgersen T. "Wilkinson Power Divider A Miniaturized MMIC Lumped Component Equivalent". // Norwegian University of Science and Technology Department of Electronics and Telecommunications, 2009, 146 pp.

2. Berens L. J. "Design, Analysis, and Construction of an Equal Split Wilkinson Power Divider". // Marquette University, 2009, 71 pp.

3. Wilkinson E. J., “An N-Way Hybrid Power Divider,” IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 8 Issue 1, pp. 116-118, 1960.

4. Li J., “Novel Design of Wilkinson Power Dividers With Arbitrary Power Division Ratios,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58 Issue 6, pp. 2541-2546, 2011.

5. Wu L., Sun Z., Yilmaz H., and Berroth M., “A Dual-Frequency Wilkinson Power Divider,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54 Issue 1, pp. 278-284, 2006.

6. Wentzel A., Subramanian V., Sayed A., and Boeck G., “Novel Broadband Wilkinson Power Combiner,” Proceedings of the 36th European Microwave Conference, pp. 212- 215, 2006.

7. Tang X. and Mouthaan K., “Analysis and Design of Compact Two-way Wilkinson Power Dividers Using Coupled Lines,” APMC, Singapore pp. 1319-1322, 2009.

8. Modeling of microwave power dividers using ECM: Practice advisory / Kuzovkin I., Petrov A. – M.: MIEM, 2004.– 31 pp.

9. CB "Ikar", Constant UHF resistor R1-47 URL: http://www.kbikar.com/production/main.phtml?docum=r1-47&title=%D0%A01-47%20(R1-47) (Request date 21.07.2016).

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Implementation options of the few-elements W-band phased array antenna spatial feed

Yury S. Rusov, Elena V. Komissarova, Vladimir M. Krekhtunov
Bauman Moscow State Technical University
RL1, 5, 2nd Baumanskaya str., Moscow, 105005, Russian Federation
rusov.yu.s@gmail.com
mc_ken@mail.ru

Abstract: *The implementation options of the few-elements W-band phased array antenna (PAA) feed system are considered. The results of numerical simulation and experimental study of the PAA with the offset feed and the axial feed electrical characteristics are presented. According to the results of calculated and experimental PAA radiation patterns comparison is made a conclusion about the preferred use of the axial irradiator placement feed system in a PAA with more than 150 elements. This is due to the necessity of creating a symmetrical amplitude distribution of the electromagnetic field in the PAA aperture, ensuring minimization of its radiation pattern distortion.*

Keywords: *phased array antenna, spatial feed, W-band.*

Варианты реализации пространственного возбуждения малоэлементной фазированной антенной решетки W-диапазона

Русов Ю.С., Комиссарова Е.В., Крехтунов В.М.
Московский Государственный Технический Университет им. Н.Э. Баумана
РЛ1, д. 5, ул. 2-я Бауманская, Москва, 105005, Российская Федерация
rusov.yu.s@gmail.com
mc_ken@mail.ru

Аннотация: *Рассмотрены варианты выполнения системы облучения малоэлементной фазированной антенной решетки (ФАР) W-диапазона частот. Представлены результаты численного моделирования и экспериментального исследования электрических характеристик ФАР как с офсетным возбуждением, так и при расположении облучателя на оси ФАР. По результатам сопоставления расчетных и экспериментальных диаграмм направленности (ДН) ФАР сделан вывод о предпочтительном использовании в ФАР с количеством элементов более 150 системы облучения с осевым размещением облучателя. Это обусловлено необхо-*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

димостью создания симметричного амплитудного распределения электромагнитного поля в раскрыве ФАР, обеспечивающего минимизацию искажения ее ДН.

Ключевые слова: фазированная антенная решетка, пространственное возбуждение, W-диапазон.

1. Введение

В радиотехнических комплексах как сантиметрового [1], так и миллиметрового диапазонов волн [2, 3], находят применение фазированные антенные решетки проходного и отражательного типов с пространственным возбуждением [4].

Для отражательных ФАР (ОФАР) характерны: минимальный продольный размер, простота вывода на тыльную сторону антенны проводов системы управления лучом и расположения последней сзади антенной решетки. При этом интегрированные элементы ФАР могут иметь поперечный размер, например диаметр, равный шагу антенной решетки. Однако недостатками ОФАР являются увеличенные потери, вносимые элементами ФАР, и затенение части раскрыва антенной решетки (АР) облучателем, его трактом и элементами крепления.

Проходная ФАР (ПФАР) свободна от указанных выше недостатков, присущих ОФАР. Однако ПФАР имеет свои собственные недостатки, связанные с выводом линий управления фазовращателями на боковую поверхность ФАР [7] или на специальную силовую плиту [6]. Кроме того, интегрированные элементы проходной ФАР должны при одном и том же секторе сканирования луча иметь меньший диаметр, чем у ОФАР. Это обусловлено необходимостью применения модульной сборки элементов ПФАР [5, 6] и размещением между элементами ПФАР проводников системы управления фазовращателями.

Указанные проблемы успешно решены в ФАР X- и Ка-диапазонов частот [5, 6]. Однако в коротковолновой части миллиметрового диапазона волн, в частности в W-диапазоне, проблема выбора схемы возбуждения ФАР и расположения ее облучателя нуждается в обосновании.

2. Характеристики фазированных антенных решеток с различными системами возбуждения

Рассматривается проблема выбора облучающей системы для отражательной ФАР W-диапазона [11], раскрыв которой имеет диаметр 16,3λ и содержит порядка 150 излучающих элементов, расположенных в узлах гексагональной сетки с шагом 1,25λ (λ – длина волны в свободном про-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

странстве). Каждый элемент ФАР [9] включает в себя волноводный ферритовый фазовращатель [10] и рупорно-диэлектрический излучатель. В качестве облучателя ОФАР используется конический рупор. При создании облучающей системы отражательной ФАР важной задачей является поиск оптимального расположения облучателя. При размещении облучателя на оси, проходящей через центр раскрыва АР, как показано на рис. 1, обеспечивается симметричное спадающее к краям раскрыва амплитудное распределение электромагнитного поля.



Рис. 1. Отражательная ФАР с центральным размещением облучателя

Fig. 1. Reflective PAA with the central placement of the irradiator

Такое амплитудное распределение способствует формированию диаграммы направленности антенны с симметричными боковыми лепестками, уровень которых в случае наличия затенения раскрыва ФАР облучателем зависит от поперечных размеров облучателя и питающего его волновода.

