

27-я Международная Крымская конференция

СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии

Материалы конференции

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

Том 3

4. Антенны и антенные элементы;
5. Пассивные компоненты

Москва • Минск • Севастополь
2017

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431
С255

Организаторы:

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

Техническая и информационная поддержка:

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

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

Т. 3 : vi, 255 [580—834] с. : ил. — ISBN 978-966-335-436-1.

В 3-й том включены материалы 39 докладов, которые были представлены на секционных заседаниях по направлениям: 4. Антенны и антенные элементы; 5. Пассивные компоненты.

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 978-966-335-433-0 (тт. 1—9)
ISBN 978-966-335-436-1 (т. 3)

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

Том 3

СЕКЦИЯ 4/1: АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ И ИХ КОМПОНЕНТЫ

4.1 МЕТОД ИНТЕГРАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ ДЛЯ РАСЧЕТА ЩЕЛЕВЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ СО СЛОИСТЫМ ПОКРЫТИЕМ
Чебышев В. В., Ястребцова О. И. 580

4.2 МЕТОДЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО СТРОГОГО РЕШЕНИЯ И ОПТИМИЗАЦИИ ЗАДАЧ ЭЛЕКТРОДИНАМИКИ И АНТЕННОЙ ТЕХНИКИ
Кондратьева С. Г., Шмачилин П. А. 587

4.3 ДВУХДИАПАЗОННАЯ СКАНИРУЮЩАЯ АНТЕННА
Кирпанев А. В., Михайлов А. Н. 592

4.4 АНТЕННА С ПОВОРОТОМ ПЛОСКОСТИ ПОЛЯРИЗАЦИИ НА ОСНОВЕ ПЛОСКОГО ТРАНС-РЕФЛЕКТОРА
Кузьмин А. А., Михайлов А. Н. 597

4.5 НИЗКОПРОФИЛЬНЫЙ ИЗЛУЧАТЕЛЬ НА ОСНОВЕ ИСКУССТВЕННОГО МАГНИТНОГО ПРОВОДНИКА В ВИДЕ РЕЧАТНОГО ПРЯМОУГОЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА
Измайлов А. А. 604

4.6 МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ ЭЛЕМЕНТАМИ
Хаванова М. А., Никитин А. О., Петров Р. В., Бичурин М. И. 611

4.7р ШИРОКОПОЛОСНЫЕ АНТЕННЫ СИСТЕМ СПУТНИКОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ
Фам Ван Винь, Кондратьева С. Г., Шмачилин П. А., Гаджиев Э. В. 618

4.8р СХЕМЫ ПОСТРОЕНИЯ МОНОИМПУЛЬСНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК С ЧАСТОТНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ
Сучков А. В. 623

4.9р ИССЛЕДОВАНИЕ КОАКСИАЛЬНО-ВОЛНОВОДНОГО ПЕРЕХОДА ШИРОКОПОЛОСНОЙ РУПОРНОЙ АНТЕННЫ
Куроптев П. Д., Левяков В. В., Фатеев А. В. 630

4.10р СПОСОБ РАСЧЕТА ВХОДНОГО ИМПЕДАНСА МИКРОПОЛОСКОВОЙ АНТЕННЫ УМЕНЬШЕННЫХ ГАБАРИТОВ
Бадалов А. Г., Грищук А. В., Кисляк Е. Н. ..... *

СЕКЦИЯ 4/2: АНТЕННЫ ДЛЯ РАДИОМОНИТОРИНГА

4.11 ШИРОКОПОЛОСНАЯ ПРИЕМНАЯ АНТЕННА ДЛЯ СИСТЕМЫ РАДИОМОНИТОРИНГА
Терентьева П. В., Головков А. А., Габдурахманов Ю. А., Стенюков Н. С. 635

4.12 ФОРМИРОВАНИЕ УПРАВЛЯЕМЫХ «ПРОВАЛОВ» В ДИАГРАММЕ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ИЗ ВЗАИМОДЕЙСТВУЮЩИХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ
Обуховец В. А. ..... *

4.13 ВОЛНОВОДНЫЙ ИЗЛУЧАТЕЛЬ С ВРАЩАЮЩЕЙСЯ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ X-ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН
Харалгин С. В., Войтович М. И., Снастин М. В., Добычина Е. М. 641

4.14 ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ПОЛЯ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ
Савочкин А. А. 649

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

4.15 АНТЕННЫЙ МОДУЛЬ ДЛЯ RFID-СИСТЕМ УВЧ ДИАПАЗОНА
С ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ ТРАКТОВ ПРИЕМА И ПЕРЕДАЧИ
Кирильчук В. Б., Попов А. А., Парфенович Т. Н. ……*

4.16 ПЕЛЕНГАТОРНЫЕ АНТЕННЫ ДЛЯ АВИАЦИОННОГО ПОИСКА ЛЮДЕЙ ПО ИЗЛУЧЕНИЮ МОБИЛЬНОГО ТЕЛЕФОНА
Мишустин Б. А., Слёзкин В. Г. …… 656

4.17р ОПТИМИЗАЦИЯ ГЕОМЕТРИИ ИЗЛУЧАТЕЛЯ С НЕСИММЕТРИЧНОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ В СОСТАВЕ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ФАЗОВОГО ПЕЛЕНГАТОРА
Махов Д. С. ……*

4.18р ПРЕДЕЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СОГЛАСОВАНИЯ С ПОМОЩЬЮ КОНВЕРТОРА ОТРИЦАТЕЛЬНОГО ИМПЕДАНСА РАМОЧНЫХ МАЛОРАЗМЕРНЫХ АНТЕНН
Головков А. А., Можаева Е. И., Бабушкина О. А., Пивоваров И. Ю. …… 662

4.19р СОГЛАСОВАНИЕ УКОРОЧЕННОЙ ВИБРАТОРНОЙ АНТЕННЫ, УСТАНАВЛИВАЕМОЙ НА БОРТ МАЛОГО КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА
Дутышев И. Н., Лаптев М. А., Чернышев Б. В. …… 669

4.20р ШУМЫ ПЛАЗМЕННОЙ НЕСИММЕТРИЧНОЙ ВИБРАТОРНОЙ АНТЕННЫ
Андреев С. Е., Богачев Н. Н., Богданкевич И. Л.,
Гусейн-заде Н. Г., Рухадзе А. А. …… *

СЕКЦИЯ 4/3: АНТЕННЫ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ, НАВИГАЦИОННЫХ И СВЯЗНЫХ СИСТЕМ

4.21 АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК СПИРАЛЬНЫХ АНТЕНН СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ
Куприц В. Ю., Лебедев В. Ю., Мещеряков А. А. …… 676

4.22 КОЛЬЦЕВАЯ ЦИФРОВАЯ АДАПТИВНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЁТКА ДЛЯ СИСТЕМ СВЯЗИ С ПОВЫШЕННОЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬЮ
Аверина Л. И., Каменцев О. К., Шапошников А. В. …… 682

4.23 ОТРАЖАТЕЛЬНЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ
ДЛЯ ИСКАЖЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБРАЗА ЦЕЛЕЙ
Обуховец В. А. ……*

4.24 ПЕЧАТНАЯ АНТЕННА ДЛЯ МОРСКИХ АВТОНОМНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПЛАТФОРМ
Безгин А. А., Савочкин А. А. …… 689

4.25 АНТЕННА КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ СЧИТЫВАТЕЛЯ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО ПРИЧАЛИВАНИЯ
Широков И. Б., Устименко Е. А. …… 696

4.26 ВЛИЯНИЕ ОТКАЗОВ ПРИЁМО-ПЕРЕДАЮЩИХ МОДУЛЕЙ КОЛЬЦЕВОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ НА ЕЁ ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ
Шапошникова Ж. В., Аверина Е. В., Левенков Н. О. …… 703

4.27р ФАЗОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЛОСКОЙ РЕЗОНАТОРНОЙ АНТЕННЫ
Бухарин В. А., Войтович Н. И. …… 710

4.28р ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫЕ СТРУКТУРЫ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ДИАГРАММЫ ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ ЛИНЕЙНОЙ ФАР L ДИАПАЗОНА
Измайлов А. А. …… 717

4.29р СВОЙСТВА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ, СФОКУСИРОВАННОГО В ДИССИПАТИВНОЙ СРЕДЕ
Веденькин Д. А., Седельников Ю. Е. …… *

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4.30р АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В НЕЛИНЕЙНОМ ПРИЕМНОМ ТРАКТЕ РАЗЛИЧНОЙ АРХИТЕКТУРЫ МЕТОДОМ МАСШТАБИРОВАНИЯ
Паршин Ю. Н., Колесников С. В., Грачев М. В. ……..722

СЕКЦИЯ 5/1: ПАССИВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ 1

5.1 СПИН-ВОЛНОВОЙ ОТВЕТВИТЕЛЬ СИГНАЛА НА ОСНОВЕ ЛАТЕРАЛЬНЫХ МИКРОВОЛНОВОДОВ С НЕЛИНЕЙНЫМ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ
Одинцов С. А., Садовников А. В., Бегинин Е. Н., Шараевский Ю. П. ……..*

5.2 УПРАВЛЯЕМЫЙ ДЕФОРМАЦИЯМИ СПИН-ВОЛНОВОЙ ФИЛЬТР НА ОСНОВЕ СТРУКТУРЫ МАГНОННЫЙ КРИСТАЛЛ — ПЬЕЗОЭЛЕКТРИК
Грачев А. А., Садовников А. В., Бегинин Е. Н.,
Шараевский Ю. П., Сердобинцев А. А., Митин Д. М. ……*

5.3 ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА МНОГОКАНАЛЬНОГО ДЕЛИТЕЛЯ/СУММАТОРА МОЩНОСТИ X-ДИАПАЗОНА, УСТОЙЧИВОГО К ВНЕШНИМ ПАРАЗИТНЫМ ВЛИЯНИЯМ
Демшевский В. В., Цитович А. А., Левашов М. С., Стукалов М. А. ……729

5.4 РАЗРАБОТКА ШИРОКОПОЛОСНЫХ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ НА МАГНИТОСТАТИЧЕСКИХ СПИНОВЫХ ВОЛНАХ В САНТИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ
Попина С. М., Куденко А. С., Симанчук Б. П., Чечетин А. В. …….. 735

5.5 ВЫСОКОИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ МИКРОПОЛОСКОВЫЕ ФИЛЬТРЫ НА ОСНОВЕ СТРУКТУР С ПРЕДЕЛЬНО МИНИМАЛЬНЫМ ЧИСЛОМ СОНАПРАВЛЕННЫХ ШПИЛЕЧНЫХ РЕЗОНАТОРОВ
Аристархов Г. М., Звездинов Н. В. …… 740

5.6 СВЧ-ВЕНТИЛЬ НА ОСНОВЕ ПЛАНАРНОГО ФЕРРИТ-ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ВОЛНОВОДА
Бегинин Е. Н., Бубликов К. В., Садовников А. В.,
Шараевский Ю. П., Никитов С. А. ……..*

5.7 ЛАТЕРАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ МАГНИТНЫХ МИКРОВОЛНОВОДОВ КАК БАЗОВЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ МАГНОННЫХ СЕТЕЙ
Садовников А. В., Губанов В. А., Бегинин Е. Н.,
Шараевский Ю. П., Никитов С. А. ……..*

5.8р МИНИАТЮРНЫЙ ДВУХШЛЕЙФНЫЙ МОСТ НА ОСНОВЕ ИСКУССТВЕННЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ
Летавин Д. А., Ильиных А. Б. ……..*

5.9р МИНИАТЮРНЫЙ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР НА ДВУХ ИДЕНТИЧНЫХ РЕЗОНАТОРАХ
Летавин Д. А., Ильиных А. Б., Запольских Е. Ф. ……..745

5.10р ВОЛНОВОДНЫЕ ПОЛОСНО ПРОПУСКАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ НА СЛОЖНЫХ РЕЗОНАНСНЫХ ДИАФРАГМАХ С С-ОБРАЗНОЙ АПЕРТУРОЙ В ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ
Крутиев С. В., Клещенков А. Б., Земляков В. В. ……..750

5.11р ВЛИЯНИЕ КАЧЕСТВА ОБРАБОТКИ ЭКРАНИРУЮЩИХ ПОВЕРХНОСТЕЙ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ВОЛНОВОДОВ
Бирюков В. В. ……..*

5.12р МИНИАТЮРНЫЙ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР НА ДВУХ Г-ОБРАЗНЫХ РЕЗОНАТОРАХ
Летавин Д. А., Ильиных А. Б. ……..*

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

5.13р МИНИАТЮРНЫЙ ТРЕХШЛЕЙФНЫЙ МОСТ НА ОСНОВЕ ИСКУССТВЕННЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ
Летавин Д. А., Ильиных А. Б., Запольских Е. Ф. ……..757

СЕКЦИЯ 5/2: ПАССИВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ 2

5.14 ТЕОРИЯ, КОНСТРУКЦИИ И ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ РАДИОЧАСТОТНЫХ МИКРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ
Лысенко И. Е., Ткаченко А. В. ……..762

5.15 СВЕРХДОБРОТНЫЙ ДИСКОВЫЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ РЕЗОНАТОР С АЗИМУТАЛЬНЫМИ КОЛЕБАНИЯМИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН
Раевский Г. П. ……772

5.16 ДИНАМИЧЕСКИЙ ОТВЕТВИТЕЛЬ МОЩНОСТИ НА ОСНОВЕ НЕРЕГУЛЯРНЫХ МАГНИТНЫХ МИКРОСТРУКТУР
Романенко Д. В., Жеребцова Ю. Е., Гришин С. В., Садовников Д. В., Шараевский Ю. П. ……..*

5.17 ВЛИЯНИЕ ПРОВОДЯЩИХ СЛОЕВ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕЗОНАТОРА С ПОПЕРЕЧНЫМ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ПОЛЕМ
Зайцев Б. Д., Теплых А. А., Шихабудинов А. М., Бородина И. А., Кисин В. В., Синев И. В. …… 778

5.18 МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СВЧ ВЕНТИЛИ-АТТЕНЮАТОРЫ
Татаренко А. С., Снисаренко Д. В., Бичурин М. И., Хаванова М. А. ……..785

5.19 АНАЛИЗ СХЕМЫ ФОРМИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИМПУЛЬСОВ В МНОГОКАНАЛЬНОЙ ВОЛНОВОДНОЙ РЕЗОНАНСНОЙ СИСТЕМЕ МЕТОДОМ ИНТЕРФЕРЕНЦИОННОГО СЛОЖЕНИЯ КОЛЕБАНИЙ
Чумерин П. Ю., Алексеев Б. А. …… 792

5.20р УПРАВЛЯЕМЫЙ ОТВЕТВИТЕЛЬ МОЩНОСТИ НА ОСНОВЕ МАГНОННЫХ КРИСТАЛЛОВ С ДЕФЕКТАМИ
Бегинин Е. Н., Шараевская А. Ю. ……*

5.21р РАСЧЕТ ЗАМКНУТЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ЭКРАНОВ С АПЕРТУРАМИ МЕТОДОМ МИНИМАЛЬНЫХ АВТОНОМНЫХ БЛОКОВ
Орлов Е. Е., Малый С. В. …… 799

5.22р ВОЛНОВОДНЫЕ РАЗРЫВЫ ДЛЯ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ СВЧ НА МОДАХ TE_{01} И HE_{11}
Соболев Д. И., Гаштури А. П., Денисов Г. Г., Калынова Г. И., Луковников Д. А. ……..803

5.23р РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО СОГЛАСОВАННОГО ФИЛЬТРА
Чернышев С. Л. …… 810

5.24р СИНТЕЗ МИКРОПОЛОСКОВЫХ КОРРЕКТОРОВ ГВЗ АППАРАТУРЫ ФОРМИРОВАНИЯ И ПРИЕМА ЛЧМ СИГНАЛОВ С ШИРОКОЙ ПОЛОСОЙ ЧАСТОТ
Малютин Н. Д., Гусев А. Н., Ровкин М. Е., Федоров В. Н., Малютина А. Н. …… 817

5.25р КВАЗИОПТИЧЕСКИЙ ПЯТИКАНАЛЬНЫЙ МУЛЬТИПЛЕКСОР ЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА 12—90 ГГц
Белоусов В. И., Вершков В. А., Денисов Г. Г., Хозин М. А., Шелухин Д. А. ……..828

* Материалы доклада не поступили в Оргкомитет к моменту формирования сборника и опубликованы в дополнительном 9-м томе при условии их получения Оргкомитетом не позднее 30 сентября 2017 г.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Method of integral equation for calculation of slot radiators with layered cover

Vadim V. Chebyshev, Olga I. Yastrebtsova
Moscow Technical University of Communications and Informatics
Moscow, 111024054, Russian Federation
yastrebtsova@rambler.ru

Abstract: *The work considers the solution of the excitation problem of a slot in a conducting screen with a layered cover on the basis of the integral equation method. In the quasi-static approximation the excitation field of the slot is determined and conversion of the problem to Fredholm integral equation of the first kind for the total magnetic current of the slot is carried out. A comparison of the obtained results with the experimental results is carried out, which leads to the conclusion about the adequacy of the integral equation method for the solution of the considered problem.*

Keywords: *microstrip antennas, slot antennas, layered structures, integral equations, method of self-regularization.*

Метод интегральных уравнений для расчета щелевых излучателей со слоистым покрытием

Чебышев В.В., Ястребцова О.И.
Московский технический университет связи и информатики
г. Москва, 111024, Российская Федерация
yastrebtsova@rambler.ru

Аннотация: *В работе рассматривается решение задачи возбуждения щели в проводящем экране со слоистым покрытием на основе метода интегральных уравнений. В квазистатическом приближении определяется поле возбуждения щели и проводится обращение задачи к интегральному уравнению Фредгольма первого рода для полного магнитного тока щели. Проводится сравнение полученных результатов с результатами эксперимента, что позволяет сделать вывод об адекватности метода интегральных уравнений для решения рассматриваемой задачи.*

Ключевые слова: микрополосковые антенны, щелевые антенны, слоистые среды, интегральные уравнения, метод саморегуляризации

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

1. Введение

Малогабаритные невыступающие щелевые антенны и антенные решетки находят широкое применение в различных системах связи. Применение слоистых покрытий для щелевых излучателей существенно изменяет амплитудно-фазовые, направленные и частотные свойства последних [1,2,3,4]. В этих условиях следует рассмотреть использование известного принципа двойственности, позволяющего произвести расчет щелевого вибратора с покрытием на основе расчета аналогичного полоскового вибратора и определение способа адекватного моделирования щелевых излучателей с покрытием.

В настоящей работе предлагается метод расчета щелевых излучателей со слоистым покрытием, основанный на использовании интегральных уравнений для магнитных токов, моделирующих щелевые излучатели. Метод основан на наиболее общем подходе при решении электродинамических задач для неоднородных сред, который состоит в построении интегральных представлений полей в плоских слоистых средах с использованием формализма представления векторных потенциалов поля с помощью тензорной функции Грина с последующим ее обращением к интегральному уравнению первого рода для магнитного тока. Слоистая структура имеет вид зеркального отображения исходного слоистого покрытия с экраном. При этом поле возбуждения щели определяется в квазистатическом приближении. При построении указанной тензорной функции Грина устанавливается ее двойственная аналогия с тензорной функцией Грина для электрических токов в слоистой среде [5], что упрощает процедуру вычисления элементов тензора. Для численного решения интегрального уравнения первого рода для магнитного тока щелевого излучателя предлагается эффективный численный алгоритм, основанный на принципе саморегуляризации [6] и приводятся примеры расчета диаграмм направленности линейного щелевого излучателя с покрытием.

2. Постановка задачи

Рассматривается возбуждение некоторым первичным полем $\left(\mathbf{E}^0, \mathbf{H}^0\right)$ узкой щели размером $2b$ в проводящем экране (Рис. 1) с покрытием в виде плоской слоисто однородной среды. Используя зеркальное отображение слоистого покрытия экрана, исходная задача сводится к задаче возбуждения узкой $(2b \ll \lambda, a/b > 1)$, a - длина щели магнитопроводящей ленты $S_{пр}$ магнитным током с поверхностной плотностью $\mathbf{j}_s^M\left(M_0\right), M_0 \in S_{пр}$ слоистой среды удвоенной толщины.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

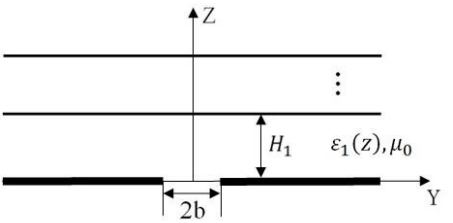


Рис. 1. Геометрия узкой щели в проводящем экране.

Поле $(\mathbf{E},\mathbf{H})$, создаваемое магнитным током, будем характеризовать векторным потенциалом $\mathbf{A}^M$, который по аналогии с решением задачи для однородной среды, представим в виде:

$$\mathbf{A}^M(M)=\frac{\mu_0}{4\pi}\iint_{S_{пр}}\mathbf{j}_s^M(M_0)\hat{G}^M(M,M_0)d\sigma_{M_0}, \qquad (1)$$

где M,M_0 – точки наблюдения и истока, $\hat{G}^M$ – тензорная функция слоистой среды для магнитных источников, которая в матричной форме имеет вид как в [5]. Элементы тензорной функции можно определить из соотношений двойственности.

Поле $(\mathbf{E},\mathbf{H})$ магнитного источника для векторного потенциала $\mathbf{A}^M$ вычисляется из соотношений:

$$\mathbf{E}=-\frac{1}{\varepsilon(z)}\operatorname{rot}\mathbf{A}^M,\ \mathbf{H}=-i\omega\mathbf{A}^M-\frac{i}{\omega\mu_0}\operatorname{grad}\left(\frac{1}{\varepsilon(z)}\operatorname{div}\mathbf{A}^M\right) \qquad (2)$$

3. Получение интегрального уравнения

Для тока линейной щели $\mathbf{j}_s^M=\mathbf{x}_0\,j_x^M$ из (1) и (2) имеем

$$A_x^M(M)=\frac{\mu_0}{4\pi}\iint_{S_{пр}}j_x^M(M_0)G_0^M(M,M_0)d\sigma_{M_0}$$

$$A_z^M(M)=\frac{\mu_0}{4\pi}\iint_{S_{пр}}j_z^M(M_0)\frac{\partial g^M(M,M_0)}{\partial x}d\sigma_{M_0} \qquad (3)$$

Граничное условие на ленточном магнитном проводнике $S_{пр}$ сформируем для полного магнитного поля:

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$\left[\left(H+H^0\right)\times z_0\right]=0 \text{ на } S_{пр} \tag{4}$$

Из (1), (2), (3) и (4) получим интегро-дифференциальное уравнение для тока $j_x^M(M_0), M_0 \in S_{пр}$, которое можно представить в виде

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2}+k_1^2\right)\iint\limits_{S_{пр}} j_x^M\left(M_0\right)\left[G_0^M+\frac{\partial g^M}{\partial z}\right]d\sigma_{M_0}=$$
$$=-\frac{k_1}{2}\iint\limits_{S_{пр}} j_x^M\left(M_0\right)\frac{\partial g^M}{\partial z}d\sigma_{M_0}-\frac{k_1^2}{i\omega}\frac{4\pi}{\mu_0}H_x^0 \tag{5}$$

где $k_1=\omega\sqrt{\varepsilon_1\mu_0}$.

Рассматривая уравнение (5) для $M\in\Gamma$, где $\Gamma\left(x, y=0\right)$ – ось ленты $S_{пр}$, имеем обыкновенное дифференциальное уравнение второго порядка, решение которого можно получить по известной формуле обращения [5].

В результате из (5) получим интегральное уравнение:

$$\iint\limits_{S_{пр}} j_x^M\left(M_0\right)K\left(M,M_0\right)d\sigma_{M_0}=$$
$$=-i\,2\pi W_1\int\limits_{\Gamma} H_x^0\left(u\right)\sin k\left|u-x\right|dx+C_1\sin k_1x+C_2\cos k_2x, \tag{6}$$

где $W_1=\sqrt{\mu_0/\varepsilon_1}$, ε_1 – параметр первого слоя покрытия щели. В (6) ядро уравнения имеет вид:

$$K\left(M,M_0\right)=G_0^M\left(M,M_0\right)+\frac{\partial g^M\left(M,M_0\right)}{\partial z}-$$
$$-\frac{1}{2k}\int\limits_{\Gamma}\sin k_1\left|u-x\right|\frac{\partial g^M\left(M,M_0\right)}{\partial z}dx \tag{7}$$

Определим первичное поле $\left(\mathbf{E}^0,\mathbf{H}^0\right)$, которое устанавливается в области щели при заданной разности потенциалов U между ее кромками. Предполагая ее эффективное возбуждение при $k_1b\ll 1, a/b>1$, расчет поля можно провести в квазистатическом приближении. В плоскости (z,y) сечения щелевой структуры (Рис. 1) для поля щели в этом приближении имеем уравнение Лапласа, в котором координаты ξ_1,ξ_2 подбираются так, чтобы они описывали геометрию этой структуры. Это реализуется эллиптической системой координат.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

В качестве решения для электрического поля выбираем функцию $u = A\xi_1$. Тогда это поле вычисляется как

$$\operatorname{grad}_{\xi_1} u = \frac{1}{h_1}\frac{\partial u}{\partial \xi_1},$$

где $h_1 = \sqrt{\operatorname{ch}^2\xi_1 - \cos^2\xi_2}$. Принимая во внимание формулы перехода $y = b\operatorname{ch}\xi_1\ \cos\xi_2$, $z = b\operatorname{sh}\xi_1\ \sin\xi_2$ при $\xi_1 = 0$ получим:

$$E_{\xi_1} = \frac{A}{b\sqrt{1-\cos^2\xi_2}} = \frac{A}{\sqrt{b^2 - y^2}} \qquad (8)$$

Поле E_{ξ_1} определяет ток j_s^M щели. Выбирая в качестве решения функцию $u = i\xi_2$, можно вычислить магнитное поле в области щели, которое имеет ту же особенность на ребре щели, что и электрическое поле.

Узкую щель в проводящем экране можно характеризовать полным магнитным током I^M, который для поля E_{ξ_1} (8) щели определим как

$$I^M = 2\int_{-b}^{b} E_{\xi_1}(\xi, x)\, d\xi$$

Из теории щелевых излучателей известно, что $I^M = -2U$, где U – разность потенциалов между кромками щели. Отсюда следует, что первичное поле щели

$$E^0 = \frac{U}{\pi\sqrt{b^2 - y^2}},\ |y| \le b$$

В свою очередь, для первичного поля в слое покрытия имеем $H^0 = E^0 / W_1$, что позволяет определить правую часть уравнения (6).

При вычислении кратного интеграла в уравнении (6), используя квадратурную формулу Эйлера с одним узлом [7], можно получить одномерное интегральное уравнение для полного тока щели I^M,

$$\int_\Gamma I^M(x_0)\, G(x, x_0)\, dx_0 = -i\frac{U}{k_1 \pi b}\sin k_1|x| + C_1 \sin k_1 x + C_2 \sin k_1 x, \qquad (9)$$

Ядро в уравнении (9), как следует из (7), имеет логарифмическую (слабую) особенность, так что это уравнение является одномерным интегральным уравнением Фредгольма первого рода. Коэффициенты C_1 и C_2 в (9) определяются из дополнительного условия отсутствия «стекания» магнитного тока с концов щели.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Для численного решения интегрального уравнения (9) используется алгоритм [5], основанный на использовании принципа саморегуляризации [6].

На Рис. 3 приведен результат расчета диаграммы направленности полуволновой линейной щели с покрытием в виде слоя с $\varepsilon_{r1} = 2.8$ и $H_1 = 0,1\lambda$ по указанной методике, в сравнении с результатом эксперимента на частоте 2.7 ГГц и с расчетом диаграммы на основе HFSS.



Рис. 3. Диаграммы направленности полуволновой линейной щели с диэлектрическим покрытием в плоскости H

Отметим существенное отличие в расчете диаграммы направленности щели, рассчитанной на основе прикладного пакета HFSS, от диаграммы, рассчитанной по предлагаемой методике.

4. Заключение

В работе рассматривается задача возбуждения линейной щели в экране со слоистым покрытием. Приводится построение тензорной функции Грина для слоистой среды, имеющей вид зеркального отображения слоистого покрытия щели в экране. Приводится обращение задачи к одномерному интегральному уравнению Фредгольма первого рода для полного магнитного тока щели. Предложен метод решения интегрального уравнения на основе принципа саморегуляризации как адекватного метода решения рассматриваемой электродинамической задачи. Показано отличие в расчете диаграммы направленности щелевого излучателя по предлагаемой методике с расчетом диаграммы направленности на основе пакета прикладных программ HFSS.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Список литературы

[1] Данильчук В.И. Модельная задача расчета щелевой антенны под покрытием // журнал Радиотехника. 2000. №9. С. 12 - 25.

[2] Банков С.Е. Двумерно-периодическая решетка щелевых излучателей // Радиотехника и электроника. 2001. Т. 46. №4. С. 441 - 447.

[3] Даутов О.Ш., Дерюжева Н.И., Радциг Ю.Ю. Влияние диэлектрического покрытия на диаграмму направленности и сопротивление излучения синфазной щели // Радиоэлектронные устройства. Межвузовский сборник. Казань. 1978. С. 56 - 60.

[4] Axelrod A., Kislink M., Maoz J. Broadband microstrip-fed slot radiator // Microwave Journal. 1989. V. 32. P. 81 - 91.

[5] Чебышев В.В. Вычислительная электродинамика для полосковых структур в слоистых средах. М.: Изд. ЗАО «ПСТМ». 2013. 128 с.

[6] Дмитриев В.И., Захаров Е.В. Метод интегральных уравнений в вычислительной электродинамике. – М.: Макс Пресс. 2008. 307 с.

[7] Березин И.С., Жидков Н.П. Методы вычислений. М.: Наука. 1966. 632 с.

References

[1] Danil'chuk V.I. [The model problem of calculating of the slot antenna under the cover]. *Radiotehnika*, 2000, no 9, pp. 12 - 25. (In Russian).

[2] Bankov S.E. [Two-dimensional periodic array of slot radiators]. *Radiotehnika i jelektronika*, 2001, vol. 46, no 4, pp. 441 - 447. (In Russian).

[3] Dautov O.Sh., Derjuzheva N.I., Radcig Ju.Ju. [Influence of the dielectric cover on the radiation pattern and the radiation resistance of the in-phase slot]. *Radiojelektronnye ustrojstva. Mezhvuzovskij sbornik*. Kazan', 1978, pp. 56 - 60. (In Russian).

[4] Axelrod A., Kislink M., Maoz J. Broadband microstrip-fed slot radiator. *Microwave Journal*, 1989, vol. 32, pp. 81 - 91.

[5] Chebyshev V.V. *Computational electrodynamics for microstrip structures in layered media*. Moskva, ZAO «PSTM», 2013, 128 p. (In Russian).

[6] Dmitriev V.I., Zaharov E.V. *Method of integral equations in computational electrodynamics*. Moskva, Maks Press, 2008, 307 p. (In Russian).