В случае офсетного расположения облучателя затенение раскрыва ФАР отсутствует, но создаваемое при этом несимметричное амплитудное распределение поля в раскрыве антенны является причиной формирования ДН с несимметричными главным и боковыми лепестками, а уровень боковых лепестков может оказаться выше по сравнению с симметричным возбуждением.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

На рис. 2 приведены диаграммы направленности ФАР при офсетном расположении облучателя на расстоянии 22,8λ от плоскости раскрыва антенной решетки. При этом центр излучения облучателя смещен от оптической оси антенной решетки на 10λ, что исключает затенение раскрыва ФАР элементами облучающей системы при всех положениях главного лепестка ДН ФАР в секторе сканирования луча. В этом случае диаграмма направленности антенны имеет несимметрично расположенные боковые лепестки с уровнем до -15 дБ и искаженную форму главного лепестка, слившегося с первым боковым лепестком на уровнях ниже -15 дБ.

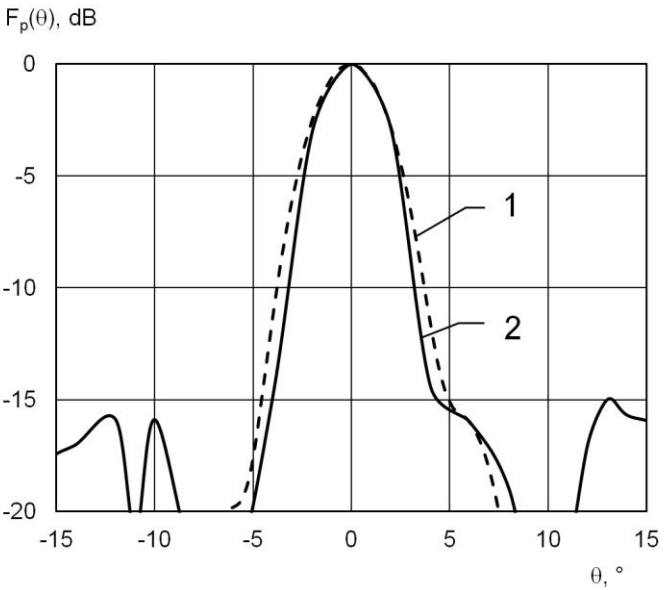


Рис. 2. Диаграммы направленности ФАР при офсетном возбуждении: 1 – расчетная ДН, 2 – экспериментальная ДН.

Fig. 2. Offset feed PAA radiation patterns: 1 – the calculated pattern, 2 – the experimental pattern.

На рис. 3 показаны ДН антенны при осевом размещении облучателя на расстоянии 22,8λ от плоскости раскрыва АР. В этом случае центральная часть раскрыва ФАР затеняется облучателем диаметром 3λ, а питающий его волновод с поперечным сечением 0,9λ создает дополнительное радиальное затенение раскрыва антенны. Главный лепесток ДН ФАР с таким возбуждением имеет симметричную форму, а максимальный уровень боковых лепестков не превышает -15 дБ.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

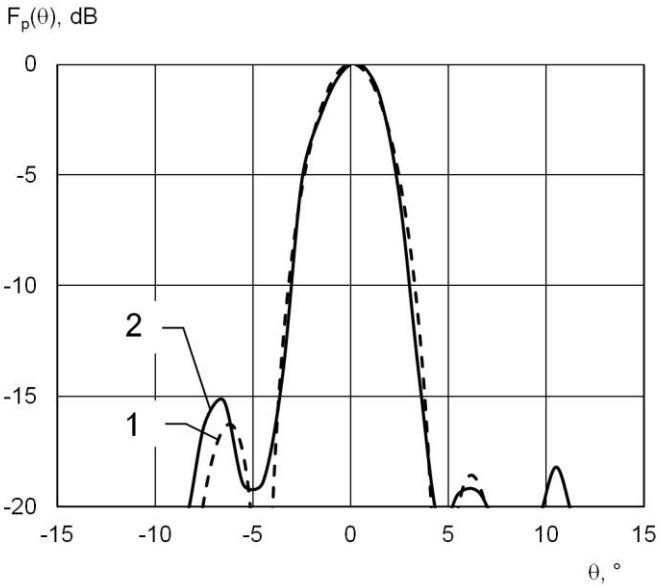


Рис. 3. Диаграммы направленности ФАР при осевом возбуждении: 1 – расчетная ДН, 2 – экспериментальная ДН.
Fig. 3. Axial feed PAA radiation patterns: 1 – the calculated pattern, 2 – the experimental pattern.

3. Коэффициент усиления отражательной ФАР

Наряду с исследованием ДН ОФАР проведено измерение ее коэффициента усиления методом замещения эталонным рупором. Экспериментально определенный коэффициент усиления макета ОФАР равен 26,1 дБ. За вычетом известных потерь, вносимых трактом облучателя, селектором поляризации и π/2-поляризатором, собственный коэффициент усиления синфазной ОФАР составляет $G_{0\,ФАР} = 28{,}1$ дБ. При этом коэффициент эффективности ФАР, рассчитываемый по формуле

$$\mu_{ФАР} = \frac{G_{0_{ФАР}}}{D_0},$$

где D_0 – коэффициент направленного действия синфазно и равноамплитудно возбужденного круглого раскрыва с диаметром, равным диаметру раскрыва ФАР, составляет $\mu_{ФАР} = 0{,}25$, что является хорошим значением для ОФАР W-диапазона с фарадеевскими фазовращателями и рупорно-диэлектрическими излучателями и подтверждает работоспособность малоэлементной ФАР при осевом возбуждении.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Заключение

На основе проведенного сравнения расчетных и экспериментальных ДН малоэлементной ФАР с двумя различными облучающими системами можно сделать следующий вывод. Несмотря на наличие затенения раскрыва ФАР облучателем и питающим его волноводом при осевом расположении облучателя форма главного лепестка ДН искажается значительно меньше, чем при офсетной облучающей системе. С учетом сравнимых значений уровней боковых лепестков в обоих случаях можно считать предпочтительным применение для рассматриваемой малоэлементной ФАР системы возбуждения с осевым размещением облучателя.

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] Многоэлементная ФАР Ка-диапазона / В.В. Денисенко, Ю.Б. Дубров, Ю.Б. Корчемкин, В.А. Макота, А.Н. Николаев, А.А. Толкачев, А.М. Шитиков, А.Г. Шутов // Антенны. 2005. №1. С. 7-14.

[3] Зенитная ракетно-пушечная боевая машина: пат. 2584404 Россия / Ю.Н. Савенков, В.Г. Слугин, О.Ю. Шевцов, А.А. Зубарев, В.М. Крехтунов, А.А. Ланцов. Заявл. 17.02.2015; опубл. 20.05.2016. Бюл. №18 // Изобретения. Полезные модели. Официальный бюллетень Федеральной службы по интел. собств.

[4] Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток: учеб. пособие для вузов / под ред. Д.И. Воскресенского. М.: Радиотехника, 2012. 744 с.

[5] Элемент фазированной антенной решетки: пат. 2325741 РФ / Л.Б. Рошаль, А.И. Фирсенков, В.М. Крехтунов, О.Ю. Шевцов. Заявл. 06.10.2006; опубл. 27.05.2008. Бюл. №15 // Изобретения. Полезные модели. Официальный бюллетень Федеральной службы по интел. собств.

[6] Приемопередающий элемент фазированной антенной решетки: пат. 2184410 Россия / Ю.Н. Афанасьев, В.В. Жигарев, Л.Н. Захарьев, В.А. Кашин, В.М. Корецкий, А.А. Леманский, А.В. Липатов, Б.А. Павельев, В.Г. Феоктистов. Заявл. 26.06.2001; опубл. 27.06.2002. Бюл. №18 // Изобретения. Полезные модели. Официальный бюллетень Федеральной службы по интел. собств.

[7] Модуль проходной фазированной антенной решетки: пат. 2461930. Россия / Ю.С. Русов, М.Е. Голубцов, В.М. Крехтунов, С.И. Нефедов. Заявл. 30.12.2010; опубл. 20.09.2012. Бюл. №26 // Изобретения. Полезные модели. Официальный бюллетень Федеральной службы по интел. собств.

[8] Элемент проходной фазированной антенной решетки: пат. 2461931 Россия / 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. // Изобретения. Полезные модели. Официальный бюллетень Федеральной службы по интел. собств.

[9] Элемент фазированной отражательной антенной решетки: пат. 2474018. Россия / Е.В. Комиссарова, В.М. Крехтунов. Заявл. 30.12.2010; опубл. 27.01.2013. Бюл. №3 // Изоб-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ретения. Полезные модели. Официальный бюллетень Федеральной службы по интел. собств.

[10] Крехтунов В.М., Андропов Е.В., Комиссарова Е.В. Волноводный ферритовый фазовращатель для ФАР на частоту 94 ГГц // Антенны. 2001. №8. С. 28-33.

[11] Комиссарова Е.В., Будкин А.А., Крехтунов В.М. Электродинамическое моделирование элемента фазированной антенной решетки W-диапазона // 19-я Междунар. конф. Радиолокация, навигация, связь: Материалы конф. Воронеж (Россия). 2013. С. 4143-4150.

References

[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] Multielement Ka-band PAA / V.V. Denisenko, Ju.B. Dubrov, Ju.B. Korchemkin, V.A. Makota, A.N. Nikolaev, A.A. Tolkachev, A.M. Shitikov, A.G. Shutov // Antennas. 2005. №1. P. 7-14.

[3] Anti-aircraft missile and gun fighting machine: pat. 2584404 Russia / Ju.N. Savenkov, V.G. Slugin, O.Ju. Shevtsov, A.A. Zubarev, V.M. Krekhtunov, A.A. Lantsov. Appl. 17.02.2015; Publ. 20.05.2016. Bull. №18 // Invention. Utility models. Official Bulletin of the Federal service for Intel. Priv.

[4] UHF devices and antennas. Designing phased antenna arrays: Stud. Handbook for universities / under red. D.I. Voskresenskogo. M.: Radiotechnics, 2012. 744 p.

[5] Phased antenna array element: pat. 2325741 RF / L.B. Roshal', A.I. Firsenkov, V.M. Krekhtunov, O.Ju. Shevtsov. Appl. 06.10.2006; Publ. 27.05.2008. Bull. №15 // Invention. Utility models. Official Bulletin of the Federal service for Intel. Priv.

[6] Transmitting and receiving phased antenna array element: pat. 2184410 Russia / Ju.N. Afanas'ev, V.V. Zhigarev, L.N. Zahar'ev, V.A. Kashin, V.M. Koreckij, A.A. Lemanskij, A.V. Lipatov, B.A. Pavel'ev, V.G. Feoktistov. Appl. 26.06.2001; Publ. 27.06.2002. Bull. №18 // Invention. Utility models. Official Bulletin of the Federal service for Intel. Priv.

[7] Module of phased transmissive antenna array: pat. 2461930 Russia / Ju.S. Rusov, M.E. Golubtsov, V.M. Krekhtunov, S.I. Nefedov. Appl. 30.12.2010; Publ. 20.09.2012. Bull. №26 // Invention. Utility models. Official Bulletin of the Federal service for Intel. Priv.

[8] Element of phased transmissive antenna array: pat. 2461931 Russia / M.E. Golubtsov, Ju.S. Rusov, V.M. Krekhtunov, S.I. Nefedov, A.I. Firsenkov. Appl. 30.12.2010; Publ. 20.09.2012. Bull. №26. // Invention. Utility models. Official Bulletin of the Federal service for Intel. Priv.

[9] Element of phased reflector antenna array: pat. 2474018. Russia / E.V. Komissarova, V.M. Krekhtunov. Appl. 30.12.2010; Publ. 27.01.2013. Bull. №3 // Invention. Utility models. Official Bulletin of the Federal service for Intel. Priv.

[10] Krekhtunov V.M., Andropov E.V., Komissarova E.V. Waveguide ferrite phase shifter to the frequency 94 GHz // Antennas. 2001. №8. P. 28-33.

[11] Komissarova E.V., Budkin A.A., Krehtunov V.M. Electrodynamic modeling of W-band phased antenna array element // 19-я Internat. conf. Radar, navigation, communications: Conf. materials. Voronezh (Russia). 2013. P. 4143-4150.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The synthesing of the function source, which generates the specified field radiation

Grigoriy S. Malyshev, Alexey S. Raevskii, Sergey B. Raevskii
Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev
Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation
raevsky_as@mail.ru

Abstract: *In this article formulated self-consistent problem of radiation. This task consists in solving the systems of homogeneous Fredholm integral equations of the 2nd kind with respect to the fields at the aperture of emitter. It is shown that this system of equations allows determine function of the source, that creates a specified radiation field. The problem of calculating the radiation field from the end of the round an open dielectric waveguide (ODW) is considered. It is shown that the collocation method has been successfully used to algebraization these integral equations.*
Keywords: *aperture, integral equations, collocation method, duality principle, self-consistent problem, own wave of ODW, eigenfunctions.*

Синтезирование функции источника, создающего заданное поле излучения

Малышев Г.С., Раевский А.С., Раевский С.Б.
Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева
г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
raevsky_as@mail.ru