[7] Berezin I.S., Zhidkov N.P. *Computational methods*. Moskva, Nauka, 1966, 632 p. (In Russian).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Methods of rigorous solution and optimization of electrodynamics problems and antenna technology

Kondratieva S.G., Shmachilin P.A.
Moscow Aviation Institute (National Research University)
125993, Moscow, Volokolamskoe shosse, 4
shmachilin@gmail.com

Abstract: *Methods for the rigorous solution and optimization of problems of electrodynamics and antenna technology using methods of expression trees are shown. Algorithms for modifying an expression tree can simplify its structure. Modern programming languages have the ability to dynamically compile an expression tree into binary code. This capability significantly increases the speed of calculating the value of the expression. This is very important in problems of numerical optimization.*

Keywords: *rigorous solution, operator, expression tree, optimization, CAD.*

Методы автоматизированного строгого решения и оптимизации задач электродинамики и антенной техники

Кондратьева С.Г., Шмачилин П.А.
Московский авиационный институт
(национальный исследовательский университет) «МАИ»
г. Москва, 125993, Российская Федерация
shmachilin@gmail.com

Аннотация: *Исследуются возможности современных языков и средств программирования строгого (символьного) решения и оптимизации строгих задач электродинамики, а также инженерных задач синтеза и оптимизации в антенной технике. Показано, что современные языки программирования позволяют на низком уровне описывать и решать задачи, выраженные в виде деревьев математических выражений.*

Ключевые слова: строгое решение, оператор, дерево выражения, оптимизация, САПР.

1. Введение

С 60-х годов 20-го века известно понятие систем компьютерной алгебры и символических вычислений. На сегодняшний день существует ряд программных продуктов, таких как MATLAB, Mathematica, Maple, Mathcad

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

и т.п., в возможности которых входят алгоритмы, позволяющие осуществлять символьные преобразования математических выражений, символьные доказательства теорем, упрощение функций, поиск экстремумов и т.д. С другой стороны, развитие современных языков программирования, таких как C# (.NET Framework), Qt, Python позволяют, оперируя элементами математического (либо логического) выражения составлять в памяти ЭВМ некоторую структуру, работая с которой алгоритмы будут способны осуществлять те же символьные вычисления.

Анализ и преобразования математических выражений применяются во множестве физических и инженерных задач. В качестве примера можно привести решение задачи определения структуры поля волновода, либо задачу оптимизации амплитудно-фазового распределения в схеме возбуждения фазированной антенной решётки. Во всех этих случаях задача формализуется в виде математического выражения (системы выражений), содержащего простейшие операторы (сложения, вычитания, умножения, деления, возведения в степень), сложные операторы (вычисления суммы, произведения элементов, интегрирования, дифференцирования), а также некоторый набор констант, функций и переменных. Если, используя как шаблон, составить в памяти ЭВМ дерево (граф), в котором корнем будет описываемая функция, узлами операторы и функции, а листьями переменные и константы, то используя один из алгоритмов обхода дерева можно вычислить значение функции, а используя алгоритмы преобразования узлов дерева можно осуществлять его упрощение, а также символьное интегрирование и дифференцирование.

2. Структура математического выражения в памяти ЭВМ

Математическое выражение в памяти ЭВМ может быть выражено в виде бинарного дерева, где каждый узел представляет собой один элемент выражения – оператор, либо операнд (оконечный узел – лист дерева).

Рассмотрим выражение, определяющее диаграмму направленности линейной эквидистантной фазированной антенной решётки

$$F(\theta) = f(\theta) \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \dot{A}_n \cdot e^{-i \cdot knd \cdot \sin(\theta)} \quad (1)$$

Правая часть данного выражения может быть представлено в виде бинарного дерева (рис.1). Корнем дерева будет оператор умножения, листьями – константы, и переменные (вычисление функции также может быть представлено в виде поддерева, где корнем будет оператор – вызов функции по имени, а в одном из поддеревьев – список аргументов функции).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

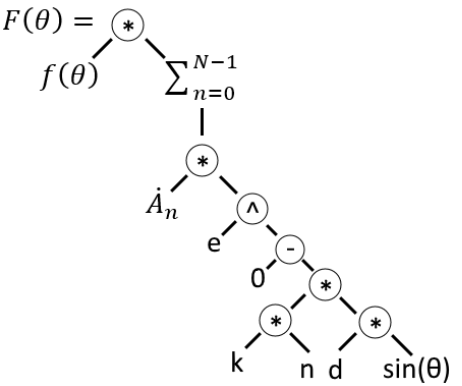


Рис. 1. Дерево выражения диаграммы направленности линейной ФАР.
Fig. 1. Expression tree of beam pattern equation of linear antenna array

При этом, чем ниже узел-оператор находится в дереве, тем выше у него приоритет. Таким образом может быть решена задача расстановки приоритетов, например, операций сложения и умножения при составлении дерева выражения.

Таким образом, на языке программирования высокого уровня для формирования в коде программы логики вычисления математического выражения требуется описание класса узла дерева математического выражения и его наследников: операторов, констант и переменных. Каждый из описываемых элементов должен по-своему реализовать логику вычисления своего значения на основе своего собственного значения и значений своих дочерних элементов (поддеревьев).

3. Создание дерева выражения и операции над ним

Дерево выражения может быть создано путём разбора строкового представления математического выражения, либо на основе программной модели предметной области. В рассмотренном выше случае в памяти ЭВМ может быть сформирован объект, представляющий собой эквивалент антенной решётки, как набора антенн, размещённого определённым образом в пространстве. Этот объект будет обладать набором таких параметров, как шаг элементов решётки, функция амплитудно-фазового возбуждения и массив антенных элементов. При этом каждый антенный элемент может быть представлен как одинаковым типом излучателей (с одинаковой функцией диаграммы направленности), так и разными типами. В том числе, в качестве типа элементарного излучателя может выступать другая антенная решётка.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

При такой реализации дерево выражения диаграммы направленности может быть построено рекуррентным способом.

Полученное дерево математического выражения может быть упрощено путём модификации его узлов по некоторому набору правил. Например, узел оператора умножения, содержащий в правом, или левом поддереве константу 0, может быть заменён на константу 0; узел оператора сложения, содержащий в правом поддереве константу 0, может быть заменён на левое поддерево. Кроме того, узлы, содержащие операторы интегрирования, дифференцирования и суммы для простейших функций могут быть также упрощены.

4. Оптимизация и быстродействие

Применение алгоритмов упрощения может сократить количество операций, необходимых для вычисления значения математического выражения при обходе дерева. Но быстродействие такого способа вычисления значения будет на порядки ниже быстродействия основного кода программы. При реализации алгоритмов численной оптимизации быстродействие вычисления каждого шага алгоритма крайне сильно сказывается на длительности всей задачи в целом. Поэтому в оптимизационных задачах необходимо максимально уменьшить вычислительные затраты модели предметной области (в данном случае это математическое выражение с некоторым набором параметров и переменных).

На первом этапе математическое выражение должно быть упрощено путём преобразования дерева удалением тривиальных узлов по примерам правил, описанных выше. На втором этапе некоторые узлы могут быть объединены в один, который будет вычислен единожды, и затем его значение будет использовано в других частях дерева выражения.

На последнем шаге оптимизации дерево выражения может быть преобразовано в структуры языка, поддерживающие компиляцию в двоичный код (в качестве примера на языке C# может быть использован класс System.Linq.Expressions.Expression). Полученный после компиляции код будет выполняться на скорости самой программы, что существенно сократит временные затраты.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

6. Заключение

Таким образом, в работе показан способ программного описания математических выражений, определяющих сущность решаемой задачи. Математическое выражение, либо система выражений (уравнений) может быть представлена в виде древовидной структуры, к которой может быть применён набор правил для её модификации с целью опрощения. Комбинирование методов упрощения дерева, численных методов расчёта значений узлов, которые упростить невозможно, а также обхода дерева позволяет вычислять значение дерева выражения, а также осуществлять его аналитическое решение. Применение типов и структур современных языков программирования высокого уровня может позволить провести компиляцию полученного дерева выражения в двоичный код, выполняемый на скорости основного кода программы, что может существенно уменьшить время решения задач численной оптимизации.

Список литературы

[1] Воскресенский Д.И., Гостюхин В.Л., Максимов В.М., Пономарёв Л.И. Устройства СВЧ и антенны / Под ред. Д.И. Воскресенского, Изд. 2-е, доп. и перераб. — М.: Радиотехника, 2006. — 376 с.: ил.

[2] Кнут Д.Э. Искусство программирования. Том 1. Основные алгоритмы. Третье издание. Перевод с английского. Под общей редакцией Ю.В. Козаченко. Москва: Издательский дом «Вильямс», 2002

[3] Дьяконов В. П. Энциклопедия компьютерной алгебры. — 1-е изд., в двух томах. — Москва: ДМК-Пресс, 2009. — 1264 с. — ISBN 978-5-94074-490-03.

[4] Панкратьев Е. В. Элементы компьютерной алгебры. — М.: Интуит.ру, Бином. Лаборатория Знаний, 2007. — 247 с. — ISBN 978-5-9556-0099-4.

References

[1] Voskresenskii D.I., Gostyukhin V.L., Maksimov V.M., Ponomarev L.I. Ustroistva SVCh i antenny / Pod red. D.I. Voskresenskogo, Izd. 2-e, dop. i pererab. — M.: Radiotekhnika, 2006. — 376 s.: il. (In Russian).

[2] Donald E. Knuth. The Art of Computer Programming, Vol. 1: Fundamental Algorithms, 3rd Edition. Library of Congress

[3] D'yakonov V. P. Entsiklopediya komp'yuternoi algebry. — 1-e izd., v dvukh tomakh. — Moskva: DMK-Press, 2009. — 1264 s. — ISBN 978-5-94074-490-03. (In Russian).

[4] Pankrat'ev E. V. Elementy komp'yuternoi algebry. — M.: Intuit.ru, Binom. Laboratoriya Znanii, 2007. — 247 s. — ISBN 978-5-9556-0099-4. (In Russian).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Двухдиапазонная сканирующая антенна

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: *Исследуется возможность создания сканирующей антенны сантиметрового (X) и миллиметрового (W) диапазонов длин волн с общей апертурой излучения. В X-диапазоне используется волноводно-щелевая антенная решетка (ВЩАР), излучающая поверхность которой является поверхностью твист-рефлектора антенны W-диапазона. Антенна с поворотом плоскости поляризации (АППП) W-диапазона имеет офсетную схему расположения транс-рефлектора. Приведены результаты исследования как влияния щелевых излучателей ВЩАР на характеристики АППП W-диапазона, так и влияние структуры твист-рефлектора АППП на характеристики ВЩАР.*

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

1. Введение

Радиолокационные станции, в которых скомплексированы каналы с существенно разнесенными несущими частотами, обладают возросшими информационными преимуществами. Как известно, большинство бортовых локаторов летательных аппаратов работают в сантиметровом диапазоне длин волн (X-диапазон) [1]. Достаточно часто на гражданских летательных аппаратах в качестве антенны применяется ВЩАР. Электромагнитные волны в X-диапазоне имеют небольшое затухание при распространении в атмосфере и дают приемлемую радиолокационную картину земной поверхности и метеообразований при полёте по заданному курсу на больших высотах. Вместе с тем, при посадке в сложных метеоусловиях зачастую для принятия верного решения в условиях ограниченной возможности маневра необходима более детальная картина радиолокационной обстановки. В таких условиях, на небольших высотах и дальностях, становится приоритетным канал W-диапазона, так как угловое разрешение точечных целей и блестящих точек протяженных объектов при условии общей апертуры возрастает в 10 раз. Если будет обеспечена когерентность канала W-диапазона, то более эффективно можно выявлять такое явление, как сдвиг ветра. Гораздо большая потребность в дополнительном канале

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

W-диапазона существует на вертолетных РЛС для предотвращения столкновения в сложных метеоусловиях с опорами и проводами ЛЭП, телевышками, высотными зданиями и т.п. Одна из основных проблем технической реализации подобной РЛС заключается в создании двухчастотной антенны с общей апертурой. Некоторые примеры реализации таких антенн и их элементов приведены в [2]-[5].

2. Исследуемая модель антенны

Один вариантов двухдиапазонного антенного устройства представлен в [4], где излучающая поверхность ВЩАР X-диапазона совмещена с твист-рефлектором АППП, работающей в W-диапазоне. Однако ВЩАР с отверстием в центре под облучатель W-диапазона сложно реализовать. Для сохранения моноимпульсного режима в X-диапазоне целесообразно использовать АППП с офсетным транс-рефлектором (рис.1).

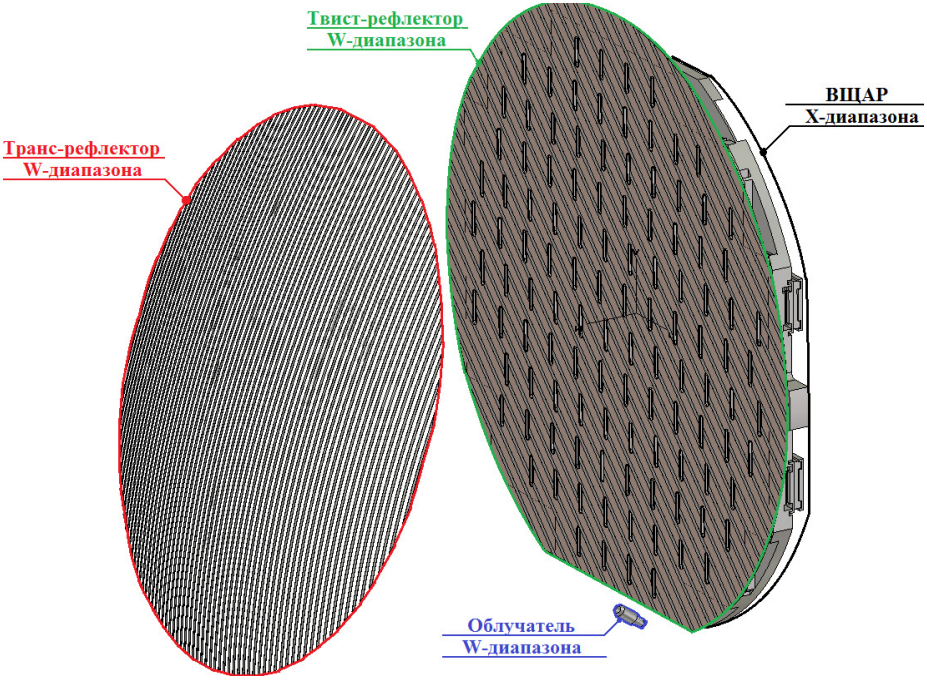


Рис. 1. Схематичное изображение двухдиапазонной антенны с офсетным транс-рефлектором

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

В X-диапазоне ВЩАР является полноповоротной антенной, при этом с изменением угловых положений ВЩАР меняются угловые положения твист-рефлектора и обеспечивается сканирование в W-диапазоне. При этом следует учитывать при работе в W-диапазоне, что при отклонении ВЩАР (твист-рефлектора) на угол α главный лепесток ДН антенны отклонится на 2α. Зависимость геометрической структуры и поляризационных свойств транс-рефлектора и твист-рефлектора от несущей частоты и характеристик используемых диэлектриков исследована в [6]-[7].

3. Результаты моделирования

Из-за недостатка вычислительных ресурсов для моделирования в W-диапазоне использовалась уменьшенная модель с имитатором ВЩАР (рис. 2).

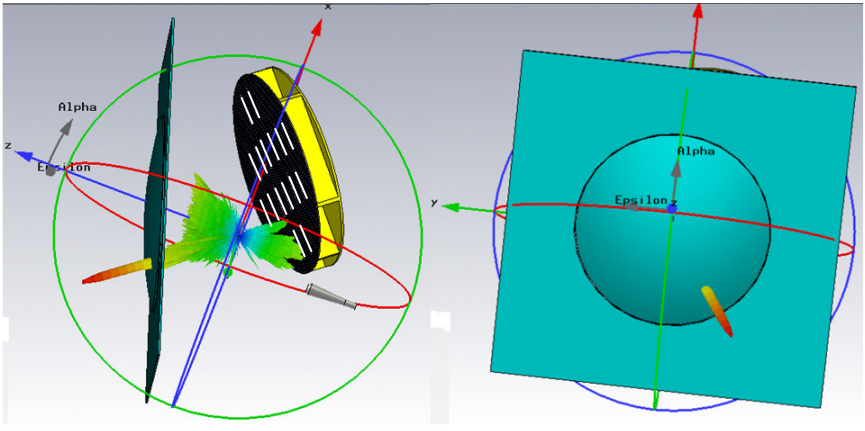


Рис. 2. Расчетная модель АППП с ВЩАР

Диаметр транс-рефлектора составлял 85 мм, а твист-рефлектор, совмещенный с имитатором ВЩАР, был отклонен по азимуту на 15°. Цель моделирования заключалась в проверке влияния щелевых отверстий имитатора ВЩАР. Как показано на рис.2, ось OZ лежит на оси облучателя, в качестве которого использовался конический рупор с апертурой 3.5 мм, возбуждаемый трактовой волной H_{11}. Ниже, на рис.3 и 4 приведены E- и H- сечения рассчитанных ДН соответственно. Как следует из рис.3-4, несмотря на щели в твист-рефлекторе, антенна обладает неплохими характеристиками в W-диапазоне длин волн.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

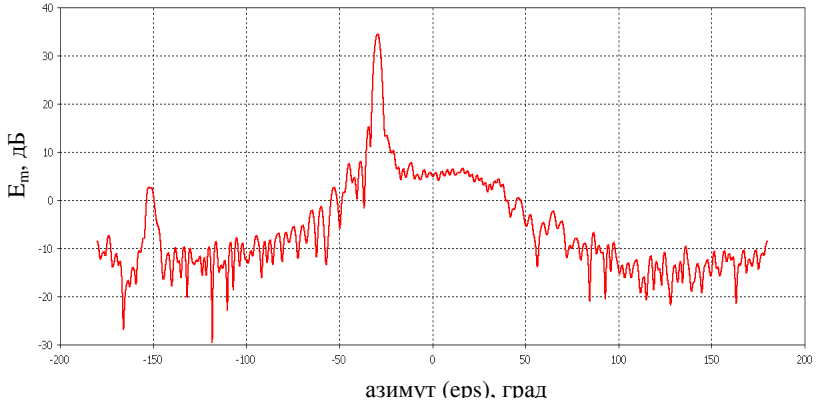


Рис. 3. Сечение ДН в Е-плоскости

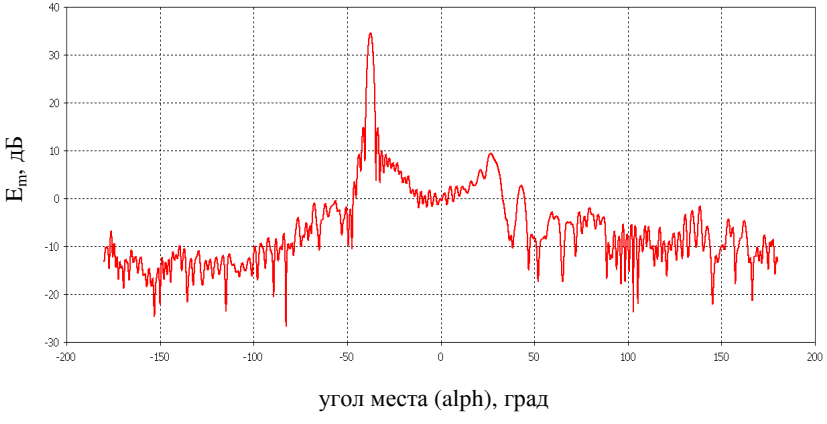


Рис. 4. Сечение ДН в Н-плоскости

Для проверки влияния твист-рефлектора на характеристики ВЩАР было выполнено компьютерное моделирование линейной ВЩАР с продольным расположением 7 щелей по широкой стенке. Характеристики ВЩАР определялись как для обычного случая, так и для случая, когда излучающая поверхность ВЩАР совмещена с твист-рефлектором. В свою очередь, рассматривались характеристики ВЩАР с твист-рефлекторов без металлизации и с металлизацией кромок щелей. Ниже, в табл. 1, приведены основные характеристики, полученные в результате моделирования. В табл. 1 введены обозначения: КНД – коэффициент направленного действия, ШДЛ – ширина главного лепестка ДН, УБЛ – уровень боковых лепестков, Аз. – азимут, Ум. – угол места.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Табл. 1. Основные характеристики излучения ВЩАР

№	Конструкция ВЩР / Параметр	Без структуры твист-рефлектора		Со структурой твист-рефлектора			
				Без металлизации щели		С металлизацией щели	
1.	Плоскость	Аз.	Ум.	Аз.	Ум.	Аз.	Ум.
2.	КНД, дБ	14.6		12.8		14.5	
3.	ШДН, град.	83.2	12.3	76.7	13.4	84.1	12.3
4.	УБЛ, дБ	-14.7	-20.05	-9.7	-9.1	-14.5	-19.7

4. Заключение

Полученные результаты компьютерного моделирования говорят о возможности разработки двухчастотной антенны с общей апертурой W- и X-диапазона длин волн на основе АППП и ВЩАР. Для сохранения работоспособности решётки с твист-рефлектором необходимо нанести металлическое покрытие на диэлектрические кромки прорезанных в нём щелей. В этом случае твист-рефлектор практически перестаёт влиять на характеристики излучения ВЩАР.

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] 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.

[3] 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.

[4] А.В. Кирпанев, А.А. Кузьмин, С.Н. Моряков Один из вариантов двухчастотной антенны // Материалы 26 Международной Крымской конференции “СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии”. 4-10 сентября 2016 г. С.902-906.

[5] Галкина Э.В., Кирпанев А.В. Михайлов А.Н. Твист-рефлектор двухдиапазонной антенны с поворотом плоскости поляризации // Материалы 26 Международной Крымской конференции “СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии”. 4-10 сентября 2016 г. С.1187-1193.

[6] J.D. Hanfling, G. Jerinic, L.R. Lewis TwistReflector Design Using E-Type and H-Type Modes// IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1981. V. AP-27. No. 4. P. 624-629.

[7] E.L. Holzman Transreflector Antenna Design for Millimeter-Wave Wireless Links // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2005. V. AP-47. No. 5. P. 9-22.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Transreflector antenna design based on flat multilayer transreflector

[1]Kuzmin A.A., [1]Mihajlov A.N.
[1]*Join Stock Company «Scientific-Production Enterprise «Radar – MMS»*
(JSC «SPE «Radar – MMS»)
197375, Saint Petersburg, Russia
kuzmin_aa@radar-mms.com, mihajlov_an@radar-mms.com

Abstract: *Embodiment of a flat transreflector made on multilayer printed circuit board technology and its operating principle is described. A comparative analysis of the radiation characteristics of a transreflector antenna based on a developed flat multilayer transreflector with a similar device with a parabolic transreflector is presented. A number of technological advantages of a designed flat structure over a parabolic one are also described.*

Key words: *Transreflector antenna, electric field polarization, feed system, parabolic transreflector, flat transreflector, tvistreflector, farfield.*

Антенна с поворотом плоскости поляризации на основе плоского транс-рефлектора

[1]Кузьмин А.А., [1]Михайлов А.Н.
[1]*Акционерное общество "Научно-производственное предприятие "Радар-ммс"*
(АО "НПП"Радар ммс")
г. Санкт-Петербург, 197375, Российская Федерация
kuzmin_aa@radar-mms.com, mihajlov_an@radar-mms.com

Аннотация: *Описан вариант конструкции антенны с поворотом плоскости поляризации (АППП) с использованием плоского трансрефлектора выполненного по технологии многослойных печатных плат, а также принцип его работы. Приведен сравнительный анализ характеристик излучения АППП на основе плоского многослойного и параболического транс-рефлектора. Также описан ряд технологических преимуществ разработанной плоской структуры над параболической.*

Ключевые слова: антенна с поворотом плоскости поляризации, АППП, поляризация поля, облучатель, параболический транс-рефлектор, плоский транс-рефлектор, твист-рефлектор, диаграмма направленности.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

1. Введение

Антенны с поворотом плоскости поляризации (АППП) получили широкое распространение в РЛС, системах связи и в авто-радарах сантиметрового и миллиметрового диапазона длин волн. Антенны такого типа обладают известным рядом преимуществ над классическими зеркальными антеннами [1].

В классической АППП наиболее сложным с точки зрения изготовления элементом является транс-рефлектор, поскольку представляет собой параболический колпак, выполненный из диэлектрического материала, с расположенной на нём поляризационной структурой. Трудоёмкость его изготовления, обусловлена 3-мя факторами:1) Криволинейной поверхностью параболической формы; 2) Необходимостью металлизации параболической поверхности; 3) Необходимостью создания поляризационной структуры на металлизированной параболической поверхности;

Известны варианты плоских конструкций [2-4] транс-рефлектора выполненные с использованием технологии изготовления печатных плат, что позволило снизить трудоёмкость изготовления транс-рефлектора. Основным недостатком транс-рефлектора [3] является низкая фазовая эффективность, обусловленная высокой величиной дискретизации $\Delta\varphi$ фазовой задержки $\Delta\varphi=180°$. Наиболее предпочтительным является транс-рефлектор [4] поскольку может быть выполнен с малым дискретом фазовой задержки ($\Delta\varphi\leq 90°$).

2. Конструкция АППП с плоским транс-рефлектором

Схематическое изображение плоского многослойного транс-рефлектора представлено на Рис. 1. За основу плоского транс-рефлектора взята конструкция многослойной рефлекторной антенны Френеля (МРАФ) [4] для случая реализации фазовой задержки $\Delta\varphi=90°$ (M=4). Основным отличием разработанного устройства от МРАФ является то, что кольцевые непрозрачные зоны выполнены в виде полупрозрачных кольцевых зон [5]. При этом, как и в МРАФ, плоский транс-рефлектор выполнен в виде многослойной структуры, состоящей из $M=4$ зонных поверхностей, состоящих из полупрозрачных кольцевых подзон Френеля 1,2,…4. Зонные поверхности расположены на диэлектрических подложках 5, 6, 7 толщиной h_p, определяемой по соотношению (1):

$$h_p = \frac{\lambda_g}{2M}(4q+1) \qquad (1)$$

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

а радиусы r_{ij}, ограничивающие полупрозрачные кольцевые подзоны, определяются формулой (2):

$$r_{ij} = \sqrt{2Fn\lambda_0 + [n\lambda_0]^2} \qquad (2)$$

где F – фокусное расстояние, λ_0 – длина волны в свободном пространстве, $n = i + (\frac{j}{M})$, $i = 0,1,2 \ldots$ – номер полноволновой полупрозрачной кольцевой зоны, $j = 1,2 \ldots M$ – номер полупрозрачной кольцевой подзоны $\lambda_д$ – длина волны в диэлектрической подложке, *M*=4…– параметр дискретизации фазы, ε – диэлектрическая проницаемость материала подложки, $p = 1,2,3 \ldots M$ – номер диэлектрической подложки, $q = 0,1,2 \ldots$ – коэффициент толщины *p*–ой диэлектрической подложки.

Суммарная толщина диэлектрических подложек 5,6 … и дополнительного диэлектрического слоя 8 должна быть равной $h_Σ = s\frac{\lambda_д}{2}$, где $s = 1,2,3$…, которая определяет минимальные потери электромагнитной энергии при её прохождении через транс-рефлектор [6].

Рассмотрим работу транс-рефлектора согласно рисунку 1. Для случая M=4 транс-рефлектор (Рис. 2) содержит четыре полупрозрачные кольцевые подзоны 1, 2, 3, 4, расположенные на трех диэлектрических подложках 5, 6, 7, толщиной λд/8 и дополнительный слой диэлектрического материала 8 толщиной λд/8.

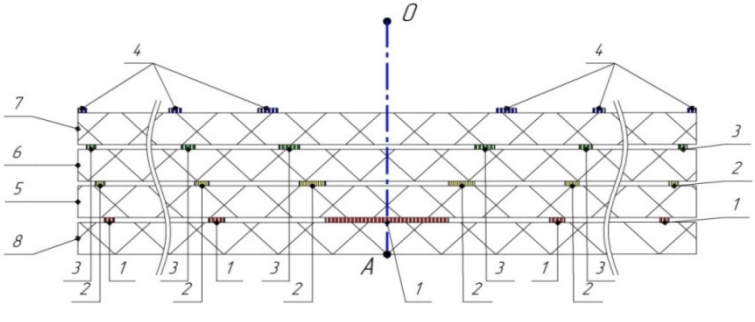


Рис. 1. Схематическое изображение плоского транс-рефлектора
с параметром дискретизации фазы M=4.

Fig. 1. Schematic illustration of flat multilayer transreflector with phase sampling parameter M=4

При работе транс-рефлектора в режиме «отражения» излучаемая первичным облучателем (например, рупором) расположенным в фокусе

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

«О», сферическая электромагнитная волна (ЭМВ) с поляризацией вектора Е электрического поля совпадающей с ориентацией металлических полосок полупрозрачных кольцевых подзон достигает различных полупрозрачных кольцевых подзон с разными фазовыми задержками определяемыми толщиной подложек равной λд/8. Таким образом, обеспечивается формирование фазового плоского фронта переотражённой от транс-рефлектора ЭМВ. Переотражённая от транс-рефлектора ЭМВ падает на твист-рефлектор, где обеспечивается пространственный поворот поляризацией вектора Е на 90 град. Затем ЭМВ, отражённая от твист-рефлектора, с поляризацией вектора Е электрического поля перпендикулярной ориентации металлических полосок последовательно проходит через радиопрозрачные и полупрозрачные кольцевые подзоны (1, 2, 3, 4), расположенные на диэлектрических подложках (5, 6, 7), дополнительный слой диэлектрического материала 8 и с коэффициентом прохождения близким к 1 излучается в свободное пространство. Более подробно принцип действия плоского многослойного трансрефлектора описан в [4].

3. Экспериментальное исследование АППП

В качестве объекта экспериментального исследования принята АППП диаметром 150 мм, с отношением фокуса к диаметру f/D=0.5 с двумя типами транс-рефлекторов: 1) с параболическим; 2) с многослойным плоским, имеющим параметр дискретизации фазы M=4, выполненным из диэлектрического материала RO 4003C (Рис. 2). Компьютерное моделирование проводилось в программном пакете CST MWS во временной области в диапазоне КВЧ. Результаты компьютерного моделирования представлены в сводной Табл. 1.

Анализ результатов компьютерного моделирования рассматриваемого АППП с плоским многослойным транс-рефлектором показал, что по сравнению с антенной имеющей параболический транс-рефлектор:
1) Коэффициент усиления (КУ) снизился на 1,5 дБ; 2) Уровень бокового лепестка (УБЛ) в азимутальной (Е – плоскости) и в угломестной (Н – плоскости) плоскости снизился на 5,5 дБ и на 0,1 дБ соответственно; 3) Ширина диаграммы направленности (ШДН) не изменилась и составляет 1.5 град.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

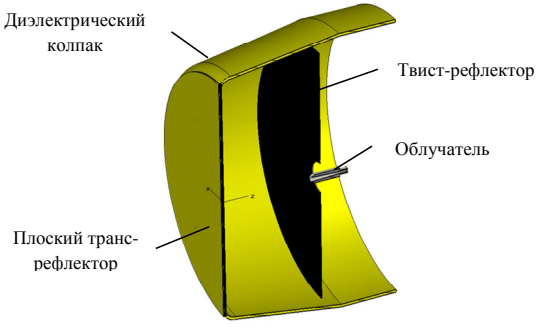


Рис. 2. Компьютерная модель АППП с плоским транс-рефлектором.