Аннотация: *Формулируется самосогласованная задача об излучении, приводящая к системе однородных интегральных уравнений Фредгольма 2-го рода относительно полей на апертуре излучателя. Показывается, что эта система уравнений позволяет определять функцию источника, создающего заданное поле излучения. Рассматривается задача о расчёте поля излучения с конца круглого открытого диэлектрического волновода (ОДВ). Показывается, что для алгебраизации интегральных уравнений в задачах данного типа успешно может использоваться метод коллокаций.*

Ключевые слова: *апертура, интегральные уравнения, метод коллокаций, принцип двойственности, самосогласованная задача, собственные волны ОДВ, собственные функции.*

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

Целью настоящей работы является показать, каким образом синтезировать на заданном базисе функцию распределения поля на излучающей апертуре, обеспечивающую создание заданного (требуемого) поля излучения. При этом указанный базис определяется геометрией излучателя, пространством функций задачи, описывающей этот излучатель как базовый элемент общей структуры. В рассматриваемом случае излучающей апертурой является торец открытого диэлектрического волновода (ОДВ). В связи с этим в качестве пространства базисных функций, описывающих первичное поле, берутся решения краевой задачи для регулярного ОДВ.

Строгость или не строгость данного подхода к расчету поля излучения зависят от того, каким образом определяется распределение электромагнитного поля на раскрыве излучателя. Строгая теория антенн приводит [1,2] к интегральным уравнениям. При этом, как правило, поднимается вопрос самосогласованности задачи об излучении. Под самосогласованностью в большинстве случаев [2,3] понимают сведение задачи к неоднородному сингулярному интегральному уравнению относительно функции тока на апертуре антенны, учитывающей влияние внешнего поля на распределение этого тока. При этом в записи первичного поля учитывается ЭДС сторонних сил [2], что приводит к неоднородному интегральному уравнению (системе уравнений), что, вообще говоря, нарушает смысл самосогласованности задачи, так как в конечном итоге приводит к расчету поля излучения по заданным источникам. Самосогласованность в этом случае, как таковая, отсутствует. В строгом представлении самосогласованная задача - замкнутый цикл, содержащий обратную связь наподобие системы автогенератора. В результате наличия указанной обратной связи самосогласованная задача об излучении должна приводить к однородным интегральным уравнениям, то есть должна являться задачей на собственные функции и собственные значения. Последние являются решениями характеристического уравнения. Только на решениях этого уравнения получаются [4,5] нетривиальные решения краевой задачи об излучении.

2. Формулировка самосогласованной задачи об излучении

Излучающий торец ОДВ, включающий в себя внутреннюю и внешнюю области, представляем как плоскость S_0, рис. 1.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

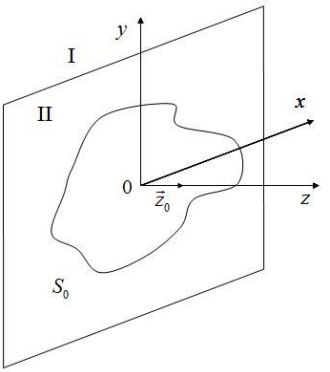


Рис. 1. Фрагмент излучающей поверхности S_0

Fig.1. Detail of the radiating surface S_0

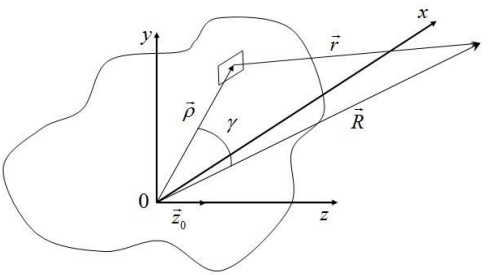


Рис. 2. Взаимное расположение векторов $\vec{\rho}$ и $\vec{R}$, определяющих, соответственно, положение элементарного тока на поверхности S_0 и точку наблюдения

Fig 2. The relative position of the vectors $\vec{\rho}$ and $\vec{R}$ defining, respectively, the position of the elementary current at the surface and the observation point

Согласно принципу Гюйгенса-Френеля [6] плотности поверхностных токов на S_0 связаны с полями соотношениями:

$$\vec{j}_\tau^{\,e} = \left[\vec{z}_0, \vec{H}\right], \ \vec{j}_\tau^{\,m} = -\left[\vec{z}_0, \vec{E}\right]. \tag{1}$$

В однородной среде векторные потенциалы, создаваемые электрическими и магнитными токами, удовлетворяют волновым уравнениям:

$$\Delta\vec{A}^e - \varepsilon\mu\frac{\partial^2\vec{A}^e}{\partial t^2} = -\mu\vec{j}^{\,e}, \tag{2}$$

$$\Delta\vec{A}^m - \varepsilon\mu\frac{\partial^2\vec{A}^m}{\partial t^2} = \varepsilon\vec{j}^{\,m}. \tag{3}$$

В том случае, когда поле излучения создаётся поверхностными токами, векторные потенциалы вычисляются как

$$\vec{A}^e = \frac{\mu}{4\pi}\int_{S_0}\left[\vec{z}_0, \vec{H}\right]\frac{e^{-i\vec{k}\vec{r}}}{r}dS; \tag{4}$$

$$\vec{A}^m = \frac{\varepsilon}{4\pi}\int_{S_0}\left[\vec{z}_0, \vec{E}\right]\frac{e^{-i\vec{k}\vec{r}}}{r}dS, \tag{5}$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

где $\vec{r}$ - радиус-вектор, соединяющий элементарный ток на поверхности S_0 с точкой наблюдения, $\vec{R}$ - радиус-вектор точки наблюдения, рис. 2. Модули векторов $\vec{r}$ и $\vec{R}$ связаны соотношением:

$$r = \sqrt{\rho^2 + R^2 - 2\rho R\cos\gamma},$$

где ρ - модуль радиус-вектора $\vec{\rho}$ элементарного тока на поверхности S_0, γ - угол между векторами $\vec{\rho}$ и $\vec{R}$, рис. 2.

Тангенциальные компоненты полей в области II, рис. 1, вычисляются по формулам:

$$\vec{E}_\tau^{(\mathrm{II})} = \left[-i\omega\vec{A}^e + \frac{1}{\varepsilon} rot\vec{A}^m, \vec{z}_0 \right], \tag{6}$$

$$\vec{H}_\tau^{(\mathrm{II})} = \left[i\omega\vec{A}^m + \frac{1}{\mu} rot\vec{A}^e, \vec{z}_0 \right]. \tag{7}$$

На излучающей поверхности S_0 должны выполняться граничные условия:

$$\vec{E}_\tau\Big|_{S_0} = \vec{E}_\tau^{(\mathrm{II})}\Big|_{S_0}, \ \vec{H}_\tau\Big|_{S_0} = \vec{H}_\tau^{(\mathrm{II})}\Big|_{S_0}, \tag{8}$$

где $\vec{E}_\tau$ и $\vec{H}_\tau$ - это поля на поверхности S_0, связанные с токами на этой поверхности соотношениями (1).

Подставляя в граничные условия (8) компоненты поля (6) и (7) в области излучения II, получаем:

$$\begin{cases} \vec{E}_\tau = \dfrac{1}{4\pi}\left[-i\omega\mu \int\limits_{S_0} \vec{H}_\tau \dfrac{e^{-ik\vec{r}}}{r} dS + rot\left(\int\limits_{S_0} \vec{E}_\tau \dfrac{e^{-ik\vec{r}}}{r} dS \right), \vec{z}_0 \right], \\ \vec{H}_\tau = \dfrac{1}{4\pi}\left[i\omega\varepsilon \int\limits_{S_0} \vec{E}_\tau \dfrac{e^{-ik\vec{r}}}{r} dS + rot\left(\int\limits_{S_0} \vec{H}_\tau \dfrac{e^{-ik\vec{r}}}{r} dS \right), \vec{z}_0 \right]. \end{cases} \tag{9}$$

Уравнения (9) образуют систему двух векторных интегральных уравнений относительно тангенциальных компонент электрического и магнитного полей на излучающей поверхности S_0. Как видно из (9), интегральные уравнения однородные. Таким образом, имеем задачу на собственные функции и собственные значения. Такая задача, сформулированная в виде замкнутого цикла (поле излучения вычисляется через неизвестное поле на поверхности излучения и подставляется в граничные условия на этой поверхности), является самосогласованной.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

В самосогласованной задаче поле на излучающей поверхности полагается неизвестным. Оно ищется как решение интегрального уравнения или системы интегральных уравнений (9). Поскольку задача на собственные функции и собственные значения приводит к характеристическому уравнению, она имеет множество решений, образующее базис для представления поля, создаваемого заданным источником. Этот базис, полученный как решение самосогласованной задачи, учитывает обратное влияние поля излучения на первичный источник. Решение самосогласованной задачи, естественно, удовлетворяют уравнениям Максвелла, поскольку поля, входящие в её формулировку, вычисляются через векторные потенциалы, удовлетворяющие уравнениям (2) и (3).

3. Самосогласованная задача об излучении с конца круглого ОДВ

Одной из широко распространенных электродинамических задач является задача об излучении с конца круглого ОДВ. В соответствии с формулировкой самосогласованной задачи об излучении, базис для представления поля над круглым фрагментом диэлектрической поверхности (торцом ОДВ в неограниченном однородном пространстве, будем формировать на основе решения однородной краевой задачи, сводящейся к системе однородных интегральных уравнений Фредгольма 2-го рода (9).

Для гибридных HE_{nm} и EH_{nm} волн ОДВ тангенциальные по отношению к плоскости S_0 компоненты электромагнитного поля удовлетворяют двум системам уравнений, следующих из системы (9):

$$\begin{cases} E_\rho = -\dfrac{i\omega\mu}{4\pi}\displaystyle\int_0^{2\pi}\int_0^{\infty} H_\varphi \frac{e^{-ikr_o}}{r_o}\rho\cdot d\rho\cdot d\varphi_o, \\ H_\varphi = -\dfrac{i\omega\varepsilon}{4\pi}\displaystyle\int_0^{2\pi}\int_0^{\infty} E_\rho \frac{e^{-ikr_o}}{r_o}\rho\cdot d\rho\cdot d\varphi_o. \end{cases} \tag{10}$$

$$\begin{cases} E_\varphi = \dfrac{i\omega\mu}{4\pi}\displaystyle\int_0^{2\pi}\int_0^{\infty} H_\rho \frac{e^{-ikr_o}}{r_o}\rho\cdot d\rho\cdot d\varphi_o, \\ H_\rho = \dfrac{i\omega\varepsilon}{4\pi}\displaystyle\int_0^{2\pi}\int_0^{\infty} E_\varphi \frac{e^{-ikr_o}}{r_o}\rho\cdot d\rho\cdot d\varphi_o. \end{cases} \tag{11}$$

где $r_o = \sqrt{R^2+\rho^2-2\rho R\cos\left(\varphi-\varphi_o\right)}$. Отметим, что система (10) может быть получена из системы (11) (и наоборот) с помощью перестановочного принципа двойственности

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$E_\rho \rightleftarrows H_\rho,\ H_\varphi \rightleftarrows E_\varphi,\ \varepsilon \rightleftarrows -\mu,$$

что подтверждает корректность их (систем) вывода.

Уравнения (10) и (11) образуют две автономные системы интегральных уравнений относительно компонент поля: E_ρ и H_φ, E_φ и H_ρ, соответственно. Эти уравнения являются однородными интегральными уравнениями Фредгольма 2-го рода относительно указанных компонент поля в плоскости S_0 (z = 0). То есть сформулирована задача на собственные функции и собственные значения, поэтому решения систем уравнений (10) и (11) образуют базис, по которому производится разложение функций поля первичных источников.

В уравнениях (10), (11) компоненты поля представляются в виде автономных разложений, удовлетворяющих нулевому условию при $\rho \to \infty$. Связь между коэффициентами этих разложений устанавливается системой интегральных уравнений (10) и (11), то есть, в конечном итоге, системой уравнений Максвелла, из которой получена система указанных интегральных уравнений. Алгебраизация этих уравнений позволяет получить базис для представления тангенциальных компонент электрического и магнитного полей на излучающей поверхности.

Составим алгоритм расчета амплитудных коэффициентов указанных собственных волн, набор которых обеспечит, например, экспоненциальное распределение поля по радиальной координате справа от апертуры излучения, образуемой двухслойной областью торца круглого ОДВ. Суммарное поле на открытом конце ДВ будет записано в виде:

$$E_\rho = \sum_{m=1}^{\infty} A_{1m} E_\rho^{(m)},\ E_\varphi = \sum_{m=1}^{\infty} A_{1m} E_\varphi^{(m)},\ H_\rho = \sum_{m=1}^{\infty} A_{1m} H_\rho^{(m)},\ H_\varphi = \sum_{m=1}^{\infty} A_{1m} H_\varphi^{(m)}, \qquad (12)$$

в котором индекс суммирования *m*-порядковый номер корня дисперсионного уравнения ОДВ, соответствующего волнам с азимутальным индексом *n*. Таким образом, в правых частях уравнений (10), (11) имеем компоненты полей в виде сумм компонент полей волн HE_{nm} (EH_{nm}).