Fig. 2. Computer model of transreflector antenna design based on flat multilayer transreflector.

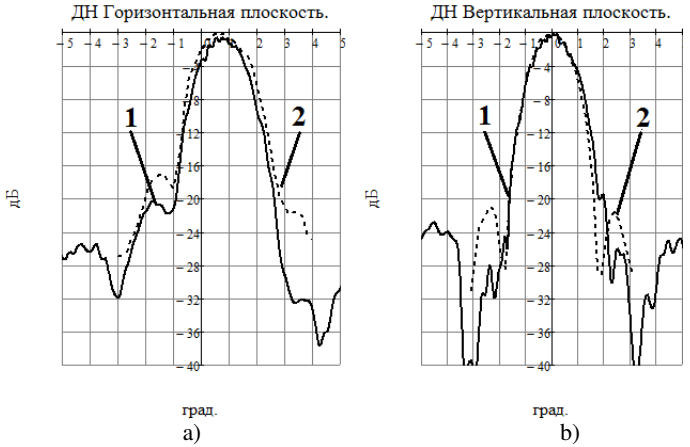


Рис. 3. Макет плоского многослойного (1) и параболического (2) транс-рефлектора.

Fig. 3. Transreflector prototype: 1 – flat multilayer transreflector; 2 – parabolic transreflector

Вид макета плоского многослойного и параболического транс-рефлектора показан на Рис. 4. Транс-рефлектор изготовлен по технологии многослойных печатных плат. Диэлектрические подложки (Рис. 1.) выполнены из материала типа RO 4003C. Результаты экспериментального исследования для углов отклонения диаграммы направленности 0 (Рис. 4.) и 15 град. представлены в Табл. 1.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.



a) b)

Рис. 4. Диаграммы направленности АППП с 1 – плоским транс-рефлектором и 2 – с параболическим транс-рефлектором в: а) Е – плоскости б) Н – плоскости.

Fig. 4. Farfield in a) E-plane and b) H-plane of transreflector antenna with: 1 – flat multilayer transreflector; 2 – parabolic transreflector

Табл. 1. Характеристики излучения АППП диаметром 150 мм с двумя типами транс-рефлекторов.

Table 1. Main characteristics of transreflector antenna 150mm in diameter with two types of transreflectors

№	Угол Отклонения ДН, град.	Антенна	Тип данных	Плоскость сечения	КУ, дБ	ШДН, град.	УБЛ, дБ
1.	0	с параболическим транс-рефлектором	Расчёт	Аз.	40.7	1.5	-16.9
2.				Ум.		1.5	-25.2
3.			Измерения	Аз.	39.79	1.46	-17.9
4.				Ум.		1.5	-21.3
5.		с плоским транс-рефлектором	Расчёт	Аз.	39.2	1.5	-22.4
6.				Ум.		1.5	-25.3
7.			Измерения	Аз.	39.13	1.55	-19.6
8.				Ум.		1.51	-22.2
9.	30	с параболическим транс-рефлектором	Расчёт	Аз.	40.9	1.4	-17.8
10.				Ум.		1.7	-28.6
11.			Измерения	Аз.	38.62	1.46	-16.9
12.				Ум.		1.75	-20.1
13.		с плоским транс-рефлектором	Расчёт	Аз.	39,1	1.4	-21.4
14.				Ум.		1.5	-21.9
15.			Измерения	Аз.	38.76	1.61	-18.2
16.				Ум.		1.74	-22.0

Как видно из Табл. 1. характеристики макетного образца АППП с разработанным устройством практически полностью соответствуют расчётным.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

3.Заключение

Использование разработанного устройства позволяет упростить изготовление транс-рефлектора за счёт применения технологии многослойных печатных плат. Сравнительный анализ характеристик излучения АППП на основе плоского многослойного транс-рефлектора с аналогичным устройством с параболическим транс-рефлектором, показал что, характеристики макетного образца АППП с разработанным устройством не хуже, а по некоторым параметрам лучше АППП с параболическим транс-рефлектором, что подтверждает целесообразность использования АППП на основе плоского многослойного транс-рефлектора.

Список литературы

[1] E.L. Holzman Transreflector antenna design for millimeter-wave wireless links // IEEE Antennas and Propagation Magazine –Oct. 2005 vol.47, № 5 - pp. 9-22

[2] C.A. Cochrane, High Frequency Radio Aerials, US Patent 2,736,895 February 28, 1956.

[3] Пат.2439757 Российская Федерация, МПК H01Q15/24 (2006.01). Трансрефлектор/ Кузьмин А.А., Погребняков А.М.

[4] Пат. на полезную модель 167147 Российская Федерация, МПК H01Q15/24 (2006.01). Трансрефлектор/ Кузьмин А.А., Михайлов А.Н.

[5] Шестопалов В.П. Кириленко А.А. Резонансное рассеяние волн. Дифракционные решётки, Том первый, Киев: Изд. «Наукова думка» 1986 г.

[6] Пригода Б.А., Кокунько В.С. Обтекатели антенн летательных аппаратов, М.:Изд. «Машиностроение», 1970 г., стр.51

References

[1] E.L. Holzman Transreflector antenna design for millimeter-wave wireless links // IEEE Antennas and Propagation Magazine –Oct. 2005 vol.47, № 5 - pp. 9-22

[2] C.A. Cochrane, High Frequency Radio Aerials, US Patent 2,736,895 February 28, 1956.

[3] Patent № 2439757 Russian Federation, IPC H01Q15/24 (2006.01). [Transreflector] / Kuzmin A.A., Pogrebnjakov A.M. (In Russian).

[4] Utility patent № 167147 Russian Federation, IPC H01Q15/24 (2006.01). Трансрефлектор/ Kuzmin A.A., Mihajlov A.N. (In Russian).

[5] Shestopalov V.P., Kirilenko A.A. [Resonance scattering of waves. Diffraction gratings], vol. 1, Publisher «Naukova dumka», Kiev, 1986 (In Russian).

[6] Prigoda B.A., Kokunko V.S. [Radomes of aircraft], Moscow, Publisher «Mashinostroenie», 1970,p.51 (In Russian).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Low-profile wideband antenna with improve pattern, using artificial magnetic conductors (AMC) surface ground

Izmaylov A.A.
JSC RPC Lianozovo Electromechanical Plant
Moscow, 127411, Russian Federation
yustas1993@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 ($0.093\lambda_0$) and working band of frequency is 40 %.*

Keywords: *wideband antenna, low-profile antenna, artificial magnetic conductor (AMC), directivity pattern.*

Низкопрофильный излучатель на основе искусственного магнитного проводника в виде печатного прямоугольного элемента

Измайлов А.А.
АО НПО «ЛЭМЗ»
г. Москва, 127411, Российская Федерация
yustas1993@yandex.ru

Аннотация: *Представлено техническое решение широкополосной низкопрофильной антенной системы на основе искусственного магнитного проводника (АМС). В качестве базового элемента АМС структуры выбран печатный прямоугольный элемент. Для улучшения направленных свойств антенной системы использована система из «сдвоенного» излучателя. Разработанная антенная система имеет высоту профиля 14 мм ($0.093\lambda_0$), КСВ < 2 и КУ > 10 дБ при рабочей полосе частот 40%. Проведено сравнение разработанной антенной системы с традиционным случаем расположения вибраторного излучателя на АМС структуре.*

Ключевые слова: широкополосная антенна, низкопрофильная антенна, искусственный магнитный проводник, диаграмма направленности, коэффициент усиления.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

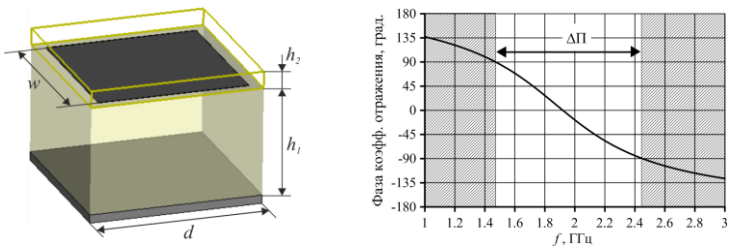
1. Введение

Основным типом антенных устройств для перспективных авиационных и космических радиолокационных комплексов различного назначения являются АФАР с широкой полосой рабочих частот, состоящие из системы излучателей, в частности вибраторов, расположенных над металлическим экраном. Как в авиационных, так и в космических комплексах одним из важных параметров является высота профиля антенны. В авиационных комплексах это важно для сохранения аэродинамики носителя, в космических комплексах – для компактного размещения антенного устройства внутри обтекателя при выводе космического аппарата на орбиту [1, 2].

Перспективным методом снижения высоты профиля антенн, получившим широкое развитие в последние два десятилетия, является использование периодических СВЧ композитных структур со свойствами искусственного магнитного проводника (artificial magnetic conductor – AMC) [3]. AMC структуры функционируют в квазистатической области (длина волны больше периода структуры) и характеризуется некоторыми эквивалентными электрофизическими параметрами, получаемыми в квазистатическом приближении. Касательная компонента магнитного поля на AMC структуре равна нулю, а коэффициент отражения от нее равен +1 [4].

2. Анализ AMC структур конечных размеров

На рис. 1 приведена зависимость фазы коэффициента отражения от частоты для AMC структуры на основе прямоугольного печатного элемента с параметрами: период AMC $d = 20.59$ мм, ширина проводящего патча $w = 18$ мм, рассположенного на диэлектрической подложке толщиной $h_2 = 1$ мм и диэктрической проницаемостью $\varepsilon = 4.3$ (FR-4). Толщина диэлектрического основания $h_1 = 13$ мм с $\varepsilon \sim 1$.Рабочая полоса AMC структуры в виде печатного прямоугольного элемента составляет 46 %.



а) б)

Рис. 1. Единичная ячейка AMC структуры на основе печатного прямоугольного элемента: а) – общий вид; б) – фаза коэффициента отражения.

Fig. 1. Unit cell of AMC structure on basis of microstrip patch element a) – top view; b) – phase of reflective coefficient

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

3. Низкопрофильный одиночный излучатель на основе искусственного магнитного проводника

На рис. 2 приведен общий вид одиночного вибраторного излучателя на АМС структуре в виде печатного прямоугольного элемента. Параметры излучателя: длина l_d = 45.1 мм, ширина $dw_1 = dw_2$= 2.64 мм. Питание осуществляется непосредственно коаксиальным кабелем. Параметры АМС структуры: d = 19.99 мм, h_1= 13 мм, ε_1 = 1.0, период АМС структуры d = 20.59 мм, w = 18 мм, толщина печатной платы h_2 = 1 мм, ε_2 = 4.3. Число ячеек структуры $N_{AMC}\times N_{AMC}$= 9×9, L= 200 мм.

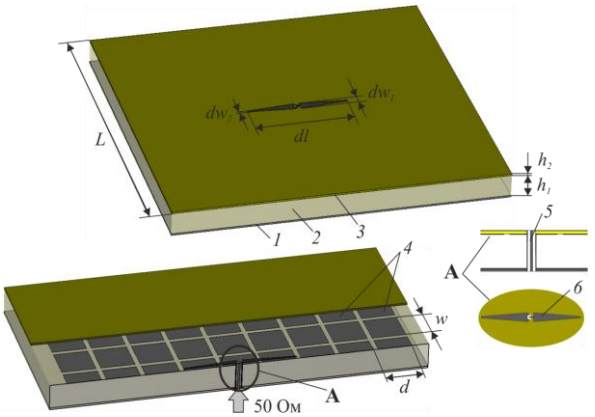
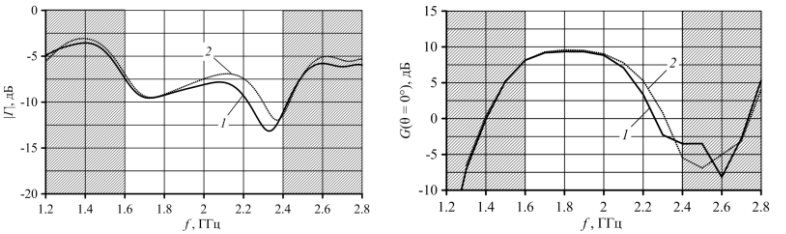


Рис. 2. Низкопрофильный одиночный излучатель
на основе искусственного магнитного проводника.
1 – проводящий экран; 2 – диэлектрическое основание с ε_1;
3 – печатная плата с ε_2; 4 – печатные прямоугольные элементы;
5 – коаксиальный кабель; 6 – вибраторный излучатель.

Fig. 2. Low – profile array element,
using artificial magnetic conductors.
1 – conductive ground, 2 – dielectric layer,
3 – board, 4 – microstrip patch elements,
5 – feeding system, 6 – vibrator.

На рис. 3 *а)* приведена зависимость КСВ от частоты. Рабочая полоса структуры по уровню КСВ <2 составляет 35%. На рис. 3 *б)* приведена зависимость КУ в нормальном направлении ($D(\theta = 0^\circ)$) от частоты. В соответствии с рис. 2 происходит падение КУ, начиная с частоты f = 2.05 ГГц.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.



а) б)

Рис. 3. Низкопрофильный одиночный излучатель на основе искусственного магнитного проводника: а) – коэффициент отражения от входа излучателя; б) – КУ.
1 – метод КРВО; 2 – метод КЭ.

Fig. 3. Low – profile array element, using artificial magnetic conductors. a) – reflective coefficient from input of vibrator b) – gain coefficient.
1 – FDTD method; 2 – FE method

4. Низкопрофильный «сдвоенный» излучатель на основе искусственного магнитного проводника

В соответствии с методом, предложенным в [6], для улучшения характеристик направленности излучателя расположенного над АМС структурой конечного размера использован «сдвоенный», состоящий из двух вибраторов, запитываемых синфазно и разнесенных на расстояние $D \approx \lambda_п / 2$ в плоскости провала (рис. 4).

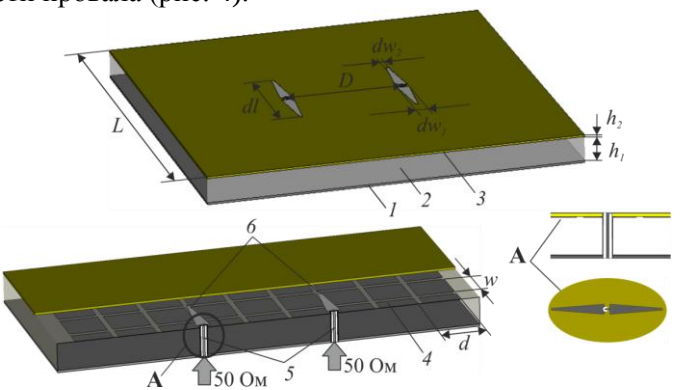
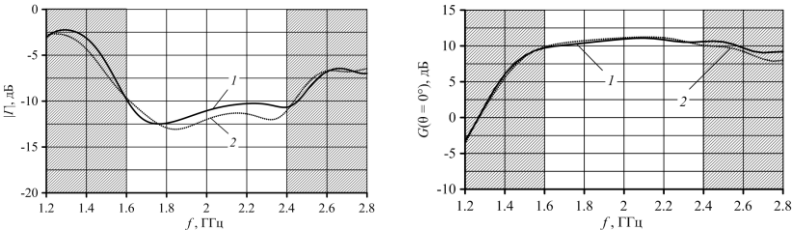


Рис. 4. Низкопрофильный сдвоенный излучатель на основе искусственного магнитного проводника. 1 – проводящий экран; 2 – диэлектрическое основание с ε_1; 3 – печатная плата с ε_2; 4 – печатные прямоугольные элементы; 5 – коаксиальный кабель; 6 – вибраторные излучатели.

Fig. 4. Low – profile dual array element, using artificial magnetic conductors. 1 – conductive ground, 2 – dielectric layer, 3 – board, 4 – microstrip patch elements, 5 – feeding system, 6 – dual vibrator

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

На рис. 5 *а)* приведена зависимость коэффициента отражения |*Г*| от входа излучателя от частоты. Рабочая полоса структуры по уровню КСВ <2 (|*Г*| <-10 дБ) составляет 40%. На рис. 5 *б)* приведена зависимость КУ в нормальном направлении ($G(\theta = 0^o)$) от частоты. Использование «сдвоенного» излучателя позволило устранить провал в ДН АС и обеспечить КУ > 10 дБ в рабочей полосе частот.

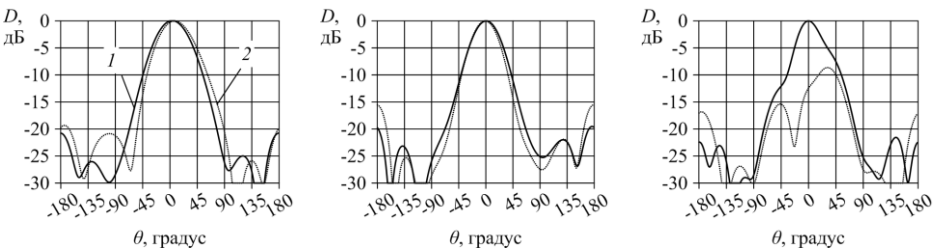


а) б)

Рис. 5. Низкопрофильный «сдвоенный» излучатель на основе искусственного магнитного проводника: а) – коэффициент отражения от входа излучателя; б) – КУ.
1 – метод КРВО; 2 – метод КЭ.

Fig. 5. Low – profile dual array element, using artificial magnetic conductors. a) – reflective coefficient from input of vibrator b) – gain coefficient.
1 – FDTD method; 2 – FE method

На рис. 6, 7 приведены ДН одиночного излучателя и «сдвоенного» излучателя в **E**- и **H**-плоскостях на различных частотах. Использование «сдвоенного» излучателя позволило устранить провал в **H**-плоскости ДН на частоте 2.4 ГГц.



а) б) в)

Рис. 6. Диаграмма направленности вибраторного излучателя в **E**-плоскости:
а) – 1.7 f / f_0; б) – 2 f / f_0; в) – 2.1 f / f_0
1 – «сдвоенный» излучатель; 2 – одиночный излучатель.

Fig. 6. Directional diagram of array element in **E** – plane:
a) – 1.7 f / f_0; b) - 2 f / f_0; c) – 2.1 f / f_0
1 – «dual» array element ; 2 – array element

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

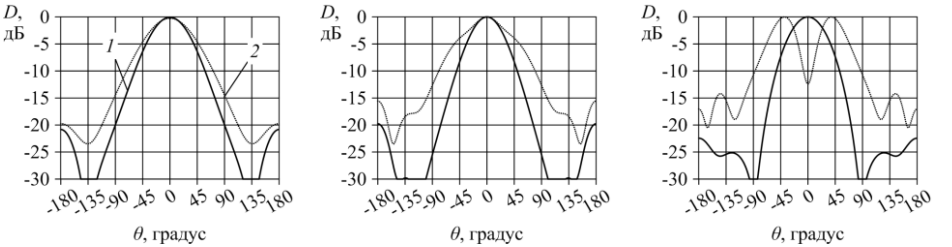


Рис. 7. Диаграмма направленности вибраторного излучателя в **H**-плоскости:
а) – 1.7 f / f_0; б) - 2 f / f_0; в) – 2.1 f / f_0
1 – «сдвоенный» излучатель; 2 – одиночный излучатель.

Fig. 7. Directional diagram of array element in **H** – plane:
a) – 1.7 f / f_0; b) - 2 f / f_0; c) – 2.1 f / f_0
1 – «dual» array element ; 2 – array element.

5. Заключение

Разработана широкополосная низкопрофильная антенная система L-диапазона на основе искусственного магнитного проводника. Использование «сдвоенного» излучателя позволило при высоте профиля $0.093\lambda_0$ обеспечить КСВ<2 и КУ>10.0 дБ в полосе 40%. Для подтверждения корректности полученных результатов, проведено моделирование методами конечных разностей во временной области и методом конечных элементов, показавшее их хорошее совпадение. Проведено сравнение разработанной антенной системы с классическим вариантом излучателя, расположенного в центре АМС структуры, показавшее возможность устранение провала в ДН. Полученные результаты могут быть использованы для разработки двухполяризационных антенных систем.

Список литературы

[1] H. Nakano. Low-Profile Natural and Metamaterial Antennas. John Wiley & Sons. 2016. 304 p.

[2] Yang F., Rahmat-Samii Y. Electromagnetic band gap structures in antenna engineering. Cambridge University Press. 2009. P. 266.

[3] Sievenpiper D.F., Zhang L., Broas R.F.J., Alexopolous N.G., Yablonovitch E. High impedance electromagnetic surfaces with a forbiden frequency band. – IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 57, №.11, 1999, pp. 2059-2074.

[4] Andrea Vallecchi, Javier R. De Luis, Filippo Capolino, Franco De Flaviis. Low Profile Fully Planar Folded Dipole Antenna on a High Impedance Surface. IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 60, no. 1, pp. 51–62, Jan. 2012.

[5] Измайлов А.А. Низкопрофильный элемент антенной системы Р – диапазона // VII-я научно-техническая конференция молодых учёных и специалистов, «Актуальные вопросы развития систем и средств ВКО, ПАО НПО «Алмаз», Москва, 2016. С. 227 – 231.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[6] Измайлов А.А., Волков А.П. Низкопрофильная широкополосная антенная система с улучшенной формой диаграммы направленности на основе искусственного магнитного проводника конечного размера // Труды МАИ, 2017, №94. URL: http://trudymai.ru/published.php?ID=81101

References

[1] H. Nakano. Low-Profile Natural and Metamaterial Antennas. John Wiley & Sons. 2016. 304 p.

[2] Yang F., Rahmat-Samii Y. Electromagnetic band gap structures in antenna engineering. Cambridge University Press. 2009. P. 266.

[3] Sievenpiper D.F., Zhang L., Broas R.F.J., Alexopolous N.G., Yablonovitch E. High impedance electromagnetic surfaces with a forbiden frequency band. – IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 57, №.11, 1999, pp. 2059-2074.

[4] Andrea Vallecchi, Javier R. De Luis, Filippo Capolino, Franco De Flaviis. Low Profile Fully Planar Folded Dipole Antenna on a High Impedance Surface. IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 60, no. 1, pp. 51–62, Jan. 2012.

[5] Izmaylov A.A. Low - profile element of P – band antennas system // VII science – technical conference of yang scientists and specialists, «Actual questions of development systems and means MSU, PAS SPU «Almaz», Moscow, 2016.0 pp. 227 – 231.

[6] Izmaylov A.A., Volkov A.P. Low – profile wideband antenna with improve pattern, using artificial magnetic conductors (AMC) surface ground // Trudy MAI, 2017, №94 available at: http://trudymai.ru/published.php?ID=81101

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Modeling of the radiation pattern of the antenna array with magnetoelectric elements

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: *This paper is devoted to study of magnetoelectric material in the microwave range through simulation. The issues of use of these structures to control of the radiation pattern of antenna array are considered. The model of two-element antenna array, which consist of magnetoelectri layered structure: lead magnesium niobate-lead titanate (PMN-PT) and yttrium-iron garnet is devoted. Characteristics of two-element microwave antenna array in microwave range were obtained by simulation and the shift of the radiation pattern was achieved value from -15° to +30°.*

Keywords: *microwave antenna, magnetoelectric effect, antenna array, multiferroic magnetoelectic materal*

Моделирование диаграммы направленности антенной решетки с магнитоэлектрическими элементами

Хаванова М.А., Никитин А.О., Петров Р.В., Бичурин М.И.
Новгородский государственный университет им. Ярослава Мудрого
г. Великий Новгород, 173003, Российская Федерация
NikitinAO@okbplaneta.ru

Аннотация: *Работа посвящена электродинамическому моделированию магнитоэлектрических структур в СВЧ диапазоне. Рассматриваются вопросы использования данных структур для управления диаграммой направленности антенной решетки. Разработана модель двухэлементной антенной решетки, состоящей из магнитоэлектрической слоистой структуры: слой ниобат свинца-магния/титаната свинца (PMN-PT) с нанесенным поверх слоем иттрий-железистого граната. Были получены амплитудно-частотные характеристики исследуемой модели, и был зафиксирован сдвиг диаграммы направленности в диапазоне от -15° до +30°.*

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

Ключевые слова: СВЧ антенна, магнитоэлектрический эффект, антенные решетки, моделирование антенн, мультиферроиковые магнитоэлектрические материалы.

1. Введение

Исследование посвящено изучению возможности использования магнитоэлектрических (МЭ) структур в СВЧ диапазоне для управления диаграммой направленной (ДН) антенны. МЭ материалы – материалы, которые характеризуются наличием МЭ эффекта. Данный эффект заключается в индуцировании электрической поляризации при воздействии на материал внешнего магнитного поля, или индуцировании намагниченности при воздействии внешнего электрического поля.

Исходным для статьи послужило исследование МЭ эффекта в слоистых структурах феррит-пьезоэлектрик, которое было выполнено 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 работе [4] был предложен ряд приборов, работающих в СВЧ диапазоне. Необходимость более детального моделирования обусловила необходимость этого исследования.

При проведении расчётов был использован пакет моделирования, позволяющий визуализировать результат решения электродинамической задачи, что существенно ускорило и упростило получение оптимальных характеристик исследуемой СВЧ-структуры. Решение данной задачи осуществлялось на основе реализованного метода конечных элементов. Сущность метода заключается в следующем: на начальном этапе производится начальная генерация сетки, в результате чего весь объем модели адаптивно разбивается на конечные элементы (тетраэдры). В узлах сетки вычисляется электромагнитное поле для заданной частоты, которое удовлетворяет уравнениям Максвелла и заданным граничным условиям. После этого рассчитывается обобщенная матрица рассеяния всей структуры. Далее для каждого конечного элемента осуществляется локальная оценка погрешности. Элементы сетки с относительно высокой погрешностью разбиваются на более мелкие элементы (тетраэдры). И вновь рассчитывается обобщенная матрица рассеяния. Наконец, вычисляется параметр, характеризующий степень различия матриц рассеяния, рассчитанных для двух соседних итераций. Если величина этого параметра становится меньше заданного

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

значения, вычисления прекращаются. В противном случае они продолжаются, пока не будет достигнуто заданное максимальное число итераций.

2. Исследуемая структура и модель

Для исследования была взята магнитоэлектрическая структура, состоящая из слоя ниобата свинца-магния/титаната свинца (PMN-PT) толщиной 100 мкм с нанесенным слоем иттрий-железистого граната (ИЖГ) толщиной 100 мкм. Сверху и снизу слоистой структуры нанесена медная металлизация.

Предложенная для исследования структура за счет большой величины магнитоэлектрического коэффициента, что, в свою очередь, является следствием большого значения пьезоэлектрического коэффициента слоя ниобата свинца-магния/титаната свинца, позволяет при сравнительно небольших линейных размерах добиться значительного эффекта сдвига линии ФМР.

МЭ эффект, исследуемый в приведенной выше структуре, заключается в следующем: электрическое поле прилагается к пьезоэлектрическому слою PMN-PT, что приводит к его деформации, далее деформация передается к механически жестко связанному с PMN-PT слою ИЖГ. Механическая деформация ферромагнитного слоя ИЖГ за счет явления магнитной анизотропии приводит к сдвигу линии ФМР в СВЧ диапазоне частот. Иными словами, приложенное к МЭ структуре электрическое поле приводит к изменению волновых свойств структуры в целом. Этот эффект моделировался в специализированной компьютерной программе.

Модель представляет из себя двухэлементную антенную решетку (АР), выполненной на подложке из ниобата свинца-магния/титаната свинца. Каждый элемент решетки представляет собой излучатель, состоящий из МЭ слоистой структуры, описанной выше. Верхняя металлизация представляет из себя узор (рисунок 1), линейные размеры которого приведены в таблице 1.

Для моделирования были использованы следующие физические параметры мультиферроиковой структуры. Для слоя ИЖГ: относительная диэлектрическая проницаемость – 15,3; тангенс угла диэлектрических потерь – $2 \cdot 10^{-4}$; намагниченность насыщения – 1780 Гс. Для слоя PMN-PT: относительная диэлектрическая проницаемость – 1380; тангенс угла диэлектрических потерь – 0,008.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

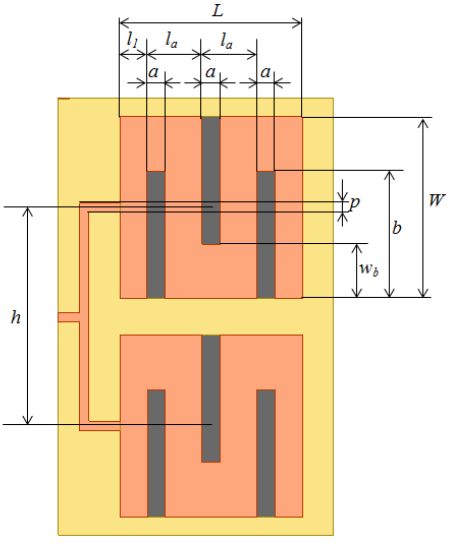


Табл. 1. Линейные размеры верхнего слоя металлизации.
Table 1. The linear dimensions of the metallization top layer.

№	Обозначение Designator	Значение, мм Value, mm
1.	L	10,0
2.	W	10,0
3.	a	1,0
4.	b	7,0
5.	l_l	1,5
6.	l_a	3,0
7.	w_b	3,0
8.	p	0,5
9.	h	12,0

Рис. 1 Верхний слой металлизации модели АР
Fig. 1. The top layer of the antenna array model metallization

При моделировании были сделаны следующие допущения: как было выше указано обратный МЭ эффект характеризуется возникновением магнитного момента в слое ферромагнетика под действием деформации переданной от жестко закреплённой пьезоэлектрической фазы. Деформация в пьезоэлектрике является следствием приложенного к структуре внешнего электрического поля. А с учетом выявленной зависимости между резонансным магнитным полем феррит-пьезоэлектрических материалов и постоянным электрическим полем, обусловленной изменением энергии магнитной анизотропии во внешнем электрическом поле [3], величину обратного магнитоэлектрического эффекта на СВЧ можно заменить на эффективный сдвиг линии ФМР под действием постоянного магнитного поля. Таким образом, моделирование было проведено при условной замене сдвига линии ФМР от воздействия МЭ-эффекта на сдвиг под действием изменения магнитного поля в слое ИЖГ для каждого из излучателей двухэлементной модели АР.

3. Результаты моделирования

На первом этапе исследовалась зависимость частотной характеристики коэффициента отражения S11 от величины магнитного поля слоя

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ИЖГ для одного излучающего элемента АР (рисунок 2). Данная зависимость наглядно демонстрирует сдвиг резонанса слоя ИЖГ при изменении магнитного поля. При значении магнитного поля H = 84000 А/м было зафиксировано резкое увеличение амплитуды резонанса на частоте около 2,65 ГГц, вследствие наложения ФМР ИЖГ слоя с собственным резонансом структуры излучателя.

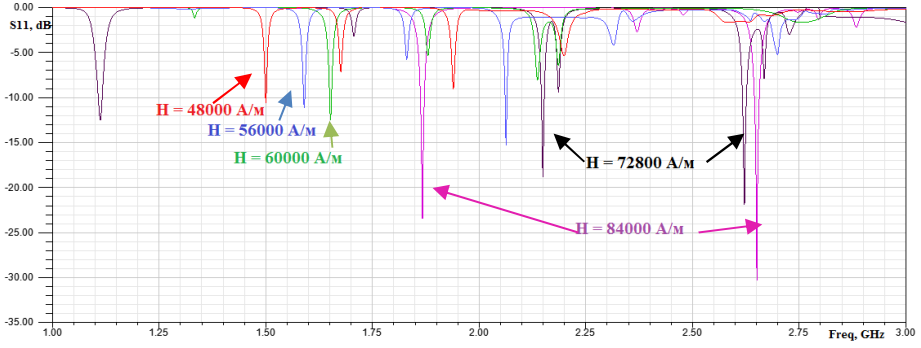


Рис. 2. Частотная характеристика коэффициента отражения S11 одного элемента АР при различных значениях магнитного поля слоя ИЖГ

Fig. 2. Dependence of the reflection coefficient S11 vs f for different value of the magnetic field

Дальнейшее моделирование было произведено, основываясь на выше полученных значениях магнитных полей для ФМР слоев ИЖГ и значениях резонансной частоты.

На рисунке 3 представлено графическое изображение диаграммы направленности двухэлементной АР в полярных координатах при различных значениях магнитных полей слоев ИЖГ модели антенной решетки.

Из рис. 3 видно, что при моделировании сдвига ДН антенной решетки получены следующие результаты: при изменении подмагничивающего поля с H1=88000 А/м до H1=87200 А/м, что соответствует изменению приложенного напряжения к МЭ материалу на 500 В, направление главного луча ДН антенной решётки изменялось на -15°, а при изменении подмагничивающего поля с H1=80800 А/м до H1=83200 А/м, что соответствует изменению приложенного напряжения к МЭ материалу 1500 В, направление главного луча ДН антенной решётки изменялось на 30°.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

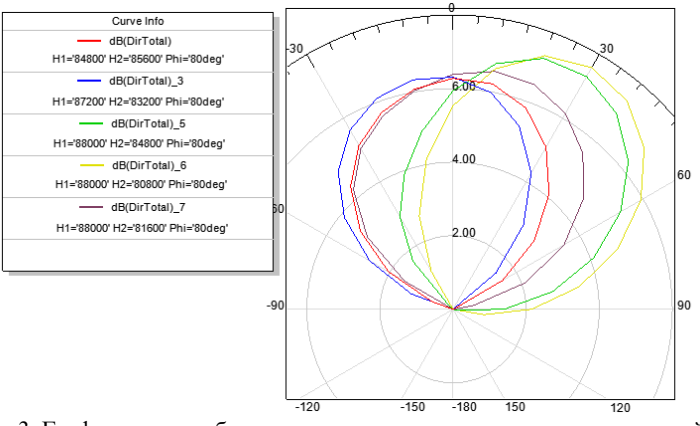


Рис. 3. Графическое изображение диаграммы направленности антенной решетки при различных значениях подмагничивающих полей

Fig. 3. Graphic representation of the antenna array radiation pattern for different value of the bias field

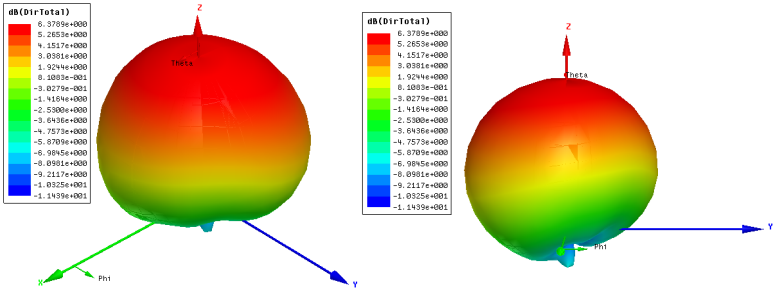


Рис. 4. Диаграммы направленности при значении H1=87200 А/м, H2=83200 А/м

Fig. 4. Radiation pattern for H1=87200 A/m, H2=83200 A/m

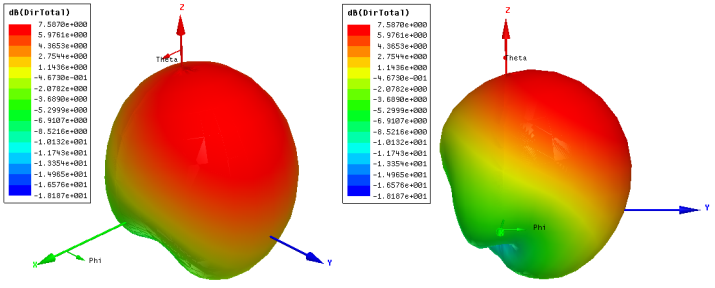


Рис. 5. Диаграммы направленности при значении H1=88000 А/м, H2=80800 А/м

Fig. 5. Radiation pattern for H1=88000 A/m, H2=80800 A/m

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Заключение

Таким образом, в работе разработана модель двухэлементной антенной решетки, в качестве излучателей которой выступают МЭ элементы на основе слоистой структуры ниобата свинца-магния/титаната с нанесенным слоем иттрий-железистого граната. Исследована возможность управления диаграммой направленности приведенной антенной решетки посредством обратного МЭ эффекта. При моделировании направление главного луча ДН антенной решетки с МЭ элементами изменялось от -15° до 30°, т.е. управление ДН возможно на 45°.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта Российского научного фонда № 15-19-10036, а также в рамках выполнения государственного задания Минобрнауки России №11.7069.2017/8,9.

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).

References

[1] Bichurin M.I., Petrov V.M. Magnetic resonance in layered ferrite-ferroelectric structures // JTF, 1988, №11, V.58, pp.2277-2278. (in Russian)

[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).

Acknowledgements

The research at Novgorod State University was supported by the Russian Science Foundation, Grant No: 15-19-10036, and the state task of the Ministry of Education and Science of Russia №11.7069.2017/8,9.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The broadband antenna of the satellite television system

[1]Pham Van Vinh, [1]Kondratieva S.G., [1]Shmachilin P.A., [2]Gadzhiev E.V.
[1]*Moscow Aviation Institute (National Research University)*
Moscow, 125993, Russian Federation
phamvinh1609@gmail.com
[2]*AO "Scientific Research Institute of Electromechanics", 143502, Istra, Russia*
gadzhiev_elchin@mail.ru

Abstract: *In this report the different variations of the antenna array building for satellite television are considered, which possess minimal weight-and-dimensional characteristics. Investigation of the orientational property and frequency characteristics of broadband antenna arrays radiator for satellite television is calculated. The orientability characteristics of broadband antenna are determinated.*

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

Широкополосные антенны систем спутникового телевидения

[1]Фам Ван Винь, [1]Кондратьева С.Г., [1]Шмачилин П.А., [2]Гаджиев Э.В.
[1]*Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет) «МАИ»,Москва, 125993, Россия*
phamvinh1609@gmail.com
[2]*Акционерное общество «Научно-исследовательский институт электромеханики», 143502,г. Истра, Россия*
gadzhiev_elchin@mail.ru

Аннотация: *В докладе рассмотрены различные варианты построения антенных решеток спутникового телевидения, обладающие минимальными массо-габаритными характеристиками. Проведено исследование направленных свойств и частотных характеристик излучателей широкополосных антенных решеток спутникового телевидения. Определены характеристики направленности широкополосных антенн.*

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

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

1. Введение

Современные связные, навигационные и другие антенны размещают на поверхности носителя. Остронаправленные антенны РЛС, опознавания, навигации и других радиотехнических систем размещают под обтекателем, что приводит к увеличению массогабаритных характеристик и к проблемам создания соответствующих обтекателей. На больших самолетах размещают до ста антенн. Устанавливаемые на борту антенны должны обладать требуемыми характеристиками направленности и не нарушать аэродинамику и механическую прочность летательного аппарата (ЛА).

В настоящее время широко используют невыступающие антенны типа щелей и печатных излучателей. Для формирования остронаправленных диаграмм применяют конформные антенные решетки из таких излучателей [1]. Как щелевые, так и печатные антенны являются резонансными, а, следовательно, узкополосными.

Одной из задач современной бортовой радиоэлектроники является создание интегрированных радиоэлектронных комплексов с объединенной антенной системой, т.е. с антенной совмещенной, многочастотной, работающей на традиционных используемых частотах для данной радиосистемы. Таким образом, возникает задача разработки антенн, размещаемых на внешней поверхности ЛА и обладающей широким рабочим диапазоном в октавы и даже декады.

Широкополосные слабонаправленные антенны, излучение которых рассматривается в свободном пространстве, известны, однако изготовленные по печатной технологии, эти антенны теряют свою широкополосность [2]. Ниже, для сохранения широкополосности и направленных свойств предлагается использовать известные в радиотехнике композитные материалы, позволяющие в широких пределах изменять свои электрофизические параметры: диэлектрическую и магнитную проницаемость, включая и отрицательные значения. В таких материалах можно создать «запрещенную зону» [3], в которой отсутствует распространение электромагнитных волн СВЧ и по сравнению с проводником знак коэффициента отражения изменяется на обратный.

Таким образом, на проводящей поверхности ЛА наносится тонкий слой композита (импедансная структура) в «запрещенной зоне» на котором размещается антенна. В результате антенна не превращается в печатную, а сохраняется распределение тока на наружной поверхности антенны как в свободном пространстве. Это позволяет получить новые характери-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

стики у такой модифицированной печатной антенны. Характеристики антенны приближаются к характеристикам излучателя в свободном пространстве.

2. Исследуемая модель

Расширение рабочей полосы микрополосковых антенн или реализация многодиапазонной работы обычно достигается путем изготовления широкополосных антенн по печатной технологии и применения многослойных структур. В качестве примера можно привести многослойную антенну, образованную несколькими излучателями типа «бабочка» [4]. Однако такая антенна не обеспечивает возможность работы в Ku-диапазоне, так как имеет более узкую рабочую полосу по согласованию, а также её сложно использовать в качестве элемента антенной решетки, т.к. диаграмма направленности элемента не перекрывает зону обслуживания пользователей.

Для решения поставленной задачи можно изменить конструкцию и размеры излучающего элемента. Например, добавить кольцевой шлейф, что позволяет расширить рабочую полосу частот.

Благодаря хорошим массогабаритным характеристикам рассматриваемая антенна может использоваться и в мобильных системах. В современных мобильных радиоэлектронных комплексах применяются антенны с механическим или электро-механическим сканированием. Перспективным направлением является разработка антенных систем с электрическим сканированием. Сектор сканирования в угломестной плоскости зависит от направленных свойств элемента, поэтому целесообразно оптимизировать конструкцию элемента таким образом, чтобы получить требуемую форму диаграммы в угломестной плоскости. Для расширения диаграммы направленности в одной или двух плоскостях можно использовать периодические структуры. Пример широкополосной антенны, выполненной над экраном с периодической структурой, показан на рис.1.

На рис.1 показан общий вид микрополосковой антенны с кольцевым шлейфом и замедляющей структурой. Здесь обозначены следующие позиции: 1 - элемент импедансной поверхности; 2 - бабочка; 3 - кольцевой шлейф, 4 - диэлектрик, 5 - коаксиальное питание; 6 - экран; 7 - крепление элемента импедансной поверхности. На рис.2 показан общий вид и приведены размеры импедансной структуры с высотой 3.46 мм.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

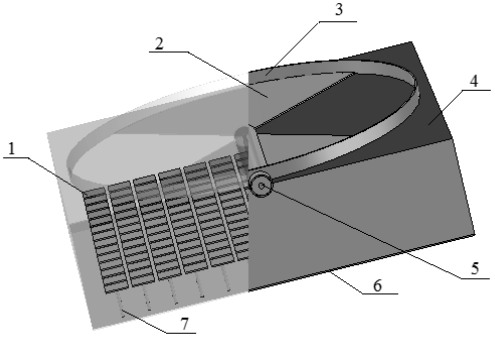


Рис. 1. Широкополосная антенна над экраном с периодической структурой

Fig. 1. Broadband antenna over a screen with a periodic structure

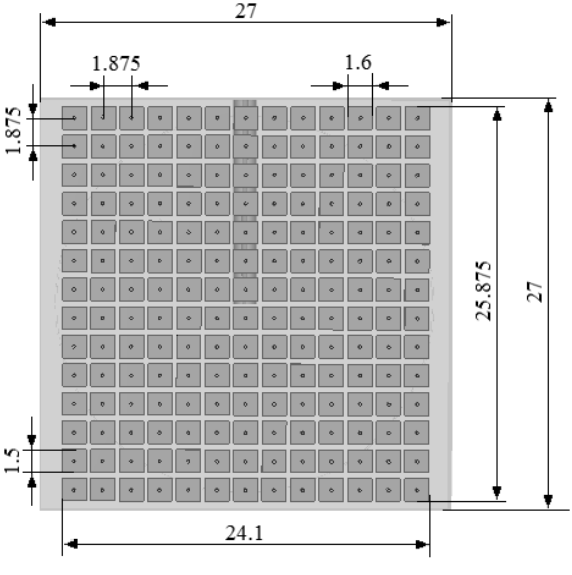


Рис. 2. Общий вид и размеры импедансной структуры

Fig. 2. General view and dimensions of the impedance structure

3. Практические результаты

Применение современных пакетов прикладных программ электродинамического моделирования антенн и устройств СВЧ позволяет существенно сократить этапы проектирования антенных систем, частично ис-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ключив, 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 рассчитаны диаграммы направленности и зависимости КСВ от частоты.

4. Заключение

Таким образом, разработана широкополосная антенна, обеспечивающая работу в полосе, соответствующей Ku - диапазону, в котором осуществляется спутниковая связь и телевещание. Проведено исследование характеристик направленности и частотных характеристик такой антенны.

Список литературы

[1] Д. И. Воскресенский, Л. И. Пономарев, В. С. Филиппов. Выпуклые сканирующие антенны.-М.: Сов. радио, 1978.

[2] Двухдиапазонные микрополосковые антенны сотовой связи/ Д.И. Воскресенский, Е.В. Овчинникова, Као Нинь Буй, С.Г. Кондратьева //Антенны. - 2015. № 1. - С. 17-27.

[3] Гринев А.Ю., Волков А.П., Мосейчук Г.Ф., Синани А.И. Полосно-заграждающие частотно-селективные структуры для контроля диаграммы обратного рассеяния линейной АФАР L-диапазона.Антенны, 2016 г, № 10, с. 60 – 70.

[4] Буй Као Нинь. Малогабаритные диапазонные печатные антенны сотовых телефонов. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Москва, МАИ, 2015г.

References

[1] D.I. Voskresensky, LI Ponomarev, VS Filippov. Convex scanning antennas. -M .: Sov. Radio, 1978.

[2] Dual-band microstrip cellular antennas / D.I. Voskresensky, E.V. Ovchinnikova, Kao Ninh Bui, S.G. Kondratieff // Antennas. - 2015. - No. 1. - P. 17-27.

[3] Grinev A.Yu., Volkov A.P., Moseichuk G.F., Sinani A.I. Band-stopping frequency-selective structures for monitoring the backscattering diagram of the linear AFAR of the L-band. Antennas, 2016 g, No. 10, p. 60 - 70.

[4] Bui Kao Ninh. Small-size range printed antennas of cellular phones. Thes is for the degree of Candidate of Technical Sciences. Moscow, MAI, 2015.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Schematic diagrams of frequency-scan monopulse array antennas

Suchkov A.V.
Lianozovo Electromechanical Plant Research and Production Corporation
Moscow, 127411, Russian Federation
avsu@bk.ru

Abstract: *In this paper, the issues of arrangement of waveguide frequency-scan monopulse array antennas are analysed. The implementation versions of such antennas on the basis of series, parallel, and composite beamforming networks, as well as version, that provide the possibility of independent formation of the sum and difference channels amplitude-phase distribution are presented. Finally, the research demonstrated the improving possibility of sum and difference patterns in the operation frequency range with a significant simplification of antenna constructive-technological performance.*

Keywords: *frequency scanning, multibeam array, monopulse direction finding method, beamforming network.*

Схемы построения моноимпульсных антенных решеток с частотным сканированием

Сучков А.В.
Научно-производственное объединение Лианозовский электромеханический завод
г. Москва, 127411, Российская Федерация
avsu@bk.ru

Аннотация: *Анализируются пути построения моноимпульсных волноводных антенных решеток с частотным сканированием. Представлены варианты их реализации на основе последовательной, параллельной и комбинированной диаграммообразующих схем, а также вариант, обеспечивающий возможность независимого формирования амплитудно-фазового распределения суммарного и разностного каналов. Проведенное исследование показало возможность улучшения характеристик суммарной и разностной диаграмм направленности в полосе рабочих частот при существенном упрощении конструктивно-технологического исполнения таких антенн.*

Ключевые слова: частотное сканирование, многолучевая антенная решетка, моноимпульсный метод пеленгации, диаграммообразующая схема.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

1. Введение

Метод частотного сканирования [1, 2] позволяет определять направление на цель путем интерполяции угловой координаты при одновременном сравнении амплитуд эхо-сигналов, принятых независимыми каналами смежных лучей[1]. Недостатком этого способа является проблематичность обеспечения требуемой точности измерения угловой координаты, вследствие декорреляции[2] сравниваемых эхо-сигналов в соседних лучах, формируемых на разнесенных частотах. Устранение данного недостатка возможно при использовании моноимпульсного метода измерения угловой координаты в пределах каждого луча на фиксированной частоте эхо-сигнала.

В настоящее время наблюдается значительный интерес к практической реализации антенных решеток с частотным сканированием (АРЧС) для трехкоординатных обзорных радиолокационных систем (РЛС), в которых с целью повышения точности измерения угловых координат в плоскости частотного сканирования используется моноимпульсный метод пеленгации [3—6]. Для обеспечения заданных рубежей обнаружения и разрешающей способности РЛС требуются крупноапертурные антенны, имеющие узконаправленный луч, высокий коэффициент усиления (КУ) низкий уровень боковых лепестков (УБЛ). В этом случае построение антенной системы в виде решетки на основе полых прямоугольных волноводов и волноводных элементов представляет собой наиболее рациональный вариант, обеспечивающий требуемые электрические характеристики при адекватном конструктивном исполнении и сравнительно невысоких затратах.

Анализ литературы показывает, что известные варианты построения моноимпульсных АРЧС приводят либо к значительному усложнению конструкции и технологии изготовления, росту стоимости, ухудшению массогабаритных и эксплуатационных характеристик [2—4], либо к ухудшению электрических параметров антенн (в части УБЛ и КУ) при возможности приемлемого конструктивно-технологического исполнения [5, 6].

В данной работе анализируются пути построения моноимпульсных волноводных АРЧС на основе диаграммообразующих схем (ДОС) различных типов.

---

[1] При формировании идентичных диаграмм направленности (ДН) на передачу и прием.

[2] Декорреляция – явление флуктуации амплитуд эхо-сигналов, сравниваемых в соседних лучах, возникающее при частотном сканировании за счет изменения ЭПР цели при изменении несущей частоты зондирующего сигнала и приводящее к снижению точности измерения угловой координаты цели и ухудшению условий накопления отраженных сигналов.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

2. Варианты построения моноимпульсных АРЧС

Для получения устройства, обеспечивающего измерение угловых координат в плоскости частотного сканирования амплитудно-фазовым моноимпульсным методом, необходимо использовать антенну, построенную на основе одной из двух основных ДОС: с последовательной (рис. 1, а) или параллельной (рис. 1, б) запиткой излучающих элементов [3].

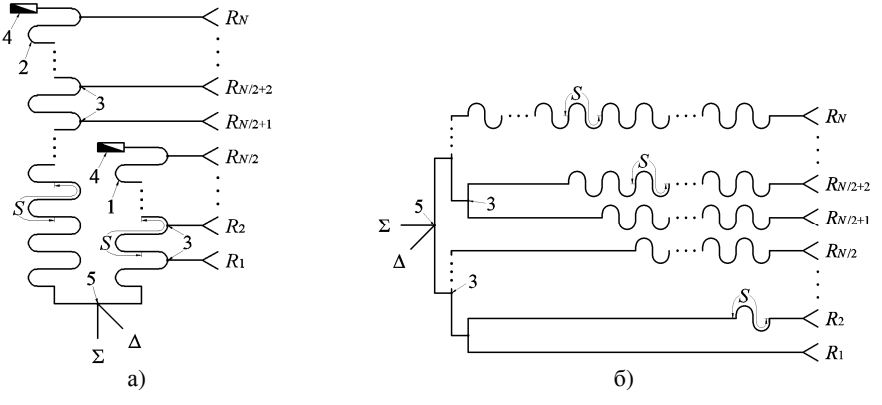


Рис. 1. Схемы построения моноимпульсных АРЧС:

а) – с последовательной запиткой излучателей; б) – с параллельной

Fig. 1. Schematic diagrams of frequency-scan monopulse array antennas (FSMAA):

a – with a series-fed; b – with a parallel-fed

Для реализации ДОС с последовательной запиткой излучателей (рисунок 1, а) необходимо иметь две линии задержки (ЛЗ). Основной недостаток этой схемы состоит в том, что последний элемент (N/2), включенный в более короткую ЛЗ (1) перед нагрузкой (4), находится в центре решетки и поэтому для формирования необходимого распределения в плоскости апертуры требуется значительная мощность возбуждения этого элемента. Ввиду слабой связи, которая может быть реализована между ЛЗ и излучающими элементами (R_1, $R_2 \ldots R_N$) через ответвители мощности (3), для обеспечения допустимого уровня ошибок формируемого амплитудно-фазового распределения (АФР) необходимо создать в самой линии около последнего элемента сравнительно большую мощность. Эта мощность затем должна рассеиваться в поглощающей нагрузке более короткой линии, что приводит к возрастанию потерь в схеме и, соответственно, снижению КУ антенны [3].

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Вариант построения АРЧС на основе ДОС с параллельной запиткой излучающих элементов (рисунок 1, б) подразумевает использование ЛЗ на каждом из выходов системы и является более предпочтительным с точки зрения возможности получения требуемых электродинамических характеристик, однако, наличие ряда недостатков, связанных с ухудшением массогабаритных показателей конструкции и существенным увеличением трудоемкости ее изготовления приводит к ограничениям применения такой схемы при практической реализации [3].

На рис. 2 приведена последовательно-параллельная (комбинированная) схема, которая по аналогии с последовательной схемой состоит из короткой (1) и длинной (2) ЛЗ, соединенных с оконечными поглощающими нагрузками (4), а также дополнительных ЛЗ, включенных по аналогии с параллельной схемой между ответвителями мощности (3) и излучателями (R_1, $R_2 \ldots R_N$).

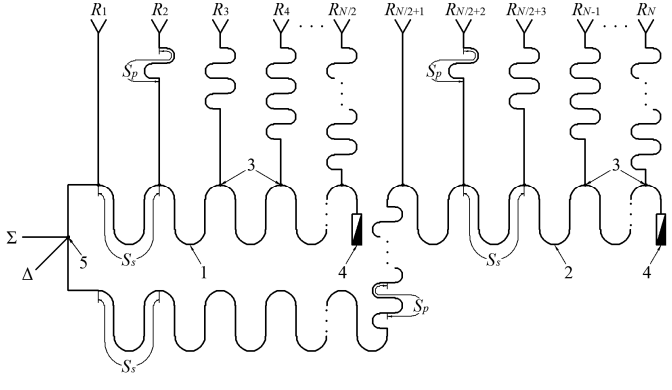


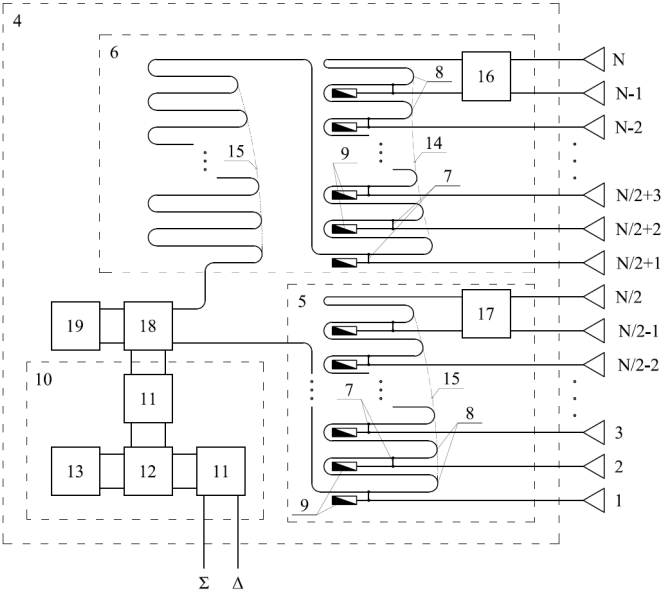
Рис. 2. Комбинированная схема построения моноимпульсной АРЧС

Fig. 2. Schematic diagram of FSMAA with a composite-fed

Данная схема обладает всеми недостатками последовательного варианта построения (рис. 1, а). Преимуществом последовательно-параллельной ДОС является возможность вывода эффекта «нормали» [3, 7] в высокочастотную область за верхнюю границу диапазона рабочих частот, что достигается вследствие сокращения длины ЛЗ между соседними излучателями в последовательной части схемы (межэлементного периода S_s). Кроме того, такое построение АРЧС обеспечивает более компактное конструктивное исполнение последовательной части схемы с межэлементным периодом S_s, при этом параллельная часть схемы, имеющая период S_p может быть размещена непосредственно в самих излучателях.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

С целью устранения недостатков последовательной схемы построения (рис. 1, а) в [7] был предложен вариант построения моноимпульсной АРЧС на основе усовершенствованной последовательной ДОС (рис. 3).



1,2,3…*N* – линейные решетки излучателей, образующие поверхность раскрыва; 4 – ДОС; 5 – волноводный делитель мощности (ДМ) на основе короткой ЛЗ; 6 – ДМ на основе длинной ЛЗ; 7 – Т-щелевые НО; 8 – период ЛЗ; 9 – балансная нагрузка НО; 10 – волноводное мостовое устройство; 11 – Т-щелевой НО с коэффициентом связи – 3 дБ; 12 – фазовращатель; 13 – секция регулировки амплитуды; 14, 15 – кривая коррекции периодов ЛЗ; 16, 17, 18 – фазовращатели; 19 – секция регулировки фазы

Рис. 3. Моноимпульсная АРЧС на основе усовершенствованной последовательной ДОС

Fig. 3. FSMAA based on improved series beamforming network

Особенности данного варианта заключаются в следующем: 1) построение схемы на основе направленных ответвителей (НО), что позволяет снизить ошибки формируемого АФР; 2) исключение оконечных нагрузок, в короткой и длинной ЛЗ с целью вывода мощности на средний и крайний излучатели, что позволяет снизить потери в схеме; 3) применение фазовращателей для устранения частотной неравномерности фазового распределения, формируемого на выходах ДОС; 4) применение волноводного мостового устройства с регулируемым коэффициентом деления и внешней фазовой секции, позволяющих оперативно осуществлять амплитудную и фазовую балансировку половин схемы; 5) коррекция длин периодов ЛЗ для устранения фазовых искажений, вносимых НО с различными переходными ослаблениями.

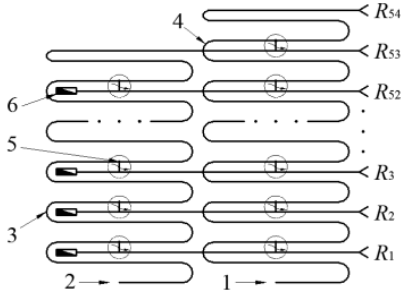
Результаты моделирования схемы (рис. 3) методом конечных элементов [8], а также экспериментальная проверка характеристик изготов-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ленного образца АРЧС S-диапазона [7] подтвердили корректность заложенных технических решений.

3. АРЧС на основе ДОС с независимым формированием АФР суммарного и разностного каналов

В настоящее время проводятся работы по практической реализации 54-элементной ДОС *S*-диапазона с независимым формированием АФР суммарного и разностного каналов. Построить такую схему представляется возможным путем сопряжения 2-х ЛЗ по аналогии с вариантом многолучевой матрицы Бласса с количеством входов M=2.



1 – суммарный вход АРЧС
2 – разностный вход АРЧС
3 – линия задержки суммарного канала
4 – ЛЗ разностного канала
5 – направленный ответвитель
6 – балансная нагрузка

Рис. 4. Моноимпульсная АРЧС на основе матрицы Бласса

Fig. 4. FSMAA based on Blass network

На основе разработанной программы, предназначенной для численного анализа такой схемы, получены предварительные результаты, которые показали возможность улучшения характеристик разностной ДН в части снижения УБЛ до –27 дБ и повышения КУ на 1,2…1,5 дБ при сохранении достигнутых в [7] характеристик суммарной ДН.

4. Заключение

В работе проанализированы некоторые из возможных путей построения волноводных АРЧС, применяемых в трехкоординатных обзорных РЛС, использующих моноимпульсный метод пеленгации для повышения точности измерения угловых координат. Схемы АРЧС приведенные на рис. 3 и рис. 4 на данном этапе представляются наиболее рациональными, физически реализуемыми вариантами построения, позволяющими обеспечить требуемые эксплуатационные характеристики, высокое качество и повторяемость электрических параметров при сравнительно

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

низких затратах на изготовление и регулировку за счет возможности применения технологии фрезерования конструкции ДОС на современных высокоточных станках с числовым программным управлением.

Список литературы

[1] Hansen R.C. Phased array antennas. 2d edition. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2009. 547 p.

[2] Справочник по радиолокации. Книга 1 / под ред. М.И. Сколника: пер. с англ. М.: Техносфера, 2014. 672 с.

[3] Johnson R.C., Jasik H. Antenna engineering handbook. 3d edition. New York: McGrow-Hill Book Company, 1993. 1511 p.

[4] Kinsey R. An edge-slotted waveguide array with dual-plane monopulse // IEEE trans. antennas propagat. 1999. V. 47. No 3. P. 474-481.

[5] 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.

[6] 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.

[7] Сучков А.В. Моноимпульсная волноводно-щелевая антенная решетка с частотным сканированием // Труды МАИ, 2016, №86, URL: http://mai.ru//upload/iblock/0cf/suchkov_rus.pdf.

[8] Гринев А.Ю. Численные методы решения прикладных задач электродинамики / Учеб. Пособие. М.: Радиотехника, 2012. 336 с.

References

[1] Hansen R.C. Phased array antennas. 2d edition. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2009. 547 p.

[2] Skolnik M. *Radar handbook. Book 1.* Moscow, Tekhnosfera Publ., 2014. 672 p. (In Russian).

[3] Johnson R.C., Jasik H. Antenna engineering handbook. 3d edition. New York: McGrow-Hill Book Company, 1993. 1511 p.

[4] Kinsey R. An edge-slotted waveguide array with dual-plane monopulse // IEEE trans. antennas propagat. 1999. V. 47. No 3. P. 474-481.

[5] 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.