В левой части уравнений (10) и (11), полагая, что поле излучения имеет заданное распределение по радиальной координате, представляем его в виде:

$$E_\rho(R,\varphi) = Ae^{-\gamma R}\cos(n\varphi),\ H_\varphi(R,\varphi) = Be^{-\gamma R}\sin(n\varphi), \qquad (13)$$

$$E_\varphi(R,\varphi) = B\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}e^{-\gamma R}\sin(n\varphi),\ H_\rho(R,\varphi) = A\sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}}e^{-\gamma R}\cos(n\varphi). \qquad (14)$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Решение систем интегральных уравнений

Алгебраизация полученных интегральных уравнений осуществляется методом коллокаций [7]. Полученные уравнения записываются при значениях ρ_i столько раз, сколько требуется для образования системы уравнений с квадратной матрицей.

Подставляем разложения (12) в правые части систем (10) и (11), а выражения (13) и (14) в левые, получаем:

$$\begin{cases} Ae^{-\gamma R}\cos(n\varphi) = -\dfrac{i\omega\mu}{4\pi}\displaystyle\sum_{m=1}^{M} A_{1m}\int_0^{2\pi}\int_0^{\infty} H_{\varphi}^{(m)}\frac{e^{-ikr_o}}{r_o}\rho\cdot d\rho\cdot d\varphi_o, \\ Be^{-\gamma R}\sin(n\varphi) = -\dfrac{i\omega\varepsilon}{4\pi}\displaystyle\sum_{m=1}^{M} A_{1m}\int_0^{2\pi}\int_0^{\infty} E_{\rho}^{(m)}\frac{e^{-ikr_o}}{r_o}\rho\cdot d\rho\cdot d\varphi_o, \end{cases} \tag{15}$$

$$\begin{cases} B\sqrt{\dfrac{\mu}{\varepsilon}}e^{-\gamma R}\sin(n\varphi) = \dfrac{i\omega\mu}{4\pi}\displaystyle\sum_{m=1}^{M} A_{1m}\int_0^{2\pi}\int_0^{\infty} H_{\rho}^{(m)}\frac{e^{-ikr_o}}{r_o}\rho\cdot d\rho\cdot d\varphi_o, \\ A\sqrt{\dfrac{\varepsilon}{\mu}}e^{-\gamma R}\cos(n\varphi) = \dfrac{i\omega\varepsilon}{4\pi}\displaystyle\sum_{m=1}^{M} A_{1m}\int_0^{2\pi}\int_0^{\infty} E_{\varphi}^{(m)}\frac{e^{-ikr_o}}{r_o}\rho\cdot d\rho\cdot d\varphi_o. \end{cases} \tag{16}$$

Применяя метод редукции, в системах (15) и (16) заменим бесконечный предел суммирования на конечный, учитывая для заданных частоты и индекса *n* конечное число *M* корней дисперсионного уравнения ОДВ. Далее рассмотрение ведём только для системы (15). Используя метод коллокаций, записываем уравнения (15) в точках (R_i,φ_i), $i=1,...,M/2$, где i – номер точки (R_i,φ_i). Точки (R_i,φ_i) являются узлами коллокации. В итоге получим систему из *M* уравнений относительно *M* неизвестных A_{1m}, $m=1,2,...,M$. Решив эту систему, можем найти поля H_φ и E_ρ, которые создают поля с заданными распределениями (13). В случае использования семи узлов коллокации наблюдается хорошее приближение поля к (36), как количественное, так и качественное.

5. Заключение

Показано, что самосогласованная задача об излучении приводит к системе однородных интегральных уравнений, дающей базис для обоснованного решения задач возбуждения поля в открытом пространстве подобно задачам возбуждения полей в экранированных структурах. Самосогласованная задача, как показано на конкретном примере, позволяет синтезировать функции источника, создающего заданное поле, с использова-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

нием базиса, соответствующего краевой задаче для структуры, образующей апертуру излучения. Показано, что для численной реализации задачи синтезирования можно успешно использовать метод коллокаций.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проектной части государственного задания в сфере научно-исследовательской деятельности, проект № 3.1709.2014/К.

Список литературы

[1] Каценеленбаум Б.З. Высокочастотная электродинамика. М.: Наука, 1966 – 240 с.

[2] Неганов В.А., Табаков Д.П., Яровой Г.П. Современная теория и практические применения антенн. М.: Радиотехника, 2004. – 716 с.

[3] Неганов В.А., Осипов О.В., Раевский С.Б., Яровой Г.П. Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Радиотехника, 2007. – 743 с.

[4] Раевский А.С., Раевский С.Б. Самосогласованность краевых задач теории излучения // Антенны. 2014. вып. 2 (201). С. 3 – 6.

[5] Малышев Г.С., Новосёлова Н.А., Раевский С.Б., Седаков А.Ю. Самосогласованная задача об излучении из круглого отверстия в бесконечном идеально проводящем экране // Антенны. 2015. вып. 3 (214). С. 3 – 9.

[6] Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны. М.: Радио и связь, 1988. – 440 с.

[7] Алексидзе М.А. Фундаментальные функции в приближённых решениях граничных задач. М.: Наука, 1991. - 352 с.

References

[1] Katsenelenbaum B.Z. High-frequency electrodynamics. M.: Nauka, 1966 - 240 p.

[2] Neganov V.A., Tabakov D.P., Yarovoy G.P. The modern theory and practical applications of antennas. M.: Radiotekhnika, 2004. - 716 p.

[3] Neganov V.A., Osipov O.V., Raevskii S.B., Yarovoy G.P. Electrodynamics and Propagation. M .: Radiotekhnika, 2007. - 743 p.

[4] Raevskii A.S., Raevskii S.B. The self-consistency of the theory of boundary value problems of radiation // Antennas. 2014. Vol. 2 (201). P. 3 - 6.

[5] Malyshev G.S., Novoselova N.A., Raevskii S.B., Sedakov A.Y. Self-consistent problem of radiation from a circular hole in an infinite perfectly conducting screen // Antennas. 2015. Vol. 3 (214). P. 3 - 9.

[6] Vainshtein L.A. Electromagnetic waves. M.: Radio and Communications, 1988. - 440 p.

[7] Aleksidze M.A. The fundamental function for approximate solutions of boundary value problems. M.: Nauka, 1991 - 352 p.