[6] Patent No. 2490760 C1 (RU), H01Q 3/00. *Frequency scanning monopulse antenna.* Borodin N.D., Isakov M.V. Publ. 20.08.2013. Available at http://www.patika.ru/Poisk_po_nomeru_FIPS.html. (In Russian).

[7] Suchkov A.V. [Frequency scanning monopulse slotted-waveguide antenna array]. *Trudy MAI* [Proc. of Moscow Aviation Institute journal], 2016, no. 86. Available at http://mai.ru//upload/iblock/0cf/suchkov_rus.pdf . (In Russian).

[8] Grinev A.Yu. *Numerical methods for solving electrodynamics applied problems.* Moscow, Radiotekhnika Publ., 2012. 336 p. (In Russian).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Исследование коаксиально-волноводного перехода 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: *Исследуется коаксиально-волноводный переход широкополосной рупорной антенны с согласующими ребрами. Выбраны размеры элементов коаксиально-волноводного перехода, при которых коэффициент стоячей волны имеет минимальное значение. Показано, что при выбранной модели коаксиально-волноводного перехода возможно расширить рабочий диапазон частот до 50 ГГц.*

Ключевые слова: рупорная антенны, коаксиально-волноводный переход, коэффициент стоячей волны, диаграмма направленности.

1. Введение

Прогресс в области СВЧ техники приводит к модернизации старых и созданию новых лабораторий и испытательных комплексов как для стандартных радиочастотных измерений и испытаний на электромагнитную совместимость, так и для решения определенных задач в областях радиолокации и связи [1]. В измерительных комплексах используется широкополосное измерительное оборудование, в том числе и широкополосные рупорные антенны. Такие антенны имеют высокий коэффициент усиления, низкий уровень боковых лепестков, простую схему возбуждения и относительно простую конструкцию [2]. Особенно актуально использование рупоров при измерении параметров антенно-фидерных систем в качестве эталонных антенн [3].

В данной работе приведены конечные характеристики антенны, полученные в ходе исследования коаксиально-волноводного перехода (КВП) широкополосной рупорной антенны с согласующими ребрами диапазона частот 0,6-30 ГГц. Исследование было выполнено со следующими целями: расширение диапазона рабочих частот до 50 ГГц, улучшение параметров антенны на высоких частотах рабочего диапазона и уменьшение количества элементов в КВП. Необходимые результаты получены путем параметрической оптимизации диаграммы направленности (ДН) и коэффициента стоячей волны (КСВ) в системе автоматизированного проектирова-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

ния. При этом, изменялись размеры КВП, размеры горизонтальных и вертикальных секций внутри него и углы их наклона.

2. Исследуемая модель и результаты

Условно модель можно разделить на несколько частей: согласующие ребра, рупорный излучатель и КВП. На рис. 1 показана модель широкополосной рупорной антенны.

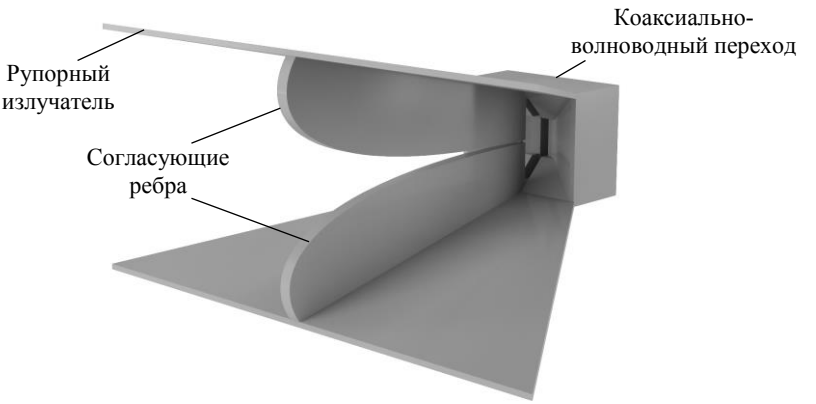


Рис. 1. Модель широкополосной рупорной антенны

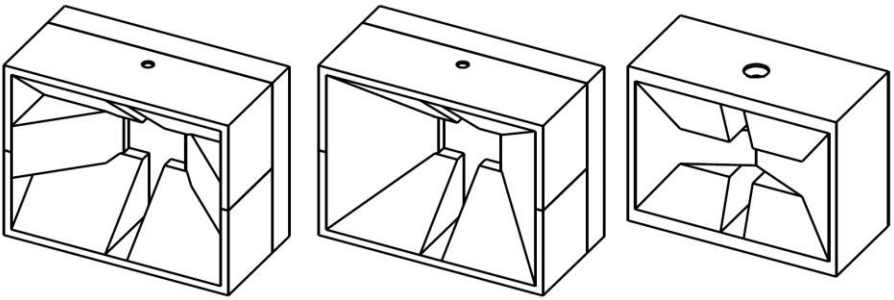
Рупорные антенны имеют ограниченную рабочую полосу частот, поэтому для ее расширения используют два согласующих ребра, которые образуются из *H*-образного волновода. Подробное исследование согласующих ребер было представлено в работе [4].

Следующая часть конструкции антенны – рупорный излучатель, который может быть описан как трансформатор импеданса. Поэтому значения ширины и высоты излучателя, ширины ребер и расстояние между ними определяют его импеданс [5]. Анализ рупорного излучателя был представлен в работе [6]. Стоит отметить, что для улучшения параметров антенны на высоких частотах диапазона и облегчения массы из конструкции были убраны боковые стенки излучателя.

Построение КВП является очень важным этапом проектирования рупорной антенны. КВП является основным источником мод, которые вызывают ухудшение параметров всей антенны. Одной из главных проблем конструирования рупорных антенн являются ухудшения характеристик при неправильной сборке и погрешности при производстве, вызванные

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

зазорами между отдельными частями. В работе [7] было показано, что зазоры порядка 0,5-0,05 мм приводят к резонансным эффектам в характеристиках коэффициента усиления и КСВ. Поэтому расчет КВП также должен решать задачу уменьшения количества составляющих в сборке, тем самым устраняя возможные источники образования зазоров. На рис. 2 показано усовершенствование КВП от широко распространенной конструкции до новой, в которой минимизировано количество элементов.



а б в

Рис. 2. Модели коаксиально-волноводных переходов (широко распространенная – а, модифицированная – б, новая – в)

На рис. 2, а приведена традиционная модель, которая используется в большинстве современных рупоров. Уменьшая количество составляющих в КВП, была получена модифицированная модель, приведенная на рис. 2, б. В ходе параметрического синтеза была получена новая модель, приведенная на рис. 2, в. Составляющие КВП представлены на рис. 3.

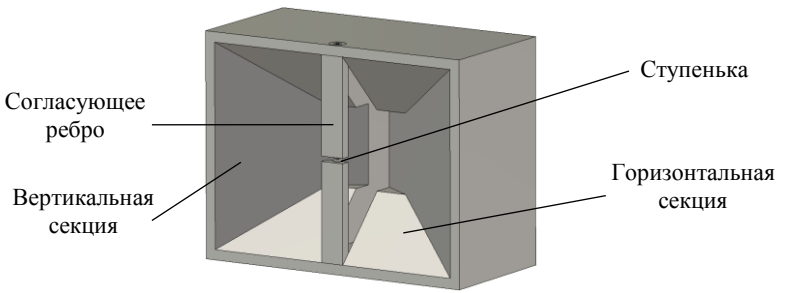


Рис. 3. Окончательная модель коаксиально-волноводного перехода

Для расширения верхней границы рабочих частот до 50 ГГц необходимо использовать соответствующий коаксиальный разъем, поэтому был выбран тип соединителя 2,4 мм. Внутренний проводник соединяется с

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

нижним ребром рупора, а для уменьшения отражении от него добавлена специальная ступенька.

В ходе исследования были определены окончательные размеры КВП и его секций, при которых получены оптимальные характеристики антенны в широком диапазоне частот. На рис. 4 и 5 приведены ДН и КСВ спроектированной модели на различных частотах соответственно.

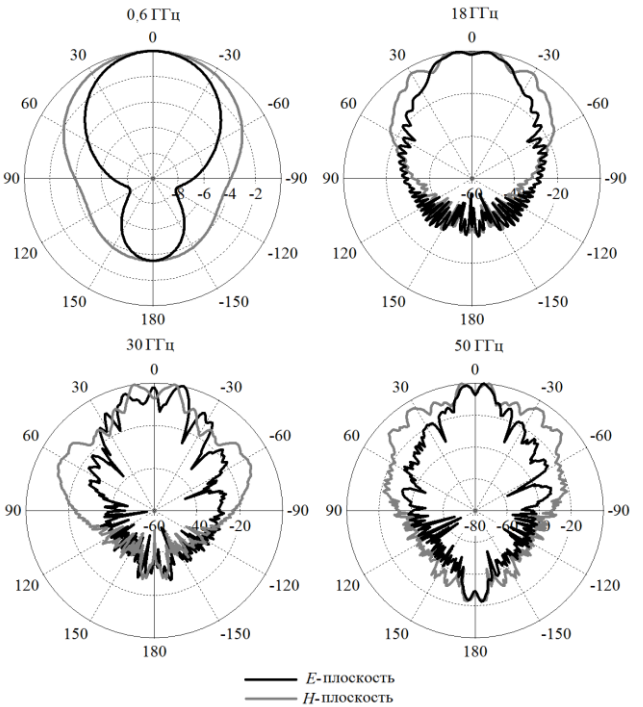


Рис. 4. ДН спроектированной модели

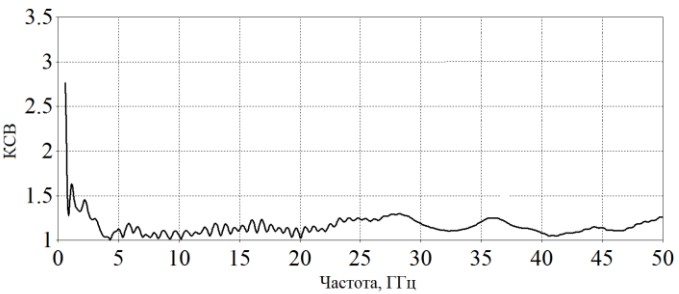


Рис. 5. КСВ спроектированной модели

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Начиная с 30 ГГц наблюдаются ухудшения ДН антенны и провал в её главном лепестке. В частотном диапазоне от 1 до 50 ГГц КСВ антенны не превышает значения 1,5, максимальное значения КСВ наблюдается на нижней рабочей частоте 0,6 ГГц – 2,75.

3. Заключение

В ходе выполнения исследования КВП широкополосной рупорной антенны было изучено влияние его внешних размеров, размеров вертикальных и горизонтальных секций внутри КВП, а также значений углов их наклона на параметры антенны, что позволило получить окончательную модель КВП. Рабочий диапазон частот расширен до 50 ГГц. Описанная модель нуждается в доработке в целях улучшения ДН на высоких частотах диапазона.

Список литературы

[1] 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.

[2] 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.

[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. Исследование профиля согласующих рёбер широкополосной рупорной антенны // 26-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо’2016): материалы конф. в 13 т. – Москва, Минск, Севастополь. – 2016. – Т. 5. – С. 1134-1140.

[5] Van der Merwe P.H. An optimized dual-polarized quad-ridged horn antenna with pyramidal sidewalls // Submitted in partial fulfilment of the requirements for the degree Master of Engineering. University of Pretoria. – 2013. – P. 103.

[6] Куроптев П.Д., Левяков В.В., Фатеев А.В. Исследование рупорной секции широкополосной рупорной антенны диапазона 0,8-50 ГГц // Электронные средства и системы управления: материалы докладов XII Междунар. научно-практической конф.: в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2016. – С. 101-104.

[7] 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.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Broadband receiving antenna for radio monitoring system

[1]Terenteva P.V.,[1]Golovkov A.A., [1]Gabdurahmanov U.A.,
[2]Stenyukov N.S.
[1]St.-Petersburg State Electrorechnical University (LETI)
St.-Petersburg, 197376, Russian Federation
teterevinsky.pol@gmail.com
[2] JSC "SRI "Vector""
St.-Petersburg,, 197342, Russian Federation
nsten@mail.ru

Abstract: *A broadband combined antenna system for radio monitoring is being investigated. The results of calculations of a small-size antenna for installation on mobile carriers are shown. The results of modeling of such a system are given taking into account the UAV wing and wind load.*

Key words: radio monitoring, radio engineering, microwave, antennas, broadband systems, planar structure, antennas of combined type.

Широкополосная приемная антенна для системы радиомониторинга

[1]Терентьева П.В.,[1]Головков А.А., [1]Габдурахманов Ю.А.,
[2]Стенюков Н.С.
[1] Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И.Ульянова (Ленина)
г. Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, д.5
teterevinsky.pol@gmail.com
[2] АО «НИИ «Вектор»
г. Санкт-Петербург, 197342, Российская Федерация
nsten@mail.ru

Аннотация: *Исследуется широкополосная комбинированная антенная система для радиомониторинга. Показаны результаты расчетов малогабаритной антенны для установки на подвижных носителях, приводятся результаты моделирования такой системы с учетом крыла БПЛА и ветровой нагрузки.*

Ключевые слова: радиомониторинг, радиотехника, СВЧ, антенны, широкополосные системы, планарная структура, антенны комбинированного типа.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

1. Введение

В настоящее время наблюдается бурное развитие систем радиомониторинга, как инструмента решения задач самых различных направлений: от контроля воздушного пространства с помощью БПЛА до проведения контртеррористических операций. Антенное оборудование играет важнейшую роль в таких системах, а одним из основных требований к нему является широкая полоса рабочих частот, ввиду того, что в этом случае нет необходимости разбиения на поддиапазоны по частоте и введения сложных диаграммообразующих схем для работы системы.

Известно большое количество антенн для радиомониторинга, структура которых основана на сложной архитектуре излучателя. Такие антенны представляют собой металлические элементы, нанесенные на диэлектрик, образующие комбинацию излучателей магнитного и электрического типов. Наиболее близкими аналогами можно назвать следующие антенны. Первая из них содержит несимметричный вибратор в виде пластины, изогнутый противовес и средство для подключения вибратора к установленному на противовесе коаксиальному разъему. Такое устройство описано в [1]. Второй вариант антенны выполнен также в микрополосковом исполнении с использованием печатного излучателя с выступом, конец которого соединен с основанием с помощью последовательно соединенных в точке линейного проводника и расположенной параллельно основанию антенны катушки индуктивности [2]. Недостатком таких устройств является невозможность обеспечить двухполяризационную работу устройств приема и передачи, а также невозможность работы в диапазоне коротких волн. Эти обстоятельства лишают их универсальности применения, в связи с чем и была поставлена задача разработки близких по конструкции антенн, обеспечивающих как прием сигналов обеих поляризаций, так и возможность работы в диапазоне частот 30-1000МГц при ограниченных габаритах и массе.

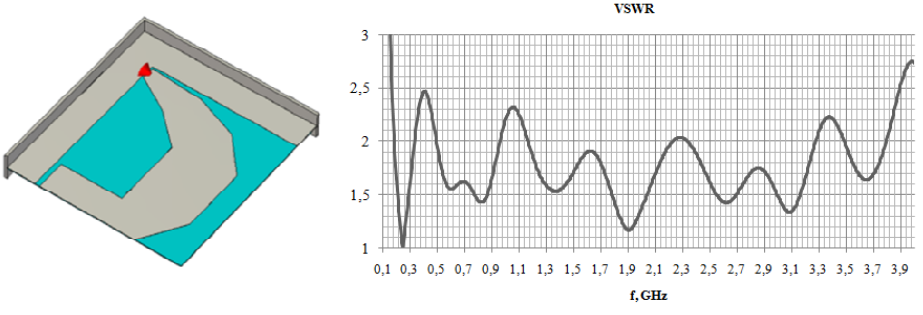
2. Антенная система для БПЛА

Антенна предназначена для работы в диапазоне 400-3000 МГц и является планарной малогабаритной структурой, излучатель которой представляет несимметричный вибратор в виде пластины, изогнутый противовес и средство для подключения вибратора к установленному на противовесе коаксиальному разъему, образующие комбинацию излучателей магнитного и электрического типов. Излучатель и противовес выполнены в виде металлических полос, нанесенных на лицевую сторону диэлектриче-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ской пластины прямоугольной формы с соотношением сторон приблизительно 2:1. Подключения вибратора к выходному коаксиальному разъему выполнено с помощью несимметричной копланарной линии.

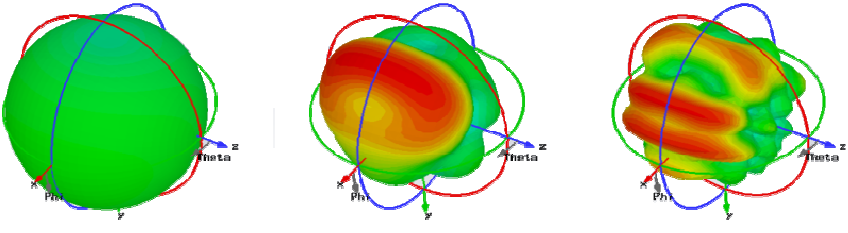
Изначально такая система проектировалась для применения на подвижном носителе для обеспечения канала связи с базовой станцией на различных частотах L и S-диапазонов при расположении ее под крыльями или фюзеляжем. Модель антенны показана на рис. 1а, ее КСВ в полосе частот на рис. 1б, а диаграммы направленности на ряде частот на рис. 2.



а) б)

Рис. 1 Модель антенной системы комбинированного типа для мобильных телекоммуникационных сетей (а); КСВ излучателя (б)

Fig. 1 Model of a combined antenna system for mobile telecommunications networks (a); SWR of the radiator (б)



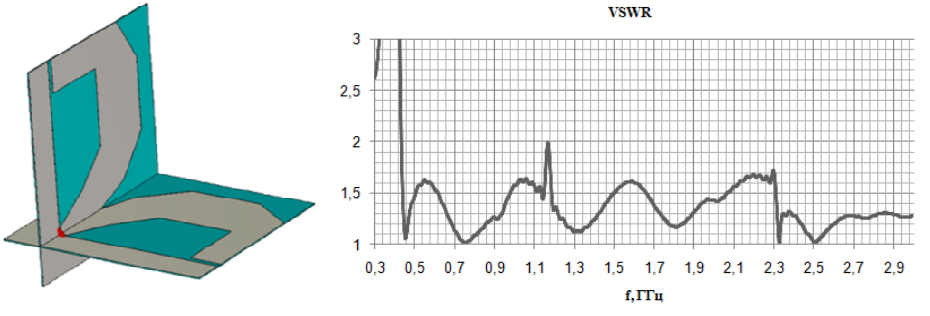
а) б) в)

Рис. 2 Диаграммы направленности антенны на частотах 0,2 ГГц (а); 1,5 ГГц (б); в) 3ГГц (в)

Fig. 2 Directivity patterns of the antenna at frequencies of 0.2 GHz (a); 1.5 GHz (б); C) 3 GHz (в)

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Модель антенной системы на базе этого излучателя с приемом сигналов двух поляризаций, представлена на рис. 3а, а ее КСВ показан на рис.3б. Использование двух поляризационной антенны позволяет обеспечить стабильность канала связи с БПЛА вне зависимости от ориентации источника на базовой станции его поляризации и маневров летательного аппарата.



а) б)

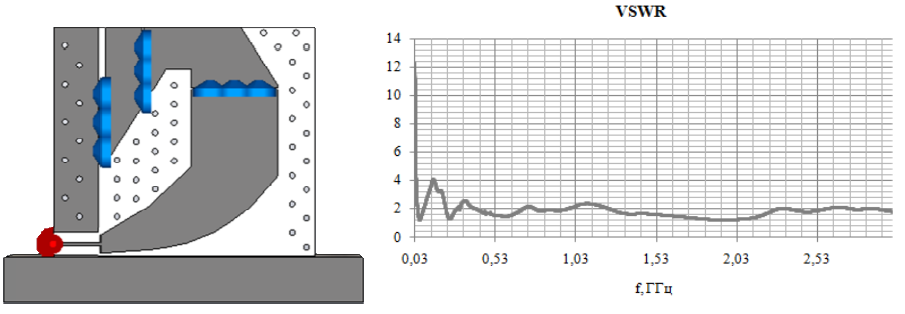
Рис. 3 Модель двухполяризационной антенной системы комбинированного типа для мобильных телекоммуникационных сетей (а); КСВ антенны (б)
Fig. 3 Model of a dual-polarized antenna system of a combined type for mobile telecommunications networks (а); SWR antenna (б)

Основными достоинствами такой антенны является ее небольшие массогабаритные размеры и малое влияние на режим работы подстилающей поверхности крыла. Приведенные в докладе результаты эксперимента подтверждают теоретические предпосылки.

3. Антенная система для радиомониторинга

Системы радиомониторинга работают на частотах 30-3000МГц. Для расширения рабочей полосы частот антенны в сторону КВ диапазона в структуре излучателя выполнены щели, в которых расположены распределенные индуктивные и резистивные элементы. Для уменьшения ветровой нагрузки, был выполнен анализ конструкции излучателя, у которого в теле диэлектрика предусмотрены отверстия. Итоговая модель излучателя и КСВ на выходном разъеме показаны на рис. 4, Диаграммы направленности излучателя на ряде рабочих частот приведены на рис. 5. Форма диаграммы направленности коэффициент усиления антенны на частотах выше 0.8ГГц остаются стабильными.

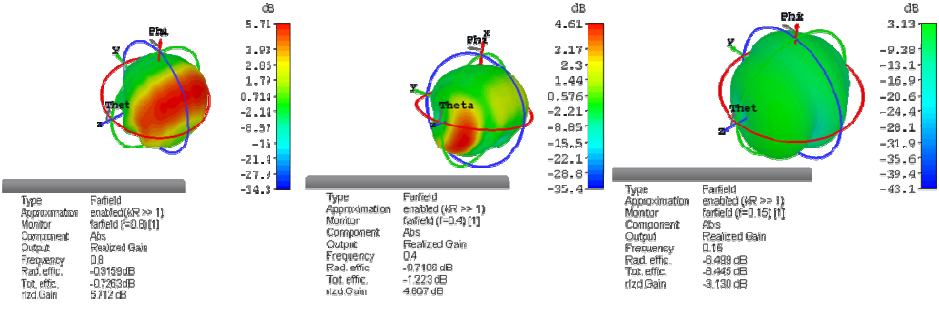
Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.



а) б)

Рис. 4 Модель антенной системы комбинированного типа для радиомониторинга (а); КСВ антенны (б)

Fig. 4 Model of a combined antenna type system for radio monitoring (а); SWR antenna (б)



а) б) в)

Рис. 5 Диаграммы направленности на частотах 0,8 ГГц(а); 0,4 ГГц (б); 0,15 ГГц (в)

Fig. 5 Directivity patterns at 0.8 GHz (а); 0.4 GHz (б); 0.15 GHz (в)

Приводимые в докладе результаты эксперимента хорошо совпадают с расчетными.

4. Заключение

Таким образом, на базе одного излучателя разработан ряд антенных систем для каналов мобильной связи и радиомониторинга с рабочим диапазоном частот 30-3000МГц, предназначенных для установки на подвижных носителях.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен в рамках государственной работы «Проведение научно-исследовательских работ» (код проекта 8.7130.2017/8.9) базовой части государственного здания Минобрнауки России.

Список литературы

1. Пат. 150632 РФ, МПК H01Q 9/00. Планарная малогабаритная антенна / Татаринова А.П., Буянов Ю.И. Опубл. 20.02.2015 - Бюл. № 5

2. Пат. 46132 РФ, МПК H01Q 1/38. Антенна / Гомзин А.В., Воробьев Н.Г., Мусин У.Х., Сергеев В.И. Опубл. 10.06.2005 - Бюл. № 16

References

1. Tatarinova A.P., Buyanov U.I. Planarnaja malogabaritnaja antenna [Planar small-sized antenna]. Patent RF, no 150632, 2015.

2. Gomzin A.V., Vorobyev N.G., Musin U.H., Sergeev V.I. Antenna. Patent RF, no 46132, 2005.

Acknowledgements

The authors would like to acknowledge the financial support of this work by the Ministry of the Education and Science of the Russian Federation (basic state assignment No. 8.7130.2017/8.9

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

X-band waveguide emitter with rotating polarization

[1]Haralgin S.V., [1]Voytovich M.I., [2]Snastin M.V., [2]Dobychina E.M.
[1]*Central Scientific Research Radiotechnical Institute name of the academician A.I. Berg*
Moscow, 107078, Russian Federation
hsvl92@mail.ru
maksimvoytovich@gmail.com
[2]*Moscow Aviation Institute (National Research University)*
Moscow, 125993, Russian Federation
mexanizmys@ya.ru
dem5577@yandex.ru

Abstract: *The paper presents the development of a waveguide emitter with rotating polarization for X-band onboard systems of various purposes. Electrodynamic modeling and experimental studies of the prototype have been performed. Various design improvements and cost reduction of waveguide emitter have been worked out.*

Keywords: *waveguide emitter, circular polarization, passive direction finding, anechoic chamber.*

Волноводный излучатель с вращающейся поляризацией X-диапазона длин волн

[1]Харалгин С.В., [1]Войтович М.И., [2]Снастин М.В., [2]Добычина Е.М.
[1]*АО "Центральный научно-исследовательский радиотехнический институт имени академика А.И Берга"*
г. Москва, 107078, Российская Федерация
hsvl92@mail.ru
maksimvoytovich@gmail.com
[2]*ФГБОУ ВО «Московский Авиационный Институт (национальный исследовательский университет)»*
г. Москва, 125993, Российская Федерация
mexanizmys@ya.ru
dem5577@yandex.ru

Аннотация: *В работе представлена разработка волноводного излучателя с вращающейся поляризацией для бортовых систем различного назначения, работающих в X-диапазоне длин волн. Проведено электродинамическое моделирова-*

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

ние и экспериментальные исследования опытного образца. Проработаны варианты для модернизации и удешевления конструкции волноводного излучателя.

Ключевые слова: Волноводный излучатель, круговая поляризация, пассивная радиопеленгация, безэховая камера.

1. Введение

В последние годы активно разрабатываются и совершенствуются бортовые системы различного назначения. При пассивной радиопеленгации зачастую требуется осуществить приём сигнала от цели с неизвестными характеристиками. Для решения этой задачи служит приёмная часть, которая может в себя включать, например, излучатели с двумя линейными ортогональными поляризациями, либо излучатели с вращающейся поляризацией.

В настоящей работе рассматривается разработка волноводного излучателя с целью замены элемента антенной решётки бортовых систем различного назначения с вращающейся поляризацией.

2. Исследуемая модель

Была поставлена задача смоделировать и изготовить излучатель с круговой поляризацией в X диапазоне длин волн с целью повышения энергетического потенциала радиолинии летательный аппарат-земля.

В работе рассматривается антенна, основанная на круглом волноводе со встроенной фторопластовой вставкой-поляризатором. Принцип работы антенны построен на диэлектрической вставке, располагающейся под углом 45° к плоскости поляризации основной волны круглого волновода H_{11}.

При наличии неоднородностей в волноводе возникает разность амплитуд и фазовых скоростей ортогональных составляющих поля. Таким образом, подобрав соответствующую длину пластины и её диэлектрическую проницаемость, можно получить фазовый сдвиг в 90° между взаимно ортогональными линейно поляризованными составляющими. Такой поляризатор позволяет преобразовать волну с линейной поляризацией на входе в волну с круговой поляризацией на выходе.

Возбуждение волны H_{11} в круглом волноводе возможно различными способами, в данном случае для построения модели и макета был выбран плавный переход от круглого сечения к прямоугольному. На рис. 1 представлен внешний вид такого перехода.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

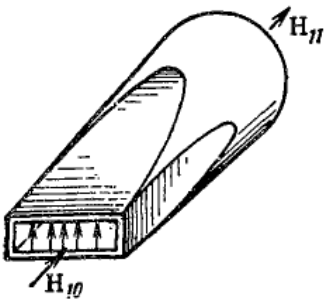


Рис. 1. Плавный переход от волновода с прямоугольным сечением к круглому

Fig. 1. Tapered transition from rectangular to circular waveguide

Для реализации модели и макета выбраны стандартные волноводы исходя из интересующего частотного диапазона. Возбуждение волны в прямоугольном волноводе осуществляется от стандартного коаксиально-волноводного перехода (КВП).

Задачи, решаемые в процессе электродинамического моделирования: минимизация коэффициента эллиптичности в рабочем диапазоне частот, оптимизация входного коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВн), минимизация длины конструкции. Минимальная длина плавного перехода ограничена входным коэффициентом стоячей волны и должна быть больше длины волны в волноводе на центральной частоте. Результирующий КСВн антенны представлен на рис. 2.

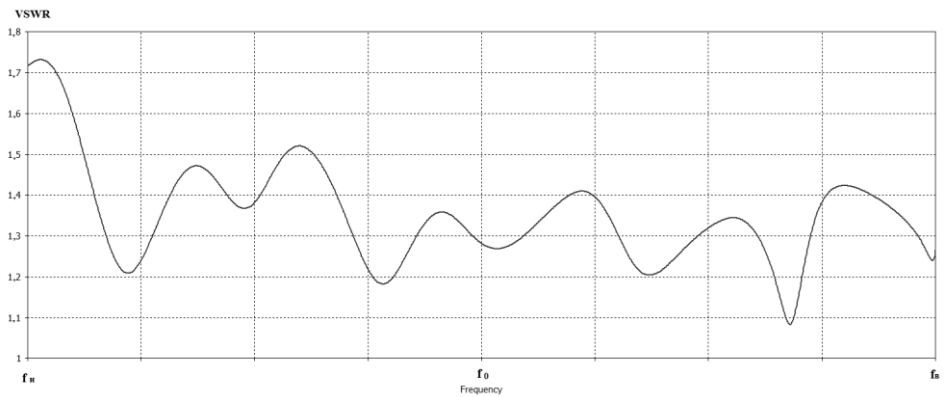


Рис. 2. КСВн оптимизированной модели антенны

Fig. 2. VSWR of antenna model after optimization

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

3. Экспериментальные исследования

Измерение характеристик направленности разработанного излучателя в антенном измерительно-вычислительном комплексе на базе безэховой камеры (БЭК) МАИ, а также в ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга. Проводилось сравнение с одиночным спиральным излучателем в составе антенной решётки. Результатами измерений являются главные сечения амплитудной диаграммы направленности (АДН), а также коэффициент усиления антенны на интересующих частотах в рабочем диапазоне длин волн. Типовой стенд для измерений в дальней зоне представлен на рисунке 3.

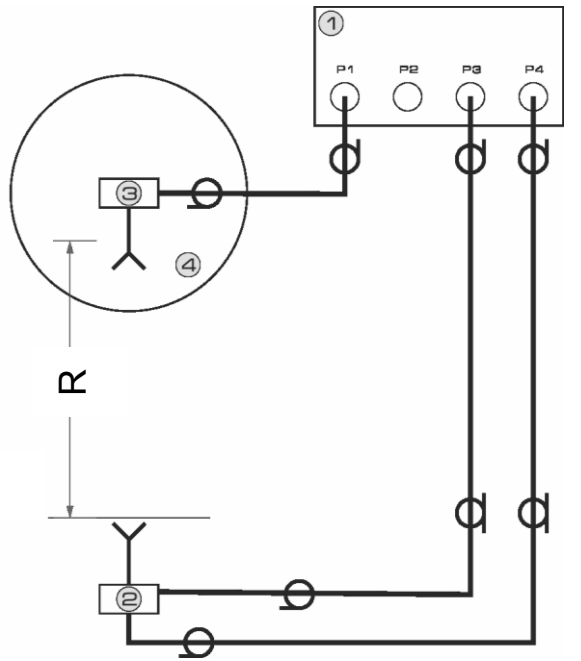


Рис. 3. Типовой стенд измерения характеристик в дальней зоне
1 – ВАЦ; 2 – измерительный зонд; 3 – исследуемая антенна; 4 – ОПУ

Fig. 3. Regular far field measurement setup
1 – VNA; 2 – measurement probe; 3 – AUT; 4 – antenna positioner

При измерении АДН антенны, исследуемая антенна располагалась на опорно-поворотном устройстве (ОПУ), а измерительный зонд располагался в дальней зоне на расстоянии порядка 6 метров. При вращении измеряемой антенны на ОПУ по азимуту регистрировался коэффициент пе-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

редачи. Коэффициент усиления (КУ) определялся методом замещения, при котором проводится сравнение с характеристиками эталонной антенны. Измерительный зонд представляет собой волноводный излучатель с двойной линейной поляризацией, что позволяет измерять АДН по основной и кросс-поляризации за один проход.

Зависимость КУ от частоты для исследуемых излучателей приведена в таблице 1.

Табл. 1. Коэффициент усиления исследуемых антенн.

Table 1. AUT gain.

G, дБи	f_H	f_0	f_B
Волноводный излучатель	7.8	8.4	10.4
Спиральный излучатель	4.5	5.8	3.4

Также проведено сравнение коэффициента эллиптичности в направлении максимума диаграммы направленности с излучателем в виде спиральной антенны. Результаты измерения сведены в таблицу 2.

Табл. 2. Коэффициент эллиптичности исследуемых антенн.

Table 2. AUT axial ratio.

AR, дБ	f_H	f_0	f_B
Волноводный излучатель	2.9	5.7	8.4
Спиральный излучатель	2.1	3.3	3.4

4. Сравнение с результатами моделирования

Сечения диаграммы направленности в двух плоскостях: VCut – сечение диаграммы направленности, проходящее через центральную жилу КВП; HCut – сечение диаграммы направленности, ортогональное к центральной жиле КВП представлены на рисунках 4-6.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

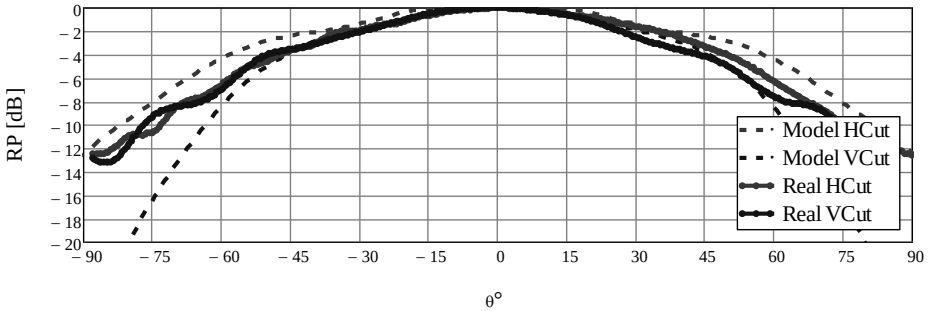


Рис. 4. Сравнение главных сечений диаграммы направленности с моделью на нижней частоте.

Fig. 4. Principal plane cuts comparison with model at bottom frequency.

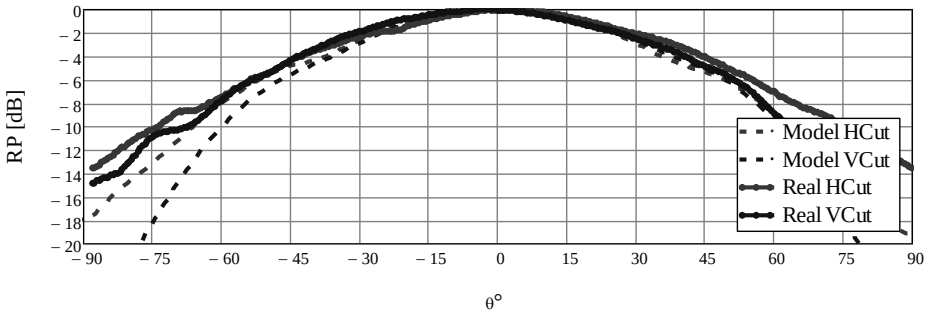


Рис. 5. Сравнение главных сечений диаграммы направленности с моделью на центральной частоте.

Fig. 5. Principal plane cuts comparison with model at central frequency.

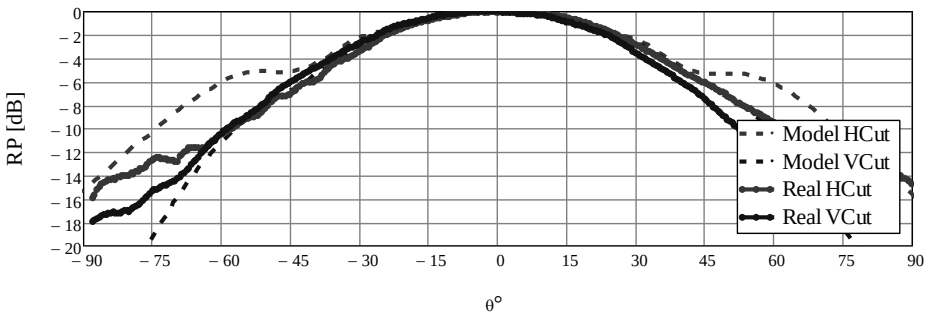


Рис. 6. Сравнение главных сечений диаграммы направленности с моделью на верхней частоте.

Fig. 6. Principal plane cuts comparison with model at upper frequency.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Зависимость КУ от частоты для исследуемых излучателей сведена в таблицу 3.

Табл. 3. Коэффициент усиления исследуемого излучателя.

Table 3. AUT gain.

G, дБи	f_H	f_0	f_B
Волноводный излучатель	7.8	8.4	10.4
Модель	7.3	8.7	9.9

В настоящий момент ведутся работы по упрощению структуры излучателя и улучшения характеристик в части коэффициента эллиптичности составлена электродинамическая модель.

6. Заключение

В результате исследований проведено сравнение изготовленного образца с результатами электродинамического моделирования и спиральным излучателем существующей бортовой системы. В результате получен прирост коэффициента усиления от 3 до 6 дБ во всей полосе по сравнению с применяемым спиральным излучателем. Проведена настройка антенны по входному коэффициенту стоячей волны по напряжению при помощи емкостных настроечных винтов. Проработаны варианты для модернизации и удешевления конструкции волноводного излучателя. Оптимизированы размеры поляризатора и волновода для улучшения коэффициента эллиптичности антенны.

Источники финансирования и выражение признательности

Исследования проведены и доклад подготовлен в рамках выполнения в научно-производственном центре радиоинформационной метрологии (НПЦ РИМ) МАИ государственного заказа «Обеспечение проведения научных исследований» по теме № П7340-04000.

Список литературы

[1] Устройства СВЧ: Учеб. Пособие / Под ред. Д. М. Сазонова. – М.: Высш. Школа, 1981.-295с., ил.

[2] Устройства СВЧ и антенны / Под ред. Д. И. Воскресенского. Изд. 2-е, доп. И перераб. – М.: Радиотехника, 2006.-376 с.: ил.

[3] S.F. Gregson, J. McCormick, and C.G. Parini, Principles of Planar Near-Field Antenna Measurements, The Institution of Engineering and Technology, IET Electromagnetic Waves series 53, 2007

[4] Constantine A. Balanis, Antenna theory: Analysis and Design. 3rd Ed. John Wiley & Sons, Inc., 2005.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

References

[1] Sazonov D.M. *Ustrojstva SVCh: Ucheb. Posobie* Moscow, OJSC "Vysshaya Shkola Publishers", 1981. 295p.

[2] Voskresenskij D.I. *Ustrojstva SVCh i antenny* Moscow, Radiotekhnika Publ., 2006. 376p.

[3] S.F. Gregson, J. McCormick, and C.G. Parini, Principles of Planar Near-Field Antenna Measurements, The Institution of Engineering and Technology, IET Electromagnetic Waves series 53, 2007.

[4] Constantine A. Balanis, Antenna theory: Analysis and Design. 3rd Ed. John Wiley & Sons, Inc., 2005.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of projects of the government contact «Scientific research providing» No. П7340-04000.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Features of the application of phased antenna arrays for the formation of a field in the near zone

Savochkin A.A.
Sevastopol State University
Sevastopol, 299053, Russian Federation
savochkin_mail@mail.ru

Abstract: *The report presents the results of an analytical solution of the problem in the formation of the maximum phased array antenna (PAA) at an arbitrary distance, and the subsequent simulation with the determination of the field intensity distribution in two-dimensional space. The derivation of the relations allowing to realize the formation of the maximum of the field for a given two-dimensional space is performed. The solution of the problem is carried out taking into account the peculiarities of the field formation by the PAA radiator in the near zone.*

Keywords: *phased array antennas, radio frequency identification, RFID, passive tags, electromagnetic field.*

Особенности применения фазированных антенных решеток для формирования поля в ближней зоне

Савочкин А.А.
Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
savochkin_mail@mail.ru

Аннотация: *В докладе приводятся результаты аналитического решения задачи при формировании максимума поля фазированной антенной решетки (ФАР) на произвольном расстоянии, и последующего моделирования с определением распределения интенсивности поля в двумерном пространстве. Выполнен вывод соотношений позволяющих реализовать формирование максимума поля для заданного двумерного пространства. Решение задачи выполнено с учетом особенностей формирования поля излучателем ФАР в ближней зоне.*

Ключевые слова: фазированные антенные решетки, радиочастотная идентификация, RFID, пассивные метки, электромагнитное поле.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

1. Введение

В случае использования фазированных антенных решеток в составе систем определения местоположения объектов с использованием технологии радиочастотной идентификации с пассивными метками возникает необходимость формирования максимума излучения в ближней зоне ФАР, что в свою очередь требует формирования определенных фазовых сдвигов в системе питания решетки.

Для решения поставленной задачи, практически интересен случай использования систем в диапазоне частот UHF. В основном это могут быть — системы с размещением индивидуальных антенн в области отдельных зон обзора, системы с использование многих антенн для охвата многих зон обзора с последующей обработкой, системы с использованием многих антенн для возбуждения отдельных зон обзора в последовательном режиме [1, 2]. В данной работе рассматривается вариант применения многих антенн для возбуждения отдельных зон обзора в последовательном режиме. Очевидно, что этот случай представляет собой вариант применения фазированной антенной решетки для формирования максимума поля в требуемых областях пространства.

В качестве элементов антенного устройства (фазированной антенной решетки) могут быть использованы антенны любого типа. Но в последние годы часто для радиотехнических приложений используют антенны печатного типа, например, круговой поляризации [3, 4], и антенн выполненных на основе фрактальных представлений [5].

Сложность рассматриваемой задачи заключается в необходимости последовательного охвата (сканирования) участков пространства, которые в общем случае размещены на различном удалении от антенного устройства. Очевидно, что в общем случае условие размещения области сканирования в дальней зоне антенного устройства не соблюдается, что и требует определения особенностей расчета поля излучения антенной системы.

2. Оценка напряженности поля на произвольном расстоянии от антенной системы

В случае определения поля излучения антенной системы без ограничения диапазона изменения дальности следует учесть, что удельный вес отдельных составляющих электромагнитного поля при рабочей длине волны λ зависит от величины (kr), где $k = 2\pi/\lambda$ — волновое число, r — расстояние от рассматриваемого элемента антенной системы до точки на-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

блюдения M. В общем случае антенная система может состоять из произвольного количества элементов размещенных произвольно, но практически наиболее вероятен вариант размещения элементов антенны в виде линейной структуры.

Пример размещения подобной ФАР относительно используемой системы координат показан на рис. 1.

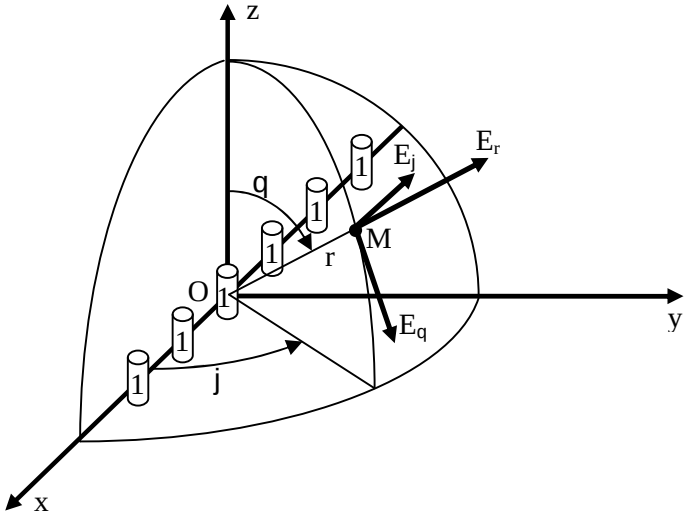


Рис. 1. Схема системы координат
(1 — элемент антенной системы, M — точка наблюдения)

Fig. 1. Coordinate system map
(1 — antenna system element, M — observation point)

Напряженность электрического поля создаваемого элементом антенной системы в предположении отсутствия потерь в окружающей среде и представления элементов антенной системы в виде элементарных электрических излучателей, и с учетом [6] определяется выражением

$$E(r,\theta) = \frac{k^2 Z_B I_{CT} l}{4\pi}\left\{2\left[\frac{1}{(jkr)^2}+\frac{1}{(jkr)^3}\right]\cos\theta\, E_r + \right.$$
$$\left. + \left[\frac{1}{jkr}+\frac{1}{(jkr)^2}+\frac{1}{(jkr)^3}\right]\sin\theta\, E_\theta\right\} e^{-jkr} ,$$

где Z_B = 120p Ом — волновое сопротивление свободного пространства; I_{CT} — ток на поверхности антенного элемента; l — эквивалентная длина антенного элемента; E_r и E_θ — орты векторов в используемой системе координат; q — угловая координата точки наблюдения.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Относительный вес отдельных слагаемых $E(r, \theta)$ меняется в зависимости от расстояния r, что и приводит к качественному различию поля на различных расстояниях.

Для обеспечения синфазности полей от антенных элементов в точке наблюдения М необходимо установить фазы токов питания антенных элементов в соответствии с формулой

$$\mathrm{Y}_{\mathrm{i}} = kr_i ,$$

где r_i — расстояние от i-го элемента до точки наблюдения.

В общем случае расстояние от антенного элемента с номером i до точки наблюдения М определяется геометрией зоны и текущими координатами заданной для исследования точки.

3. Результаты моделирования

Вариант исследования по разработанной методике выполнен для рабочей частоты 2,4 ГГц для различных размеров области обзора и различном количестве элементов антенной системы.

Так на рис. 2 в качестве примера показаны результаты для случая зоны наблюдения размерами (4 × 4) м при размещении точки наблюдения в центре зоны с координатами (2; 2) м. На рис. 2, а) приведен результат для 16-ти элементной фазированной антенной системы, на рис. 2, б) — для 32-х элементной ФАР, на рис. 2, в) для 64-х элементной ФАР. Во всех случаях расстояние между элементами ФАР составило 0,12 м. Результаты показывают, что минимальное количество элементов для зоны (4 × 4) м не должно быть менее 64. Рассмотрим более подробно этот вариант реализации системы.

На рис. 3 приведены результаты моделирования для различных положений точки наблюдения с координатами (0,5; 0,5) м — на рис. 3, (а) , (0,5; 2) м — на рис. 3, (б), (0,5; 3,5) м — на рис. 3, (в). На рис. 3 рассмотрены характерные точки размещения точки наблюдения. Результаты показывают, что формируемый максимум сопровождается умеренно выраженным боковым излучением.

4. Заключение

Таким образом, в результате выполнения работы получены результаты модельных расчетов для фиксированной рабочей частоты 2,4 ГГц. В докладе приводятся результаты моделирования для нескольких вариантов размеров зон от (4 × 4) м до (10 × 10) м.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

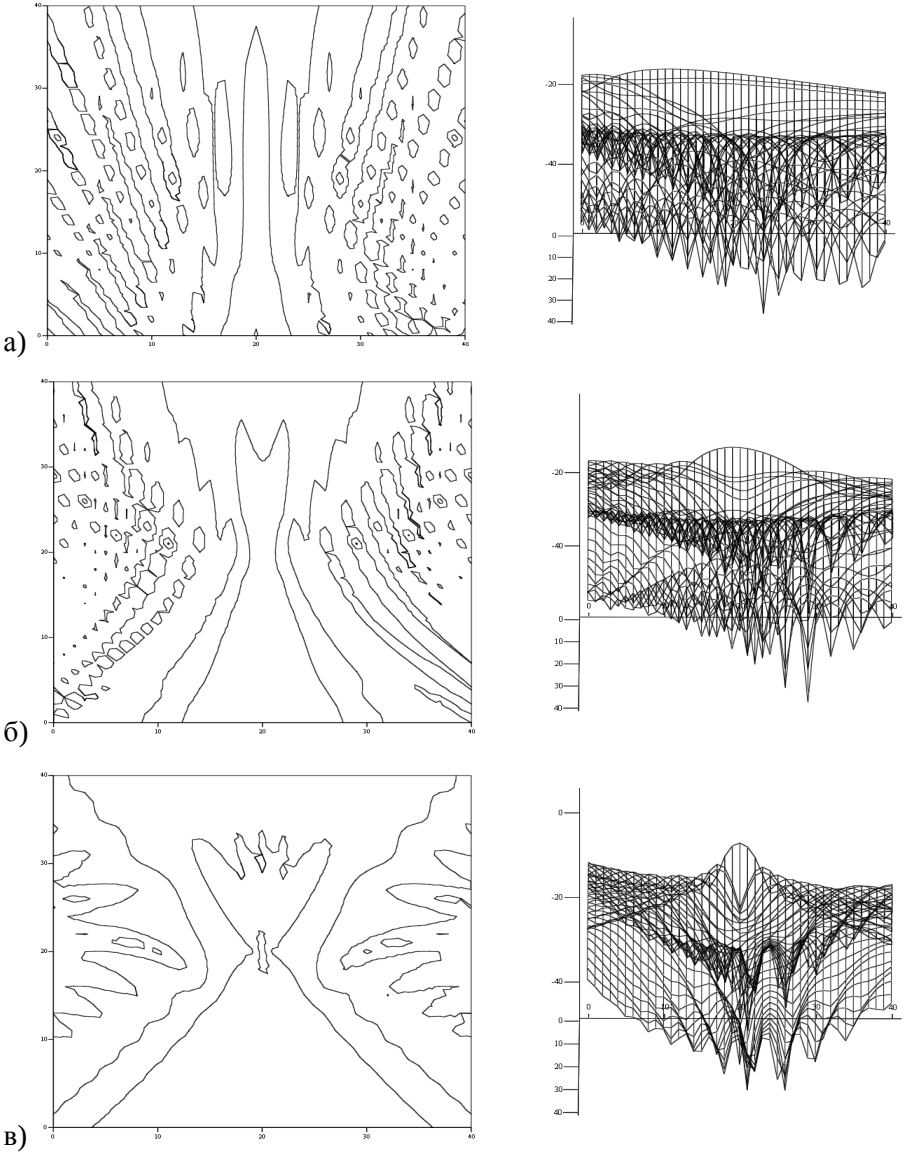


Рис. 2. Результаты моделирования для зоны (4 × 4) м,
при числе элементов антенны (а) 16, (б) 32, (в) 64
Fig. 2. Simulation results for the zone (4 × 4) m,
when the number of antenna elements (а) 16, (б) 32, (в) 64

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

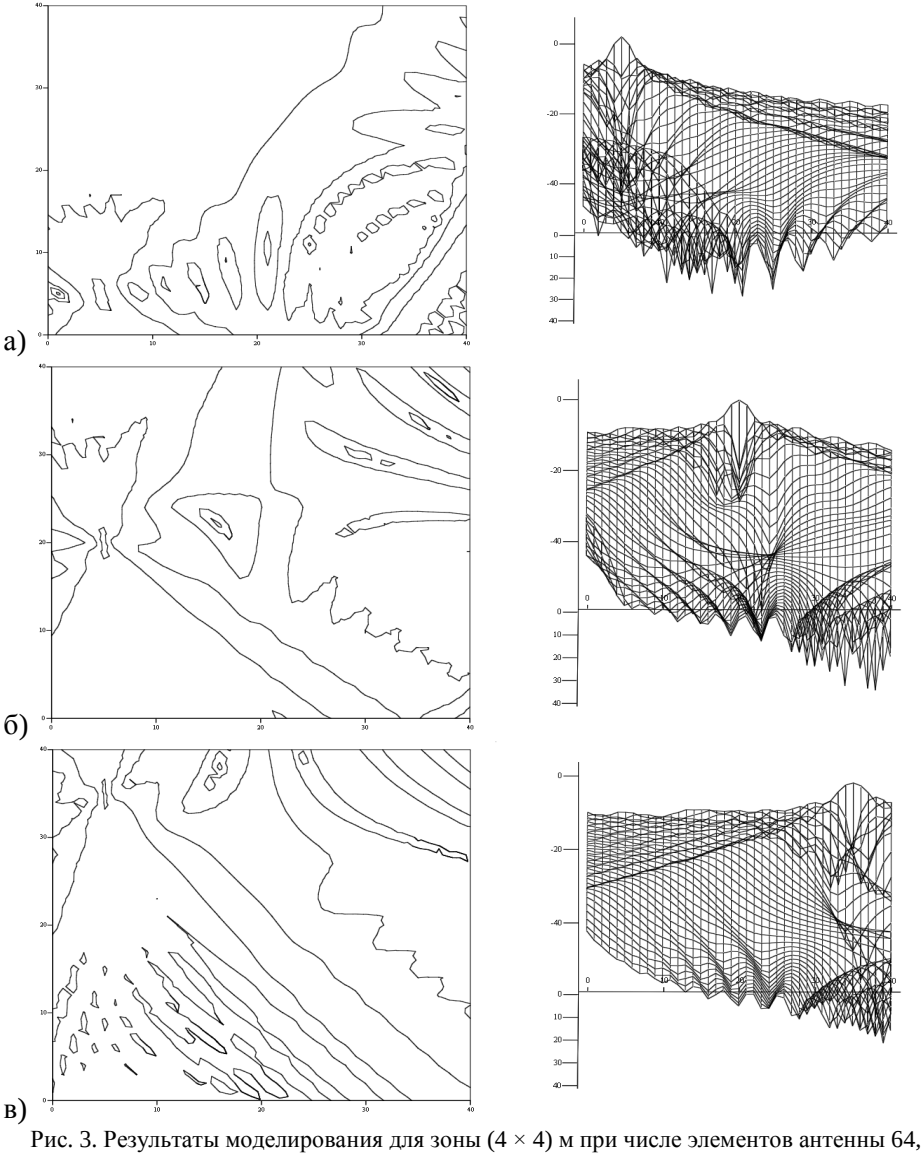


Рис. 3. Результаты моделирования для зоны (4 × 4) м при числе элементов антенны 64, и координатах точки наблюдения: (а) — (0,5; 0,5) м, (б) — (0,5; 2) м, (в) — (0,5; 3,5) м

Fig. 3. The simulation results for the zone (4 × 4) m with the number of antenna elements 64, and the coordinates of the observation point: (а) — (0,5; 0,5) m, (б) — (0,5; 2) m, (в) — (0,5; 3,5) m

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Результаты моделирования для всех характерных вариантов размещения точки максимума в пределах зоны сканирования показывают, что минимальное количество элементов для зоны с размерами (4 × 4) м должно быть не менее 64, поскольку при этом формируемый максимум интенсивности поля сопровождается умеренно выраженным боковым излучением. Определено, что для зоны с габаритами (10 × 10) м требуется увеличение числа элементов решетки.

Список литературы

[1] Савочкин А.А., Копцев П.А., Абдулгазиев О.Р. Обоснование методики определение местоположения объектов с использованием технологии радиочастотной идентификации // Материалы XI международной научно-практической конференции «21 век: фундаментальная наука и технологии». 2017. С. 140-142.

[2] Абдулгазиев О.Р., Копцев П.А., Савочкин А.А. Локализация объектов с помощью RFID технологии // Матер. 12-й Межд. молод. конф. «Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций, РТ-2016». 2016. С. 111.

[3] Безгин А.А., Савочкин А.А. Многослойная двухдиапазонная антенна круговой поляризации // Инновационные, информационные и коммуникационные технологии. — М.: Изд-во: «Ассоциация выпускников и сотрудников ВВИА имени профессора Н.Е. Жуковского содействия сохранению исторического и научного наследия ВВИА имени профессора Н.Е. Жуковского». 2016. №1. С. 564-567.

[4] Безгин А.А., Савочкин А.А. Двухдиапазонная антенна круговой поляризации / 26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо’2016). Севастополь, 4-10 сентября 2016 года. С. 1002-1008.

[5] Савочкин А.А., Нудьга А.А. Многодиапазонные антенны на основе фрактальных структур. — М.: Вузовский учебник: ИНФРА-М, 2016. 125 с.

[6] Семенов Н.А. Техническая электродинамика. — М.: Связь. 1973. 480 с.

References

[1] Savockin A.A., Kopcev P.A., Abulgaziev O.R. [Justification of methods locating objects using radio frequency identification technology] // *Proceedings of Conference «21 century: fundamental science and technology»*, 2017, pp. 140 - 142. (In Russian)

[2] Abulgaziev O.R., Kopcev P.A., Savockin A.A. [Localization of objects with RFID technology] // *Proceedings of the 12th International Youth Conference "Modern problems of electronics and telecommunications, RT-2016*", 2016, pp. 111. (In Russian)

[3] Bezgin A.A., Savochkin A.A. [Multilayer dual-band circular polarization antenna] // *Innovative, information and communication technologies*, 2016, no. 1, pp. 564-267. (In Russian)

[4] Bezgin A.A., Savochkin A.A. [The two-band circular polarization antenna] // Proceedings of the 26th International Conference “Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCO’2016). Sevastopol, September 4 - 10, 2016. pp. 1002-1008. (In Russian)

[5] Savockin A.A., Nudga A.A. [Mnogodiapazonnye antenny na osnove fraktal'nykh struktur]. Moscow: Vuzovskii uchebnik: INFRA-M, 2016. 125 p. (In Russian)

[6] Semenov N.A. Tekhnicheskaya elektrodinamika. Moscow: Svyaz', 1973. 480 p. (In Russian)

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The direction-finding antennas for aerial search of humans by detecting a mobile phone radiation

[1]Mishoostin B.A., [2]Slyozkin V.G.
[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 investigated several variants of an antenna which provides finding of the direction to a radio radiation source such as a mobile phone for standards GSM-900 and GSM-1800 using «minimum» method from an airborne vehicle board. These variants are: single band antenna having antiphase excitation of a pair of loop oscillators; single band antenna having cophasal excitation of two pairs of antiphase excited loop oscillators; two-band antenna having antiphase excitation of two pairs of cophasal excited loop oscillators; wide-band disk-and-cone type antenna. For modeling we have used the CST Microwave Studio programming media. The model of the two-oscillator antenna was investigated experimentally.*

Keywords: *direction finding, the method of signal minimum, a mobile phone radiation, direction-finding antennas, loop oscillator, disk-and-cone antenna.*

Пеленгаторные антенны для авиационного поиска людей по излучению мобильного телефона

[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: *В докладе рассмотрены различные варианты реализации антенны, обеспечивающей пеленгование направления на источник радиоизлучения в виде мобильного телефона стандартов GSM-900 и GSM-1800 методом «минимума» с борта летательного аппарата: однополосная антенна с противофазным возбуждением двух петлевых вибраторов; однополосная антенна с синфазным воз-*

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

буждением двух пар противофазно возбуждённых петлевых вибраторов; двухполосная антенна с противофазным возбуждением двух пар синфазно возбуждённых петлевых вибраторов; диапазонная антенна диск-конусного типа. Моделирование проводилось в среде CST Microwave Studio. Макет двухвибраторной антенны был исследован экспериментально.

Ключевые слова: пеленгование, метод минимума сигнала, излучение мобильного телефона, пеленгационные антенны, петлевой вибратор, диск-конусная антенна.

1. Введение

При поиске людей или мест чрезвычайных ситуаций в труднопроходимой местности могут оказаться эффективными радиотехнические методы, в частности, пеленгование излучения мобильного телефона с борта летательного аппарата, так как насыщенность населения этими аппаратами уже сегодня считается высокой. Антенны для пеленгационных радиокомплексов должны удовлетворять ряду специфических требований, как по электрическим характеристикам, так и конструктивному оформлению.

В данной работе проводится анализ этих требований и описывается ряд вариантов реализации пеленгаторной антенны, обоснованных результатами численного и физического моделирования.

2. Требования к пеленгаторной антенне

Диапазон рабочих частот антенны определяется действующими стандартами мобильной связи и параметрами пеленгационного комплекса. Наиболее широкое распространение в России получили стандарты *GSM*-900 и *GSM*-1800, сигналы которых относительно центральных частот 925 МГц и 1795 МГц, соответственно, занимают полосу не более 9,5 % [1]. Очевидно, что если в конкретной местности действует только один стандарт мобильной связи, то в состав бортового комплекса может входить соответствующая однополосная антенна. Согласно общепринятой классификации [2] антенны с относительной полосой рабочих частот до 10 % относятся к пограничному классу между узкополосными и широкополосными.

Известно, что существуют пеленгационные комплексы, охватывающие по частоте оба рассмотренных диапазона [3], к тому же в одном и том же районе могут применяться оба стандарта связи. Следовательно, практический интерес может представлять и диапазонная антенна, охватывающая все упомянутые рабочие частоты с относительным перекрытием примерно 2 : 1.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Требования к диаграмме направленности (ДН) пеленгаторной антенны противоречивы: с одной стороны, должна быть обеспечена приемлемая ширина зоны поиска, а с другой — высокая точность определения направления на источник радиоизлучения (ИРИ). При пеленгации по методу «максимума» сигнала требуется иметь одновременно или попеременно, с малым временным разнесением, узкую ДН (чтобы обеспечить точность пеленгации) и широкую ДН (для достижения приемлемой ширина зоны обзора). Для этого нужно применять либо две антенны с разными ДН либо антенную систему с переключаемыми ДН. Такие решения для использования на летательных аппаратах (ЛА) нежелательны из-за очевидных массогабаритных ограничений.