Acknowledgements

This study was supported in part by the State Order in the field of scientific research activity, project no. 3.1709.2014/K.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Quality factor of the resonator cavity antenna with partially transparent planar surface

Viktor A. Bukharin[1], Nikolay I. Voytovich[1]
[1]*South Ural State University*
Chelyabinsk, 454080, Russian Federation
bva@kipr.susu.ac.ru

Abstract: *The problem of finding the Q-factor of the resonator cavity antenna with partly transparent flat planar surface is solved. It is shown that the Q-factor of the cylindrical resonator depends on the properties of partially transparent planar surface and the ratio of the phase velocity of an inhomogeneous plane wave and the speed of a flat transverse wave in a homogeneous medium of the resonator. It is realized a comparison of the quality factor of the resonator with a partially transparent planar surface with a q-factor of the resonator Fabry-Perot. The strict electrodynamic calculations are given of the reflection coefficient of the partially transparent surface and q-factor of the cylindrical resonator in the first example of the industrial design referred to the original antenna.*

Keywords: *resonator, Q-factor, resonator cavity antenna, partially transparent.*

Добротность резонаторной антенны с частично прозрачной плоской стенкой

[1]Бухарин В.А., [1]Войтович Н.И.
[1]*Южно-Уральский государственный университет (НИУ)*
г. Челябинск, 454080, Российская Федерация
bva@kipr.susu.ac.ru

Аннотация: *Решена проблема нахождения добротности апертурной резонаторной антенны с частично прозрачной плоской стенкой. Показано, что добротность цилиндрического резонатора зависит от свойств частично прозрачной стенки и от соотношения фазовой скорости неоднородной плоской волны и скорости плоской поперечной однородной волны в среде резонатора. Проведено сравнение добротности резонатора с частично прозрачной стенкой с добротностью резонатора Фабри-Перо. Приведены строгие электродинамические расчёты коэффициента отражения от частично прозрачной поверхности и добротности цилиндрического резонатора на примере первого промышленного образца упомянутой оригинальной антенны.*

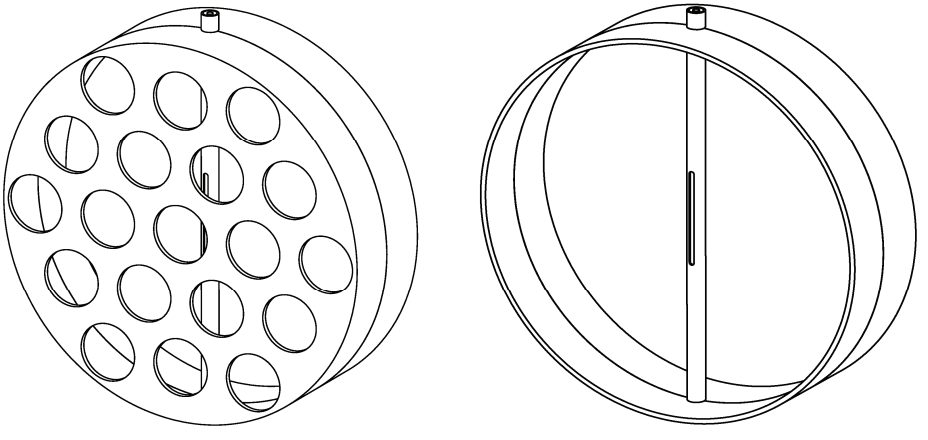
Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Ключевые слова: резонатор, добротность, резонаторная антенна, частично прозрачная поверхность.

1. Введение

Одномодовые апертурные резонаторные антенны с частично прозрачной стенкой обладают уникальными характеристиками [1]. Однако проектирование резонаторных антенн связано со сложными, трудоёмкими, строгими электродинамическими методами анализа [2]. Для инженерных расчётов требуются более простые и доступные методы. Создание инженерной методики проектирования апертурных резонаторных антенн является важной и актуальной задачей.

Апертурная резонаторная антенна изображена на рис. 1, *а*. Антенна построена на основе двух связанных между собой резонаторов: цилиндрического резонатора с плоской частично прозрачной излучающей стенкой и размещённого в нём коаксиально-щелевого резонатора (рис. 1, *б*). В цилиндрическом резонаторе в предельном случае полной непрозрачности стенки возбуждается основное колебание H_{111}. По существу, основная мода H_{111} определяет амплитудно-фазовое распределение в апертуре антенны.



а) *б)*

Рис. 1. Резонаторная антенна.
Fig. 1. Cavity antenna design.

Диаграмма направленности апертурной резонаторной антенны зависит от размеров апертуры и амплитудно-фазового распределения в апертуре. Согласование антенны с фидером зависит от положения полюсов в

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

частотной области объёмного цилиндрического и коаксиально-щелевого резонаторов, от добротности резонаторов и коэффициента связи между резонаторами. Коэффициент связи между резонаторами можно регулировать двумя способами. Первый способ заключается в повороте коаксиально-щелевого резонатора вокруг оси симметрии коаксиальной линии передачи. Второй способ заключается в перемещении короткозамыкателя внутри коаксиальной линии передачи вдоль линии передачи в области излучающих щелей (на рис. 1 короткозамыкатель не показан).

2. Постановка задачи

Рассмотрим плоскую резонаторную антенну с основной модой колебания. Основная мода колебаний в объёмном цилиндрическом резонаторе формируется в результате наложения двух бегущих вдоль оси цилиндра в противоположных направлениях дисперсионных волноводных волн. В результате отражения от стенок резонатора возникает стоячая волна – колебание H_{111}.

Найдём аналитически формулу для добротности плоской резонаторной антенны. Достоверность формулы проверим независимыми строгими электродинамическими методами в пространственно-временной и пространственно-частотной областях.

Докажем, что добротность объёмного резонатора зависит от свойств частично прозрачной стенки, от соотношения фазовой скорости неоднородной плоской бегущей волны и скорости поперечной плоской однородной волны в среде резонатора.

3. Решение задачи

Энергия, запасённая в резонаторе на заданном типе колебания

$$W(t) = \frac{1}{2}\int_V \left[\varepsilon \vec{E}^2(\vec{r},t) + \mu \vec{H}^2(\vec{r},t) \right] dV,$$

где $\vec{E}$ — вектор напряжённости электрического поля, $\vec{H}$ — вектор напряжённости магнитного поля, t — время наблюдения, $\vec{r}$ — радиус-вектор точки интегрирования ε — абсолютная диэлектрическая проницаемость среды, μ — абсолютная магнитная проницаемость среды, V — объём цилиндрического резонатора антенны.