Широкие возможности для создания пеленгаторной антенны открывает метод «минимума» сигнала: в целом широкая ДН антенны должна иметь глубокий «провал» малой ширины. При попадании ИРИ в ДН антенны на выходе приёмника появляется сигнал, что вызывает переход пеленгационного комплекса в режим слежения, затем уровень сигнала растёт, резко спадает и вновь нарастает, постепенно спадая после прохождения второго максимума ДН. Если на ЛА антенна установлена неподвижно, направление «провала» её ДН перпендикулярно линии курса и ведётся непрерывная фиксация местоположения ЛА, то комплекс обеспечивает определение пеленга на ИРИ от известной точки. Для определения местоположения ИРИ достаточно эту операцию повторить на другом галсе полёта ЛА, непараллельном первому.

Итак, в данном случае ДН антенны должна иметь два лепестка, разделённых главным нулём (рис. 1).

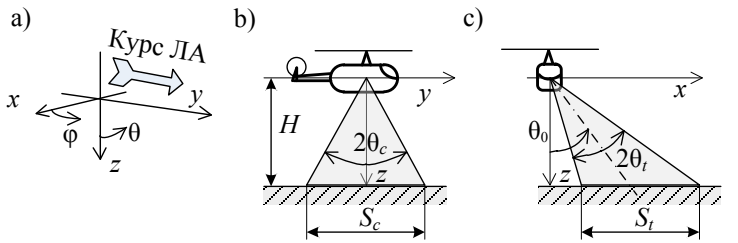


Рис. 1. Оси координат (a), сечения ДН в плоскости курса $y0z$ (b) и в плоскости траверза $x0z$ (c).

Fig. 1. Co-ordinate axes (a), pattern cross-sections in the course plane $y0z$ (b) and in the beam plane $x0z$ (c)

ДН антенны в плоскости $z0y$ характеризуется только суммарной шириной двух лепестков $2\theta_c$ (см. рис. 1. b), а в плоскости $z0x$ — направлени-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ем максимумов лепестков θ_0 и шириной каждого лепестка $2\theta_t$ (см. рис. 1. с). Величина θ_0 выбирается с учётом условий визуального наблюдения через боковые иллюминаторы, сопровождающего радиотехнический поиск. Ширина зоны обзора в направлении курса ЛА S_c и ширина зоны обзора в направлении «траверз» S_t связаны с параметрами ДН и высотой полёта H очевидными геометрическими соотношениями. Величина S_c определяет время реагирования комплекса на обнаруженный сигнал при заданной скорости полёта, а ширина S_t используется при выборе плана полёта ЛА. С учётом регламентированных условий авиационного поиска [4] параметры $2\theta_c$ и $2\theta_t$ можно оценить в несколько десятков градусов.

Излучение мобильного телефона имеет неопределённую поляризацию, поэтому будем полагать, что пеленгаторная антенна может иметь линейную поляризацию любой ориентации.

3. Подходы к реализации пеленгаторной антенны

Для получения нуля ДН в главном направлении можно использовать результат противофазного сложения полей от двух и более излучателей либо свойство вибраторных антенн не излучать в направлении торца каждого плеча [2].

Первый принцип удобен для реализации однополосных антенн. Относительную полосу рабочих частот около 10 % может обеспечить известный полуволновый петлевой вибратор (ПВ) при резонансном входном сопротивлении около 300 Ом [2]. Если для достижения однонаправленного излучения пару противофазно возбуждённых ПВ разместить горизонтально над плоским экраном, то за счёт параллельно включённых сопротивлений, вносимых эквивалентными «зеркальными» изображениями реальных ПВ, входные сопротивления ПВ можно получить равными 150 Ом или 100 Ом. Выбрав для питающих двухпроводных фидеров соответствующие волновые сопротивления, получим в точке возбуждения фидеров 75-омным или 50-омным коаксиальным кабелем хорошее согласование (рис. 2).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

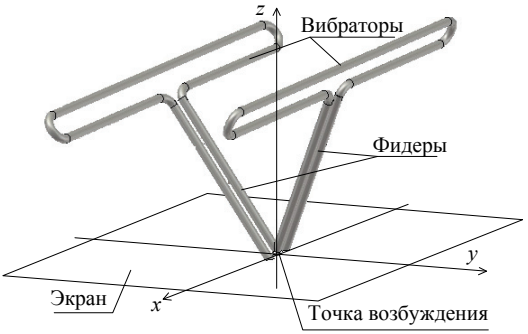


Рис. 2. Схема однополосной двухвибраторной антенны.

Fig. 2. The schematic diagram of the single band two-oscillator antenna.

Моделирование предложенной антенны проводилось в среде *CST Microwave Studio*. Было установлено, что согласование по уровню КСВ не более 2,0 обеспечивается в относительной полосе частот около 10 %, ширина «провала» в ДН по уровню –15 дБ не превышает 5°, величина $2\theta_c$ по уровню –3 дБ составляет около 140°, а параметр $2\theta_t$ — около 80°.

Для диапазона 1800 МГц был изготовлен и экспериментально исследован макет антенны, в котором ПВ и двухпроводные фидеры были выполнены как единое целое из медной проволоки. Экспериментальные результаты несущественно расходились с расчётными, поэтому работоспособность антенны можно считать доказанной.

Если требуется уменьшить ширину зоны обзора, то может быть применена антенна из двух пар ПВ, разнесённых в направлении торцов примерно на длину волны. В результате моделирования было установлено, что для такого варианта ширина «провала» составляет 4°, а величина $2\theta_c$ уменьшается примерно до 60°.

Нами был предложен двухдиапазонный вариант антенны на основе двухвибраторной антенны для диапазона 900 МГц (см. рис. 2), в котором фидеры на половинном расстоянии от точки питания образуют ещё одну пару ПВ в два раза меньшей длины. Благодаря наклонному расположению фидеров для этой пары ПВ условия образования ДН на частоте 1800 МГц изменятся только из-за наличия продолжений фидеров и более длинных ПВ. С согласованием на двух частотах дело обстоит сложнее: по-видимому, потребуется усложнение схемы питания путём введения согласующих и развязывающих цепей, но на сегодня приемлемый вариант реализации схемы ещё не найден.

Для реализации диапазонного варианта антенны более подходящим представляется второй принцип получения двухлепестковой ДН: исполь-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

зование нуля излучения торца диполя, в том числе «толстого» или конического несимметричного вибратора. Вместо конического вибратора, широкополосность которого является избыточной, конструктивно проще плоский вибратор треугольной формы с углом при вершине около 90°, но расположенный над экраном из двух плоских граней с углом между ними около 100°. Расчётная модель с 50-омным коаксиальным входом имела КСВ не более 1,6 в обоих диапазонах частот. «Провал» между лепестками имел ширину не более 5,4°, а параметры ширины ДН $2\theta_c$ и $2\theta_t$ составили 74°и 81°, соответственно.

4. Заключение

Таким образом, предложены различные варианты реализации антенны для пеленгования излучения мобильного телефона с борта ЛА. Однополосные варианты, смоделированные в среде *CST Microwave Studio* и для двух вибраторов проверенные экспериментально, выполнены на принципе сложения полей от противофазно возбуждённых петлевых вибраторов. Работоспособность двухполосного варианта с четырьмя вибраторами ещё не подтверждена. Диапазонный вариант антенны выполнен на принципе диск-конусной антенны, но имеет плоский вибратор и уголковый экран.

Список литературы

[1] Гольдштейн Б. С., Соколов Н. А., Яновский Г. Г. Сети связи. СПб.: «БХВ – Петербург», 2014. 400 с.

[2] Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высш. шк., 1988. 432 с.

[3] Бамбуркин А.П. и др. Аэронавигационные радиотехнические системы. Кировоград: ГЛАУ, 2002. 520 с.

[4] Федеральные авиационные правила поиска и спасания в Российской Федерации. Утверждены Постановлением Правительства Российской Федерации от 15 июля 2008 г. № 530 (ред. от 18.02.2016). URL: http://www.consultant.ru/document/cons_doc_LAW_78398/4115793d34afacf08d21600e5672b878c9aa2e02.

References

[1] Goldshtein B.S., Sokolov N.A., Yanovskiy G.G. *Seti svyazi* [Communication networks]. St. Petersburg, BHV – Petersburg, 2104. 400 p. (In Russian).

[2] Sazonov D.M. *Antenny i ustroystva SVCH* [Antennas and SHF devices]. Moscow, Vyshshaya Shkola, 1988. 432 p. (In Russian).

[3] Bamburkin A.P. et al. *Aeronavigatsionnyye radiotekhnicheskyye sistemy* [Aeronavigation radio systems]. Kirovograd, GLAU, 2002. 520 p. (In Russian).

[4] Federal aeronautical rules for search and rescue in the Russian Federation. Approved by the Resolution of the Russian Federation Government at 15-th of July 2008 y. No 530 (ed at 2016.02.18). URL: http://www.consultant.ru/document/cons_doc_LAW_78398/4115793d34afacf08d21600e5672b878c9aa2e02.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Limiting matching characteristics using the converter of small size frame antennas negative impedance

GolovkovA.A., MozhaevaE.I., Babushkina O.A.,[1]PivovarovI.U.,
[1]*St.-Petersburg State ElectrorechnicalUniversity (LETI)*
S t.-Petersburg, 197376, Russian Federation
mozhaeva1702@gmail.com

Abstract:*The limiting characteristics of an electrically small-sized loop antenna matching by means of active circuits (non-Foster's inductance) are studied. Various variants of negative in frame antenna structure are considered. The frequency dependence of the reflection coefficient before and after the connection of the non-Foster element is shown. An analysis of the change in the antenna pattern after the connection of non-Foster's inductance is performed. An expression was obtained for calculating the limiting band for the matching of the loop antenna, similar to the Fano-Yula restriction.*

Keywords:matching, Q-factor, electrically-small antenna, *non-Foster elements*, negative impedance converter

Предельные характеристики согласования с помощью конвертора отрицательного импеданса рамочных малоразмерных антенн

Головков А.А., Можаева Е.И., Бабушкина О.А..,[1]Пивоваров И.Ю.,
[1]*Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)(СПбГЭТУ «ЛЭТИ»)*
Санкт-Петербург, 197376, Российская Федерация
mozhaeva1702@gmail.com

Аннотация: *Исследуются предельные характеристики согласования электрически малоразмерной рамочной антенны с помощью активных цепей – нефостеровской индуктивности. Рассмотрены различные варианты включения отрицательной индуктивности в структуру рамочной антенны. Показана частотная зависимость коэффициента отражения до и после подключения нефостеровского элемента. Проведен анализ изменения ДН антенны после подключения нефосте-*

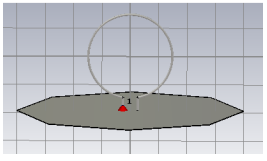
Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

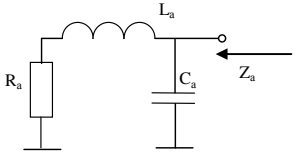
ровской индуктивности. Получено выражение для расчета ограничения полосы согласования рамочной антенны, подобное ограничению Боде-Фано.
Ключевые слова:согласование, добротность, электрически малая антенна, нефостеровские элементы, конвертор отрицательного импеданса

1. Введение

Активные (не фостеровские) согласующие цепи на основе конверторов отрицательного импеданса (КОИ) широко используются для согласования электрически малоразмерных (ЭМА) штыревых антенн [1-4] монопольного или дипольного типов (TM_{10} mode). В работах [3,4] найдены соотношения для предельных полос пропускания штыревых ЭМА, согласованных с помощью КОИ, подобные соотношения Фано-Юлы для согласования подобных антенн с помощью пассивных реактивных (фостеровских) элементов.

Представляет интерес найти подобные соотношения и для согласования нефостеровскими цепями ЭМА рамочного типа (TE_{10} mode). Типичная структура приемной рамочной ЭМА антенны показана на рис.1а, а эквивалентная схема для входного сопротивления на частотах до первого параллельного резонанса [5] показана на рис.1б.





а) б)

Рис. 1. Структурная и эквивалентная схемы рамочной антенны

Fig. 1. Structural and equivalent circuit of the loop antenna

Активное сопротивление рамочной ЭМА определяется соотношением [5]:

$$R_a \approx \frac{\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}}{6\pi}\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^4\left(nS_p\right)^2, \qquad (1)$$

где $\sqrt{\mu_0/\varepsilon_0} \approx 377 Ом$ -волновое сопротивление свободного пространства,

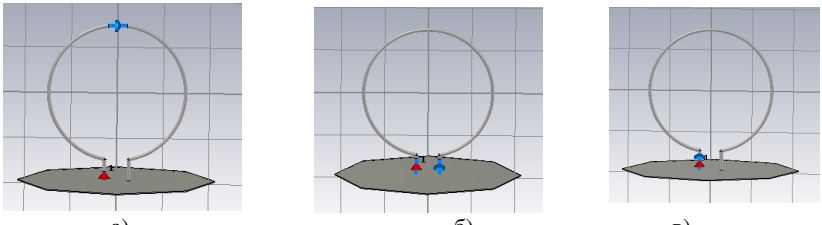
Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

λ –длина волны, n –число витков, S_p –площадь рамки.

Добротность импеданса ЭМА рамки на частоте ω_pпараллельного резонанса $Q \approx \omega_p L_a / R_a = (\omega_p C_a R_a)^{-1}$ обычно достаточно велика: $Q>10$.

2. Возможные схемы согласования ЭМА рамок с помощью КОИ

Классическое согласование ЭМА рамки с помощью КОИ, реализующих отрицательные параллельно включенный конденсатор и последовательно включенную отрицательную индуктивность затруднительно и приводит, как правило, к самовозбуждению из-за неустойчивости КОИ с плавающим потенциалом и увеличению уровня шумов. Альтернативой является использование единственного КОИ, реализующего функцию отрицательной индуктивности.При использовании для согласования отрицательной индуктивности, она может быть включена либо в разрыв проводника рамки (рис.2а), либо у заземленного ее конца, как показано на рис.2б, либо последовательно с входным портом (рис.2в).



а) б) в)

Рис. 2. Способы включения нефостеровской индуктивности

Fig. 2. Non-Foster's inductance including methods

Первый случай включения отрицательной индуктивности в ЭМА исследован в работе [6]. Поскольку КОИ с плавающим потенциалом обычно нестабилен, то предложено разделить рамку по диаметру проводящей плоскостью и включать отрицательную индуктивность между этой плоскостью и половинным проводником рамки. В этом случае в широком диапазоне частот диаграмма направленности соответствует всенаправленной диаграмме направленности полной одиночной рамки, в то время как при отсутствии отрицательной индуктивности происходит существенное искажение формы диаграммы [6] половинной рамки над проводящей плоскостью. В [6] показано, что при этом значительно расширяется рабочий диапазон частот ЭМА рамки по уровню входного коэффициента от-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ражения. Однако при этом в два раза уменьшается площадь рамки, а значит и значение R_a (см. (1)) и наводимая в рамке ЭДС, кроме того при работе рамочной антенны на частотах КВ диапазона размеры проводящей плоскости должны быть достаточно велики.

В связи с вышесказанным, в настоящей работе рассматриваются предельные соотношения для рабочих диапазонов частот ЭМА рамки при включении согласующей отрицательной индуктивности у заземленного конца рамкиили последовательно с ее входным портом, как показанона рис.2б,в.

3. Результаты моделирования

Результаты моделирования $|S_{11}|$ на ряде частот ЭМА рамки диаметром 152мм с включенной у заземленного конца отрицательной индуктивностью (сплошная линия) и без нее (пунктир), приведены на рис.3, а диаграммы направленности приведены в докладе.

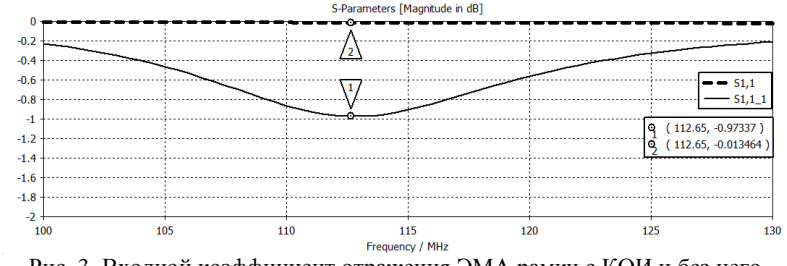


Рис. 3. Входной коэффициент отражения ЭМА рамки с КОИ и без него

Fig. 3. The input reflection coefficient of an ESA frame with and without a NIC

Как видно из рис.3 и результатов моделирования диаграмм направленности,использование нефостеровской индуктивности позволяет уменьшить реактивную составляющую импеданса рамочной антенны, увеличить КПД антенны и получить выигрыш в коэффициенте усиления до 18 дБ на частоте 112 МГц. Для дальнейшего улучшения результата необходимо трансформировать вещественную составляющую импеданса до 50 Ом, используя широкополосный трансформатор.

4. Предельное соотношение для рабочего диапазона частот

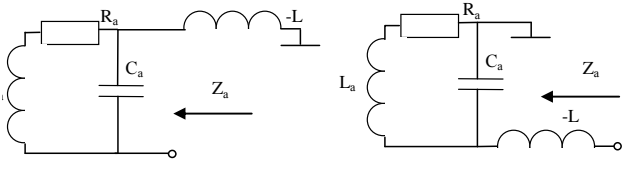
Эквивалентная схема входного импеданса ЭМА рамки с отрицательной индуктивностью у заземленного конца и у порта приведена на

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

рис.4. Выражение для результирующего входного сопротивления антенны с КОИ у заземленного конца может быть получено в виде:

$$Z_a = R_a\left(1-j\Omega\left[\frac{1}{Q}\left(1+\Omega^2\frac{L}{L_a}\right)-Q\left(1-\Omega^2\right)\left(1-\frac{L}{L_a}+\Omega^2\frac{L}{L_a}\right)\right]\right)\left(\left(\frac{\Omega}{Q}\right)^2+\left(1-\Omega^2\right)^2\right)^{-1} \quad (2)$$

где $\omega_p = (L_a C_a)^{-2}$, $\Omega = \omega / \omega_p$ - частота параллельного резонанса рамки и относительная текущая частота, $Q = \omega_p L_a / R_a = (\omega_p C_a R_a)^{-1}$ - добротность рамочной антенны на частоте параллельного резонанса, элементы L, L_a понятны из рис.4.



а) б)

Рис. 4. Эквивалентные схемы ЭМА рамки с отрицательной индуктивностью у заземленного конца рамки (а) и порта (б)

Fig. 4. Equivalent circuits of the ESA frame with a negative inductance at the grounded end (a) and the port (б)

Коэффициент отражения сигнала на входе приемного устройства при включении КОИ у заземленного конца рамки запишем как:

$$S_{11}(\Omega) = \frac{\dot{Z_a} - R_i}{Z_a + R_i} = \frac{1-r\left[\left(\frac{\Omega}{Q}\right)^2+\left(1-\Omega^2\right)^2\right]-j\Omega\left[\frac{1}{Q}\left(1+\Omega^2\frac{L}{L_a}\right)-Q\left(1-\Omega^2\right)\left(1-\frac{L}{L_a}+\Omega^2\frac{L}{L_a}\right)\right]}{1+r\left[\left(\frac{\Omega}{Q}\right)^2+\left(1-\Omega^2\right)^2\right]-j\Omega\left[\frac{1}{Q}\left(1+\Omega^2\frac{L}{L_a}\right)-Q\left(1-\Omega^2\right)\left(1-\frac{L}{L_a}+\Omega^2\frac{L}{L_a}\right)\right]}, \quad (3)$$

где $r = R_i / R_a$ - относительное входное сопротивление приемника.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Учитывая, что добротность ЭМА рамки на частоте резонанса $Q>>1$, выражение (3) можно упростить и для соотношения, связывающего $|S_{11}(\omega)|$ с шириной полосы пропускания антенны, подобного соотношению Фано-Юлы для пассивных согласующих цепей из реактивных элементов запишем:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \ln\left|\frac{1}{S_{11}(\omega)}\right| d\omega = 2\int_{0}^{\infty} \ln\left|\frac{1}{S_{11}(\omega)}\right| d\omega = 2\omega_p \int_{0}^{\infty} \ln\left|S_{11}(\Omega)\right|^{-1} d\Omega =$$

$$= \omega_p \int_{0}^{\infty} \ln\left\{\left[1+r\left(1-\Omega^2\right)^2\right]^2 + \Omega^2\left[Q\left(1-\Omega^2\right)\left(1-\frac{L}{L_a}+\Omega^2\frac{L}{L_a}\right)\right]\right\} d\Omega - \quad , \quad (4)$$

$$- \omega_p \int_{0}^{\infty} \ln\left\{\left[1-r\left(1-\Omega^2\right)^2\right]^2 + \Omega^2\left[Q\left(1-\Omega^2\right)\left(1-\frac{L}{L_a}+\Omega^2\frac{L}{L_a}\right)\right]\right\} d\Omega = \omega_p J\left(Q, r, \frac{L}{L_a}\right)$$

На практике обычно требуется постоянство и минимальное значение $|S_{11}(\omega)|$ в рабочей полосе частот антенны $\omega_в - \omega_н$ и равенство $|S_{11}(\omega)|=1$ на всех остальных частотах. В результате искомое ограничение, связывающее рабочий диапазон частот $\omega_в - \omega_н$ и модуль коэффициента отражения на выходном разъеме антенны $|S_{11}(\omega)|$ с параметрами ЭМА рамки и нефостеровской цепи согласования $Q, \omega_p, r, L/L_a$ может быть записанов виде:

$$-\left(\omega_в - \omega_н\right) \ln\left|S_{11}(\omega)\right| = \omega_p J\left(Q, r, \frac{L}{L_a}\right) \quad (5)$$

Интеграл $J\left(Q, r, \frac{L}{L_a}\right)$ в (5) был вычислен численно для различных значений $Q, r, L/L_a$.

5. Заключение

Таким образом, в работе исследовано согласование электрически малой рамочной антенны нефостеровской индуктивностью, включенной последовательно порту (см.рис 2.в) и у заземленного конца (см. рис. 2.б). Проанализированы частотные зависимости коэффициента отражения рамочной антенны, влияние места включения отрицательной индуктивности на ДН и получено предельное ограничение для полосы пропускания.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Источники финансирования и выражение признательности

Докладподготовленв рамках государственной работы «Проведениенаучно-исследовательских работ» (код проекта 8.7130.2017/8.9) базовой части государственного здания Минобрнауки России."

Список литературы

1. S.E.Sussman-Fort, R.V.Rudish. Non-Foster Impedance Matching of Electrically-Small Antennas, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 57, pp.2230-2241, 2009.

2.Keum-Su Song and Roberto G. Rojas. Non-Foster Impedance Matching of Electrically Small Antennas, 2010 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and CNC/USNC/URSI National Radio Science Meeting, Toronto, Ontario, Canada, July 11-17

3. MerviHirvonen, ArtoHujanen, Jan Holmberg, and Johan Carl-Erik Sten. Bandwidth Limitations of Dipoles Matched with non-Foster Impedances, Proceedings of European Conference on Antennas Propagat., EUCAP 2007, Nov.2007, 5p.

4.Golovkov A.A., Mozhaeva E.I.[Bandwidth limitations matching of electrically-small whip antennas with non-foster network] IzvestijaSPbGETU «LETI», 2016, vol.2.,P.59-63. (In Russian)

5.Dr.John, L.Volakis Antenna Engineering. Handbook. McGraw-Hill, 2007, pp.1755

6. J.T.Aberle, “Two-Port Representation of an Antenna with Application to Non-Foster Matching Network”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.56, pp.1218-1222, May 2008.

References

1. S.E.Sussman-Fort, R.V.Rudish Non-Foster Impedance Matching of Electrically-Small Antennas, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 57, pp.2230-2241, 2009.

2.Keum-Su Song and Roberto G. Rojas, “Non-Foster Impedance Matching of Electrically Small Antennas,” 2010 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and CNC/USNC/URSI National Radio Science Meeting, Toronto, Ontario, Canada, July 11-17

3. MerviHirvonen, ArtoHujanen, Jan Holmberg, and Johan Carl-Erik Sten. Bandwidth Limitations of Dipoles Matched with non-Foster Impedances, Proceedings of European Conference on Antennas Propagat., EUCAP 2007, Nov.2007, 5p.

4.Головков А.А., Можаева Е.И. Ограничение полосы согласования приемных штыревых антенн нефостеровскимицепями.-Известия ВУЗов России. Радиоэлектроника, №2, 2016, с.59-63.

5.Dr.John, L.Volakis Antenna Engineering. Handbook. McGraw-Hill, 2007, pp.1755

6. J.T.Aberle, “Two-Port Representation of an Antenna with Application to Non-Foster Matching Network”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.56, pp.1218-1222, May 2008.

Acknowledgements

The authors would like to acknowledge the financial support of this work by the Ministry of the Education and Science of the Russian Federation (basic state assignment No. 8.7130.2017/8.9

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Согласование укороченной вибраторной антенны, устанавливаемой на борт малого космического аппарата

Дутышев И. Н. к. т. н., Лаптев М. А.,Чернышев Б. В.

Специальное конструкторское бюро Института радиотехники и электроники Российской академии наук

Московская обл., г. Фрязино, 141190, Российская Федерация

mak-laptev@yandex.ru

Аннотация: *Рассматривается возможность широкополосного согласования укороченной симметричной вибраторной антенны чебышевским полоснопропускающим фильтром. Показано, что при согласовании антенны чебышевским полоснопропускающим фильтром можно расширить рабочую полосу частот вибраторной антенны более чем в 2,5 раза.*

Ключевые слова: согласование, вибраторная антенна, чебышевский фильтр.

1. Введение

В последнее время большое развитие получили радиолокационные комплексы, предназначенные для различных исследований. Например, в рамках возобновленной Лунной программы идет разработка радиолокационного комплекса РЛК-Л для космического аппарата «Луна-Ресурс-1» (ОА)». Комплекс предназначен для проведения глобальных и детальных исследований поверхности Луны с помощью активного радиолокационного зондирования. Такие исследования предполагается провести с использованием широкополосных зондирующих сигналов метрового и декаметрового диапазонов длин волн, что позволяет проводить исследования грунта на глубины от нескольких метров до нескольких километров. Для излучения таких зондирующих сигналов, а также приёма отраженных, часто используют симметричные полуволновые вибраторные антенны больших габаритов, имеющие достаточно широкую рабочую полосу частот (относительно центральной несущей частоты 10% и более) с целью обеспечения наибольшей разрешающей способности. Параметры и типы излучаемых сигналов определяются постановкой задачи по зондированию грунта и техническими возможностями космического аппарата.

Понятно, что размещение крупногабаритных антенн (более 3 метров) на космическом аппарате невозможно. Эта задача, обычно, решается путем разработки антенн, которые на стартовой позиции космического

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

аппарата имеют небольшие размеры, а в космическом пространстве разворачиваются до необходимых габаритов. Создание таких антенн приводит к увеличению общей массы и габаритов прибора.

В связи с этим, актуальной и важной задачей является создание малых (укороченных) антенн, работающих в заданном диапазоне частот, с достаточно широкой рабочей полосой частот и возможностью их качественного согласования. Укороченной антенной будем считать антенну, длина которой меньше половины длины волны. Для обеспечения широкополосного согласования такой укороченной антенны с фидером в докладе рассматривается цепь согласования на основе двухзвенного Чебышевского полосно-пропускающего фильтра.

Сопротивление излучения укороченной антенны имеет активную и реактивную составляющую, причем с укорочением антенны реактивная составляющая сопротивления излучения резко возрастает, а активная составляющая резко понижается. В связи с этим, при согласовании антенны с передающими и приемными устройствами, возникают довольно серьезные трудности, особенно при использовании широкополосных сигналов. Недостаточно хорошее согласование антенны приведет к возникновению большого отраженного сигнала в антенном фидере и, как следствие, ухудшению суммарного КПД приемного и передающего устройств. Восполнение этих потерь в передающем устройстве возможно только за счет повышения выходной мощности, а в приемном, в некоторой степени, за счет уменьшения коэффициента шума. Повышение мощности излучения может привести к выходу за рамки требований технического задания по электромагнитной совместимости и увеличению электропотребления, что в условиях космического полета крайне нежелательно.

Предлагаемый метод согласования сопротивления излучения антенны позволяет в значительной степени минимизировать такие потери.[1]

2. Симметричная вибраторная антенна

Для укороченной вибраторной антенны активную и реактивную составляющие сопротивления излучения приближенно можно вычислить по формулам 1 и 2 [2].

$$R = \frac{2\pi W}{3}\left(\frac{l}{\lambda}\right)^2, \quad (1)$$

$$X = -W_b ctg(kl), \quad (2)$$

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

где: $W_b = \frac{w}{\pi}(ln\frac{l}{a} - 1)$, W – волновое сопротивление свободного пространства; $k = \frac{2\pi}{\lambda}$.

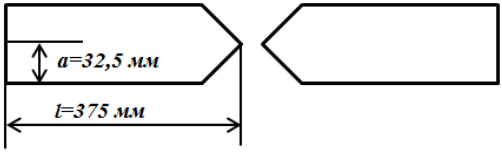


Рис. 1. Симметричная вибраторная антенна

Рассчитаем входное активное сопротивление и входную ёмкость антенны (рис. 1), используя формулы 1, 2 для частоты 100 МГц. Получим: *c* = 9,2 пФ; Rвх = 12,3 Ом.

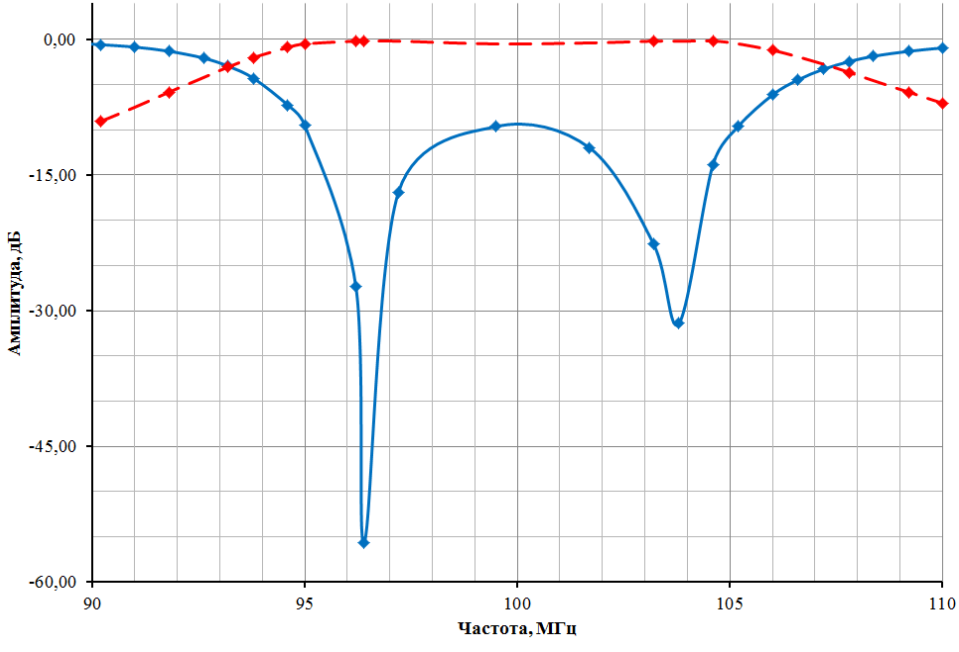


Рис. 3. Графики АЧХ и S_{11} для укороченной вибраторной антенны с согласующим устройством (рис. 4)

Рассчитаем согласование активной и реактивной составляющих входного сопротивления антенны с использованием двухзвенного Чебы-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

шевского полосно-пропускающего фильтра. Для согласования выходного сопротивления фильтра с 50-омной линией будем использовать трансформатор.