За период колебания T запас энергии в резонаторе изменится и будет равен

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$W(t+T) = W(0)e^{-2\alpha(t+T)} = W(t)e^{-2\alpha T},$$

где α — коэффициент затухания.

Добротность объёмного резонатора, согласно определению,

$$Q = \frac{2\pi W(t)}{W(t) - W(t+T)} = \frac{2\pi W(t)}{W(t)\left(1 - e^{-2\alpha T}\right)} = \frac{2\pi}{1 - e^{-2\alpha T}}.$$

Средний за период колебания поток мощности одной бегущей волны через поперечное сечение цилиндрического волновода:

$$\frac{W}{2} \cdot \frac{1}{2L / v_{\text{гр}}},$$

где L — длина резонатора; $v_{\text{гр}}$ — групповая скорость волны.

Потери энергии на излучение одной бегущей волны на частично прозрачной стенке резонаторной антенны:

$$P_{\text{п}} = \frac{W}{2} \cdot \frac{1}{2L / v_{\text{гр}}} \cdot (1 - |\dot{\rho}|^2),$$

где $\dot{\rho}$ — коэффициент отражения от частично прозрачной стенки. Две бегущие волны за период колебания в объёмном резонаторе теряют в два раза больше энергии.

Добротность объёмного резонатора антенны с учётом двух бегущих дисперсионных волн:

$$Q = \omega \frac{W}{P_{\text{п}}} = \frac{\omega W}{2 \cdot \frac{W}{2} \cdot \frac{1}{2L / v_{\text{гр}}} \cdot (1 - |\dot{\rho}|^2)} = \frac{k}{\frac{v_{\text{гр}}}{c}} \cdot \frac{2L}{1 - |\dot{\rho}|^2},$$

где ω — круговая частота, $v_{\text{гр}}$ — групповая скорость неоднородной плоской волны, $k = \omega / c$ — волновое число, c — скорость поперечной плоской однородной волны. Групповую скорость волны можно выразить через фазовую скорость волны: $v_{\text{гр}} = c^2 / v_{\text{ф}}$. Тогда добротность

$$Q = \frac{k}{\frac{c}{v_{\text{ф}}}} \cdot \frac{2L}{1 - |\dot{\rho}|^2}.$$

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Формула добротности апертурной резонаторной антенны полностью совпадает с формулой для добротности резонатора Фабри-Перо [3], если учесть, что в резонаторе Фабри-Перо имеется две частично отражающие поверхности и потерь будет в два раза больше.

Проведём проверку формулы добротности апертурной резонаторной антенны. Воспользуемся строгими электродинамическими методами расчёта. Прямым временным методом [2] найдём коэффициент затухания объёмного цилиндрического резонатора. По формуле добротности апертурной резонаторной антенны определим коэффициент отражения от частично прозрачной поверхности. С другой стороны, коэффициент отражения от частично прозрачной поверхности найдём из задачи дифракции на бесконечно большой двумерно-периодической структуре с такими же параметрами как у частично прозрачной поверхности резонаторной антенны, используя ячейки Флоке. Сравним полученные значения.

Рассмотрим апертурную резонаторную антенну (рис. 1), имеющую следующие геометрические параметры: диаметр цилиндра 1,55λ; λ — длина волны, соответствующая резонансной частоте объёмного цилиндрического резонатора; длина резонатора 0,497λ; толщина стенки частично прозрачной поверхности 0,00332λ; диаметр отверстий 0,2724λ; расстояние между отверстиями 0,31λ. Излучающие отверстия расположены в узлах равносторонней треугольной сетки.

Расчёты по первому пространственно-временному методу дают Q=29,456 и $|\dot{\rho}|$=0,878. Расчёты по второму пространственно-частотному методу дают $|\dot{\rho}|$=0,845. Относительная ошибка меньше 4 %. Ошибку можно объяснить следующим образом. Частично прозрачная стенка апертурной резонаторной антенны ограничена диаметром резонатора антенны, следовательно, доля отверстий немного меньше чем в бесконечной двумерно-периодической структуре. Поэтому коэффициент отражения немного больше чем для бесконечной структуры. Кроме того, в формуле не учитывается устройство возбуждения объёмного цилиндрического резонатора – коаксиально-щелевой резонатор.

4. Заключение

Получена простая формула добротности апертурной одномодовой резонаторной антенны с частично прозрачной поверхностью. Формула совпадает с хорошо известной формулой добротности резонатора Фабри-Перо. Выражение связывает коэффициент отражения от частично про-

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

зрачной поверхности резонаторной антенны с добротностью апертурной резонаторной антенны. Достоверность формулы проверена независимыми строгими электродинамическими численными методами. Формула будет полезна при инженерном проектировании резонаторных антенн.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках комплексного проекта по договору № 02.G25.31.0046.

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] 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.

[3] Пегель И.В. Электродинамика сверхвысоких частот: учебное пособие. Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2009. 158 с.

References

[1] Bukharin V. A., Voytovich N. I., Ershov A. V., [The flat cavity antenna with the circular aperture]. Proceedings of the international scientific-practical conference “SVYAZPROM 2007” within the limits of 4th Euro-Asian forum “SVYAZ-PROMEKSPO 2007”, Russia, Yekaterinburg: “Real-Media Co. Limited”, 2007, pp. 288 - 290. (In Russian).

[2] Bukharin V. A., Voytovich N. I., [The space-time calculation method of cavity antennas]. Proceedings of the international scientific-practical conference “SVYAZPROM 2011” within the limits of 8th Euro-Asian forum “SVYAZ-PROMEKSPO 2011”, Russia, Yekaterinburg: “Real-Media Co. Limited”, 2011, pp. 371 - 373. (In Russian).

[3] Pegel' I.V. [Electrodynamics of ultra-high frequencies]. Tomsk: Izd-vo Tomskogo politehnicheskogo universiteta, 2009. 158 p. (In Russian).

Acknowledgements

The work is fulfilled with the financial support of the Ministry of education and science of the Russian Federation.

Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Научное издание

26-я Международная
Крымская конференция
«СВЧ-техника
и телекоммуникационные
технологии»:
Материалы конференции
(на русском и английском языках)

Том 5

Ответственный за издание
П. П. Ермолов

Компьютерная верстка
Н. А. Морозович

Редактирование текста
на английском языке
С. В. Павлов

Подписано в печать 24.05.2016
Формат 32×45/4
Условн. печ. л. 23,75
Уч.-изд. л. 23,5
Зак. 4565/5. Тир. 100

Отпечатано в типогр. Printex
ул. Кулакова, 59, оф. А
Севастополь, 299011
Тел.:
+7 978 704 51 11
+7 8692 464 744
+7 8692 455 678