При таком согласовании емкостная составляющая антенны является емкостью резонансного контура фильтра. Фильтр рассчитываем на входное сопротивление равное активной составляющей сопротивления излучения антенны 12,3 Ом.

Схема согласования представлена на рис. 4.

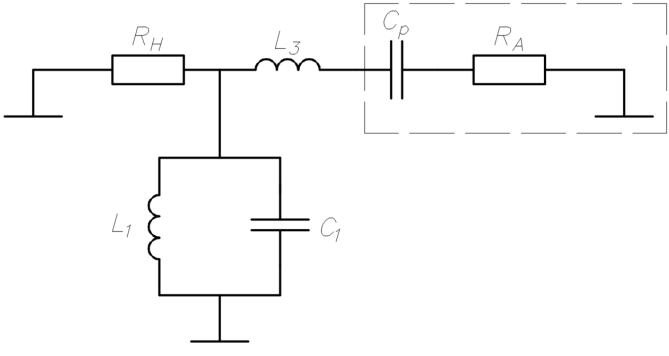


Рис. 4. Схема согласования с использованием Чебышевского полосно-пропускающего фильтра

Пунктиром обозначена эквивалентная схема антенны

На рис. 3 приведена АЧХ для антенны и зависимость параметра S_{11} от частоты антенны с согласующим устройством (рис. 4), смоделированная в программе RFSimm. Из графика имеем, что при КСВ = 2, рабочая полоса частот антенны, при таком согласовании, будет составлять около 10,2 %.[1]

3 Практическая реализация

На основании представленного выше расчета был изготовлен макет антенны (рис. 5) и выполнены натурные измерения параметров. Для расширения рабочей полосы частот антенны в согласующее устройство параллельно L3, L4 включены резисторы (рис. 6), которые уменьшают добротность индуктивностей, тем самым уменьшая влияние изменения активного сопротивления антенны в рабочей полосе частот. Для согласования с 50 Ом-ной линией используется трансформатор. [3]

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

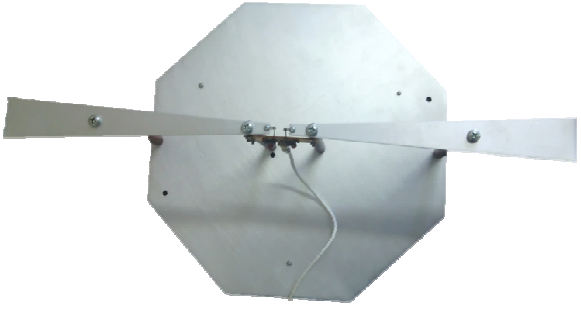


Рис. 5. Внешний вид макета антенны

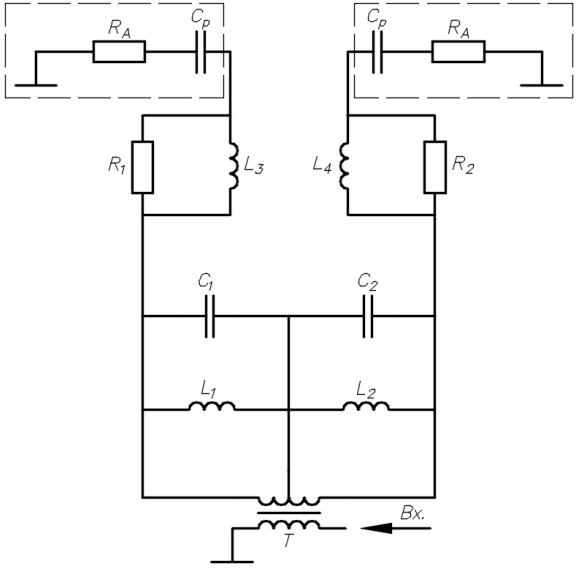


Рис. 6. Принципиальная схема вибраторной антенны с согласующим устройством

Результат измерений АЧХ КСВ макета укороченной вибраторной антенны, согласованной в соответствии со схемой, представленной на рис. 6, приведены на рис. 7.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

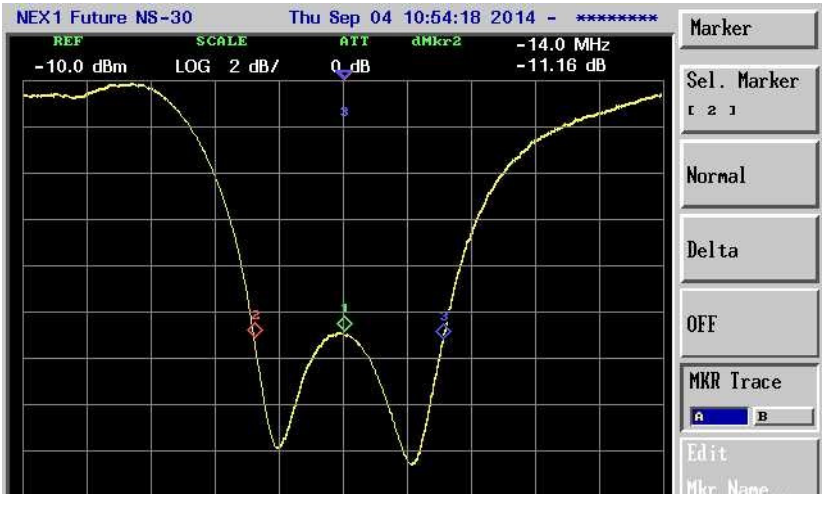


Рис. 7. Результат измерений КСВ макета антенны

4. Заключение

В докладе рассмотрен способ согласования антенн с помощью двухзвенного Чебышевского полосно-пропускающего фильтра, элементы последовательного контура которого являются емкостной составляющей сопротивления излучения укороченной вибраторной антенны.

Проведены расчеты цепей согласования с использованием Чебышевского полосно-пропускающего фильтра.

На основе проведенных расчетов сделан следующий вывод:

- согласование укороченной вибраторной антенны, при степени укорочения η=2, с использованием двухзвенного Чебышевского полосно-пропускающего фильтра позволяет увеличить рабочую полосу частот антенны в 2,5 раза. [1]

Произведены натурные измерения макета укороченной вибраторной антенны.

На основании экспериментальных данных, полученных в результате макетирования можно сделать следующие выводы:

- экспериментальные данные в достаточной степени совпадают с результатами расчета;

- согласование укороченной вибраторной антенны, с использованием двухзвенного Чебышевского полосно-пропускающего фильтра обеспечивает широкую рабочую полосу порядка 30 % при КСВ не хуже 2 (рис. 7).[3]

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Список литературы

[1] Чернышев Б. В., Широкополосное согласование укороченных антенн // М.: Журнал радиоэлектроники [электронный журнал], 2017. №7

[2] Войтович Н. И., Соколов А. Н. Вибраторные антенны // Челябинск: Изд. ЮУрГУ, 2001. – 76 с.

[3] Лаптев М. А., Симметричная вибраторная антенна // Заявка на полезную модель, рег. № 2017123712 от 04.07.2017 г.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Analysis of characteristics of spiral antennas of satellite radio navigational systems

Kuprits V.Yu., Lebedev V.Yu., Mescheryakov A.A.
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
Tomsk, 634050, Russian Federation
rwplab@tusur.ru

Abstract: *The analysis of characteristics of spiral antennas with various options of design is provided. The strip and slot flat spiral antennas manufactured on the printed-circuit technique with various versions of balance transformers of food are considered. Results of measurement of directional pattern, ellipticity axial ratio and gain of antennas are presented. Issues of use of spiral antennas in global navigation satellite GPS, GLONASS, GALILEO systems, are discussed . Recommendations about use of flat spiral antennas in the navigation equipment are made.*

Keywords: *spiral antennas, directional pattern, global navigation satellite systems, GLONASS.*

Анализ характеристик спиральных антенн спутниковых радионавигационных систем

Куприц В.Ю., Лебедев В.Ю., Мещеряков А.А.
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
г. Томск, 634050, Российская Федерация
rwplab@tusur.ru

Аннотация: *Приведен анализ характеристик спиральных антенн с различными вариантами конструктивного исполнения. Рассмотрены полосковые и щелевые плоские спиральные антенны, изготовленные по печатанной СВЧ технологии, с различными вариантами балансных трансформаторов питания. Представлены результаты измерения характеристик направленности, поляризационных характеристик и коэффициентов усиления антенн. Обсуждаются вопросы использования спиральных антенн в глобальных навигационных спутниковых систем GPS, ГЛОНАСС, GALILEO. На основании полученных результатов даны рекомендации по использованию плоских спиральных антенн в навигационной аппаратуре.*

Ключевые слова: спиральная антенна, диаграмма направленности, глобальные навигационные спутниковые системы, ГЛОНАСС.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

1. Введение

Для стабильной работы аппаратуры спутниковых навигационных систем необходимо обеспечить отношение мощности навигационного сигнала P_S к суммарной мощности шума N_0 как условие отсутствия срыва слежения, например, для системы ГЛОНАСС не менее 35 дБГц [1]. Выполнение этого требования во многом зависит от выбора антенны. Наиболее разработанными и широко представленными являются микрополосковые антенны прямоугольной топологии. Основным недостатком таких антенн является то, что они резонансные или узкополосные с относительной полосой не более нескольких процентов [2]. Известны различные способы расширения частотного диапазона в основном относятся к линейной поляризации, поэтому в таких антеннах сложно реализовать совмещение необходимой рабочей полосы частот (ГЛОНАСС) и приемлемого коэффициента эллиптичности. В отличие от узкополосных микрополосковых антенн спиральные в режиме осевого излучения изначально являются сверхширокополосными антеннами круговой поляризации с коэффициентом эллиптичности близким к единице. При выборе конструкции спиральной антенны возникают вопросы чему отдать предпочтение щелевой или полосковой антенне, как выполнить согласование антенны с приемной аппаратурой и многие другие [3]. Поэтому при разработке антенны для аппаратуры спутниковых навигационных систем актуальной задачей является сравнение характеристик спиральных антенн различной конструкции.

В настоящей работе описываются результаты, полученные при разработке плоских спиральных антенн для аппаратуры потребителей спутниковых навигационных систем.

2. Исследуемые антенны

Для проведения исследований были разработаны и изготовлены несколько образцов трех типов плоских спиральных антенн, фотографии которых показаны на рис. 1:

– щелевая спиральная антенна;

– полосковая спиральная антенна с трансформатором, выполненном на полосковых линиях;

– полосковая спиральная антенна с керамическим трансформатором.

Все антенны рассчитаны на прием навигационных сигналов ГЛОНАСС L1, L2, L3. Основой конструкции щелевой антенны (рис.1-1) выступает экран с щелевыми излучателями, выполненный на подложке

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

Rogers 4003 толщиной 0,5 мм. Питание излучающих щелей обеспечивается при помощи микрополосковой линии (МПЛ), рассчитанной на сопротивление 100 Ом.



1) 2) 3)

Рис. 1. Исследуемые типы плоских спиральных антенн
(1 – щелевая; 2 – полосковая с балансным трансформатором питания антенны; 3 – полосковая с керамическим трансформатором).

Fig. 1. The studied types of flat spiral antennas
1 – the slot spiral antenna; 2 – the strip spiral antenna with balun; 3 – the strip spiral antenna with ceramic balun;)

Для обеспечения режима бегущей волны в МПЛ необходимо использование активной нагрузки с сопротивлением, равным волновому сопротивлению линии. Таким образом, МПЛ с одной стороны оканчивается активной нагрузкой, с другой переходом на коаксиальный разъем для подключения согласованного кабеля. Электрические длины излучающих щелей и МПЛ соответствуют длине волны на центральной частоте L1.

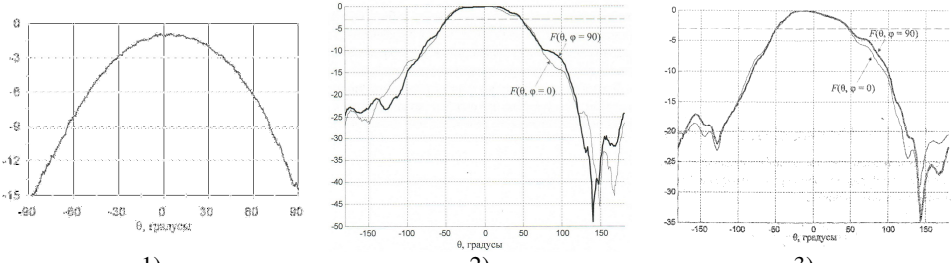
Полосковые спиральные антенны (рис.1-2) и (рис.1-3) выполнены на подложке Флан 2,8 толщиной 1 мм. Кольцо из поглотителя по периметру антенны имеет ширину 0,3 см и предназначено для устранения отражений от концов спиралей. Параметры выбранного поглощающего материала Ecosorb MCS ($\varepsilon = 38+1{,}09i$, $\mu = 6{,}1+3{,}55i$).

Питание антенны (рис.1-2) осуществлялось с помощью полоскового симметрирующего трансформатора в виде нерегулярных полосковых линий, выполненных на двух сторонах центральной части подложки ($\varepsilon = 2{,}8$; толщина 2 мм). Корпус трансформатора имеет цилиндрическую форму длиной 10 см и диаметром 1,1 см. Волновые сопротивления на входе и выходе трансформатора 50 Ом и 164Ом. Для согласования антенны (рис.1-3) с 50 Ом нагрузкой применялся керамический симметрирующий трансформатор TCN4-22 [4].

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

3. Практические результаты

Измерения характеристик всех спиральных антенн проводились в радио-безэховой камере на частоте 1,6 ГГц. На рис. 2 показаны диаграммы направленности (ДН) антенн.



1) 2) 3)

Рис. 2. Диаграммы направленности спиральных антенн
(1 – щелевая; 2 – полосковая с балансным трансформатором питания антенны; 3 – полосковая с керамическим трансформатором).

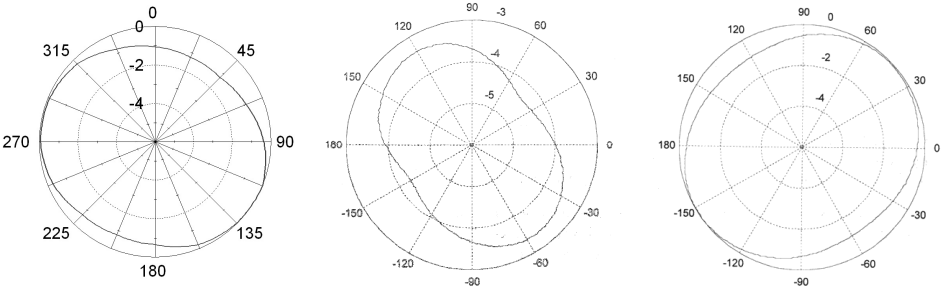
Fig. 2. Directional pattern of spiral antennas
1 – the slot spiral antenna; 2 – the strip spiral antenna with balun; 3 – the strip spiral antenna with ceramic balun;)

Диаграмма направленности щелевой спиральной антенны практически совпадает в Е и Н плоскостях поэтому на рис. 2-1 показана ДН этой антенны только в Е плоскости. ДН полосковых спиральных антенн имеют небольшие (±1,5 дБ) искажения, связанные с конструкцией антенны.

Поляризационные характеристики антенн приведены на рис. 3. В таблице 1 приведены значения коэффициентов эллиптичности и усиления спиральных антенн.

Из сравнения графиков рис. 2, рис. 3 и данных таблицы 1следует, что полосковая спиральная антенна с керамическим трансформатором и щелевая спиральная антенна имеют близкие значение коэффициента эллиптичности, а спиральная антенны с балансным трансформатором меньше. Наибольший коэффициент усиления имеет спиральная антенна с керамическим трансформатор за счет улучшенного согласования антенны с 50 Ом нагрузкой.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.



1) 2) 3)

Рис. 3. Поляризационные характеристики спиральных антенн
(1 – щелевая; 2 – полосковая с балансным трансформатором питания антенны; 3 – полосковая с керамическим трансформатором).

Fig. 3. Polarizing characteristics of spiral antennas
1 – the slot spiral antenna; 2 – the strip spiral antenna with balun; 3 – the strip spiral antenna with ceramic balun;)

Табл. 1. Значения коэффициента эллиптичности и усиления спиральных антенн.

Table 1. Values of coefficient of ellipticity axial ratio and gain of spiral antennas

№	Тип спиральной антенны Type of the spiral antenna	Коэффициент эллиптичности Coefficient of ellipticity axial ratio	Коэффициент усиления, дБ Gain, dB
1	Щелевая the slot spiral antenna	0,9	4,0
2	Полосковая с балансным трансформатором The strip spiral antenna with balun	0,8	2,74
3	Полосковая с керамическим трансформатором The strip spiral antenna with ceramic balun	0,89	5,11

4. Заключение

В результате проведенного исследования характеристик плоских спиральных антенн различной конструкции можно отметить следующее:

– щелевая спиральная антенна имеет симметричную и практически совпадающую ДН в Е и Н плоскостях, хороший коэффициент эллиптичности;

– полосковая спиральная антенна с балансным трансформатором в сравнении с другими рассматриваемыми антеннами имеет наиболее худшие показатели;

– полосковая спиральная антенна с керамическим трансформатором имеет наиболее высокий коэффициент усиления, из рассматриваемых ан-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

тенн, и коэффициент эллиптичности не хуже, чем у щелевой спиральной антенны.

Конструкция полосковой спиральной антенны с керамическим трансформатором наиболее предпочтительна при разработке антенных систем для аппаратуры спутниковых навигационных комплексов. Данную антенну можно использовать при разработке модульных цифровых антенных решеток, благодаря ее размещению непосредственно на печатной плате (см. рис. 1-3).

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта государственного задания Министерства образования и науки РФ № 8.7348.2017/8.9.

Список литературы

[1] Глонасс. Принципы построения и функционирования. Справочное пособие. Издание четвертое переработанное и дополненное. Авторы: Р.В. Бакитько, Е.Н. Болденков, Н.Т. Булавский, В.В. Дворкин, В.С. Ефименко, В.Е. Косенко, В.Я. Нартов, А.И. Мерой, А.Е. Перьков, В.В. Тюбалин, Ю.М. Урличич, В.Н. Харисов, В.Е. Чеботарев, А.Ю. Шатилов. Под редакцией А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника, 2010. 797 с.

[2] Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решёток / под ред. Д. И. Воскресенского. М.: Радиотехника, 2003. 632 с.

[3] Куприц В.Ю., Мещеряков А.А., Крутиков М.В., Оценка эффекта подавления паразитного излучения широкополосной спиральной антенны методом изменения ширины полоска // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2010. №2 (22) часть 1, С.225-228.

[4] http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/242493/MINI/TCN4-22+.html

References

[1] Gaponov A.V. [Transmission line excitation by a non-linear electron stream]. *Izv. vuzov. Radiofizika,* 1959, vol. 2, no. 3, pp. 443 - 449. (In Russian).

[2] Microwave ovens devices and antennas. Design of the phased antenna lattices / under the editorship of D.I. Voskresensky. M.: Radio engineering, 2003. 632 pages.

[3] Kuprits V.Yu., Mescheryakov A.A., Krutikov M.V., Assessment of effect of suppression of parasitic radiation of the broadband spiral antenna by method of change of width strip//Reports of the Tomsk state university of management systems and radioelectronics. 2010.№2 (22) part 1, page 225-228.

[4] http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/242493/MINI/TCN4-22+.html

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of project of the state assignment of the Ministry of Education and Science Russian Federation № 8.7348.2017/8.9.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Ring digital scanning array for radio communication system with heightened interference fit

Larisa I. Averina, Oleg K. Kamentsev, Andrey V.Shaposhnikov

Joint Stock Company "Concern "Sozvezdie"
Voronezh, 394018, Russian Federation
averina@phys.vsu.ru

Abstract: *An eight-element circular digital receiving antenna array, which adaptively changes the radiation pattern depending on the actual interference situation, is considered. The output signal-to-interference-plus-noise ratio is used as a criterion for optimality of the system operation. A known direction to the source of the signal or a condition of constant modulus amplitude signal are priori information. A stochastic gradient method with linear constraints is applied for the adaptive calculation of complex weighting coefficients. The results of both theoretical studies and experimental measurements for the real digital antenna array showed that the use of amplitude-phase synthesis of the antenna array based on adaptive algorithms could enhance the interference fit of the radio communication system by 28-30 dB.*

Keywords: *Ring receiving antenna array, interference fit, spatial interference filtering, stochastic gradient method with linear constraints.*

Кольцевая цифровая адаптивная антенная решётка для систем связи с повышенной помехоустойчивостью

Аверина Л.И., Каменцев О.К., Шапошников А.В.

АО «Концерн «Созвездие»
г. Воронеж, 394018, Российская Федерация
averina@phys.vsu.ru

Аннотация: *Рассматривается восьмиэлементная кольцевая цифровая приёмная антенная решётка, которая адаптивно изменяет диаграмму направленности в зависимости от реальной помеховой обстановки. В качестве критерия оптимальности работы системы используется выходное отношение сигнал/(шум+помеха), а априорной информацией является либо известное направление на источник полезного сигнала, либо условие постоянства модуля огибающей сигнала. Для адаптивного расчёта комплексных весовых коэффициентов применяется метод стохастического градиента с линейными ограничениями. Представлены результаты как теоретических исследований, так и экспериментальных измерений для исследуемой реальной цифровой антенной решётки, которые*

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

показали, что применение амплитудно-фазового синтеза антенной решётки на основе адаптивных алгоритмов позволяет увеличить помехоустойчивость системы радиосвязи на 28-30дБ.

Ключевые слова: *кольцевая приёмная антенная решетка, помехоустойчивость, пространственная фильтрация помех, метод стохастического градиента с линейными ограничениями.*

1. Введение

Одной из основных характеристик систем военной связи является их устойчивость к преднамеренным помехам. В настоящее время в связи с развитием электронной элементной базы и цифровых методов обработки сигналов помехоустойчивость систем может быть увеличена путем применения направленных антенных систем с электронным управлением диаграммой направленности [1]. Это позволит концентрировать мощность сигнала в направлении на абонента, энергетика радиолинии повышается при незначительной мощности передающих устройств, а также растет помехоустойчивость и разведзащищенность радиолинии связи. В качестве технической реализации оптимальным является применение адаптивных цифровых антенных решеток (ЦАР) с небольшим количеством излучателей. При этом некоторое увеличение стоимости оборудования компенсируется существенным расширением его функциональных возможностей: быстрое ориентирование антенны без механических устройств, повышение энергетического потенциала линии без увеличения потребляемой мощности, возможность пространственной фильтрации помех в полосе сигнала, возможность пеленгации сигналов, повышение надежности за счет дублирования основных узлов.

В данной работе путём компьютерного моделирования и экспериментальных измерений рассматриваются возможности восьмиэлементной кольцевой приёмной ЦАР по пространственной фильтрации помех с целью увеличения помехоустойчивости приёмной системы.

2. Пространственная фильтрация помех антенными решётками

Эффективным способом борьбы с помехами, значительно превышающими уровень полезного сигнала, является их пространственная фильтрация. Под пространственной фильтрацией понимается процедура, в результате которой нули диаграммы направленности приемной антенной системы смещаются в направлении прихода помехи, при этом главный лепесток диаграммы искажается незначительно. Алгоритмы простран-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ственной фильтрации обычно реализуются с помощью адаптивных антенных решёток.

Антенная решётка представляет собой совокупность излучателей, сигналы с выходов которых $x_1,...,x_N$ суммируются, образуя выходной сигнал y. Если в тракты излучателей ввести блоки умножения на соответствующие коэффициенты $h_1,...,h_N$, компенсирующие набеги фаз при приёме колебаний с направления, отличающегося от нормали, то при соответствующем выборе сдвигов фаз решётка может быть сфазирована в заданном наперёд направлении:

$$y(k) = \mathbf{h}^{\mathbf{H}}\mathbf{x}(k) = \sum_{i=1}^{N} h_i^* x_i(k) . \qquad (1)$$

Здесь y –комплексный выходной сигнал антенной решётки, $\mathbf{h}$ - вектор комплексных весовых коэффициентов, $\mathbf{x}$ - комплексный вектор пространственно-временных отсчётов сигнальной смеси, k – индекс дискретного времени. Задача когерентной компенсации помех в ЦАР сводится к рациональному выбору элементов весового вектора $\mathbf{h}$, оптимизирующего некоторый показатель качества. В качестве критерия оптимальности обычно принимают либо минимум среднеквадратической ошибки выходного сигнала, если известен опорный сигнал, либо максимум отношения мощности сигнала к суммарной мощности помехи и шума на выходе решётки, если известно направление прихода полезного сигнала (ОСШП).

3. Методы оценки весового вектора

Существует большое разнообразие алгоритмов расчёта весового вектора, обладающих своими преимуществами и недостатками [1]. Разрабатываемые в настоящее время системы связи строятся по радиальной схеме с временным разделением абонентов. Работа системы осуществляется в пакетном режиме, предполагающем старт-стопную синхронизацию и адаптивное формирование диаграммы направленности на каждом пакете. Поскольку все алгоритмы отрабатываются «на проход», то они не могут быть слишком сложными, требующими большой вычислительной мощности. Поэтому предпочтение отдается итерационным методам адаптации, для которых имеется возможность технической реализуемости на современной элементной базе. Одним из итерационных алгоритмов адаптивной подстройки весовых коэффициентов является метод стохастического градиента. Его основу составляет итерационная процедура, осуществляющая максимизацию или минимизацию целевой функции, причём

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

приращение весового вектора на очередном шаге берётся в направлении градиента последней. Если критерием оптимизации является ОСШП, а в качестве априорной информации используются известные данные о направлении прихода полезного сигнала, то на метод накладываются линейные ограничения и соотношения для адаптивного обновления весовых коэффициентов имеют вид [2]:

$$\mathbf{h}(n+1) = \mathbf{P}\cdot(\mathbf{h}(n) - \mu\mathbf{x}(n+1)y(n)) + \frac{\mathbf{D}}{\mathbf{D}^{\mathbf{H}}\mathbf{D}},$$

$$\mathbf{P} = \mathbf{I} - \frac{\mathbf{D}\mathbf{D}^{\mathbf{H}}}{\mathbf{D}^{\mathbf{H}}\mathbf{D}},\ d_i = \exp\left(jR\frac{2\pi f}{c}\cos\left(\varphi_c - \frac{2\pi(i-1)}{N}\right)\right), \qquad (2)$$

Здесь d_i – элементы управляющего вектора $\mathbf{D}$, φ_c – угол прихода полезного сигнала, n – номер итерации, $\mathbf{I}$ – единичная матрица, μ – шаг сходимости.

Если направление прихода полезного сигнала не известно, но он обладает постоянной комплексной огибающей, то можно применить алгоритм по критерию постоянства модуля амплитуды (CMA). Соотношения для адаптивного обновления весовых коэффициентов одной из разновидностей данного метода имеют вид [3]:

$$\mathbf{h}(n+1) = \mathbf{h}(n) - \frac{\mu}{\|\mathbf{x}(n)\|^2}\mathbf{x}^{\boldsymbol{H}}(n)\left(y(n) - \frac{y(n)}{|y(n)|}\right). \qquad (3)$$

4. Компьютерное моделирование помехоустойчивости ЦАР

В работе была промоделирована работа двух рассмотренных выше алгоритмов расчёта весовых коэффициентов и проведен её сравнительный анализ для восьмиэлементной кольцевой ЦАР: метода стохастического градиента с линейными ограничениями (LC LMS) и метода по критерию постоянства модуля амплитуды (CMA). В качестве помехи рассматривался шумовой сигнал с гауссовским распределением и заданной дисперсией.

Сначала при фиксированном направлении прихода помехи, попадающем в боковой лепесток диаграммы направленности антенны, и её мощности оценивалась скорость сходимости алгоритмов. На рис.1 представлены полученные зависимости ОСШП на выходе системы от количества итераций, используемых при идентификации пространственного фильтра, для двух методов: черная кривая - CMA, красная - LC LMS. Видно, что оба алгоритма обладают приблизительно одинаковой сходимостью и для

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

определения весовых коэффициентов с их помощью достаточно 120-140 итераций.

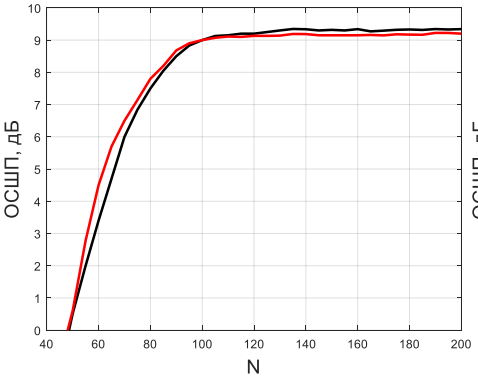


Рис. 1. Зависимость ОСШП на выходе системы от количества итераций (черная кривая - CMA, красная - LC LMS)

Fig. 1. SINR to number of iterations curve (black line - CMA, red - LC LMS)

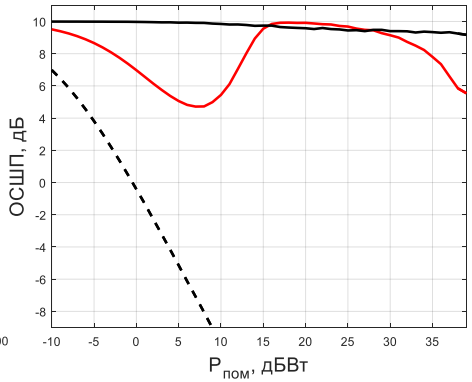


Рис. 2. Зависимость ОСШП от мощности помехи (черная пунктирная кривая – без адаптации, чёрная кривая - CMA, красная - LC LMS)

Fig. 2. SINR to interference power curve (black dotted line – without adaptation, black – using CMA, red - LC LMS)

Далее анализировалась работа алгоритмов при изменении мощности падающей помехи. На рис.2 приведены зависимости ОСШП от мощности помехи на входе системы (чёрная пунктирная кривая) и на её выходе при использовании CMA алгоритма (черная кривая) и LC LMS алгоритма (красная кривая). Видно, что оба алгоритма позволяют значительно улучшить помехоустойчивость системы даже при больших значениях входной мощности помехи. Неравномерность зависимости для LC LMS алгоритма связана с тем, что при применении данного метода необходимо подбирать шаг сходимости для каждого значения входной мощности помехи. (Представленная зависимость рассчитана при фиксированном шаге сходимости.) Это является одним из недостатков метода. Шаг сходимости для CMA алгоритма нормируется, поэтому для него была получена более равномерная зависимость.

И, наконец, были рассчитаны зависимости ОСШП от угла прихода помехи при фиксированном значении её входной мощности (30дБВт). Полученные результаты представлены на рис.3. Черная кривая соответствует CMA алгоритму, а красная - LC LMS.Видно, что алгоритм с линейными ограничениями достаточно хорошо подавляет помеху не только в боко-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

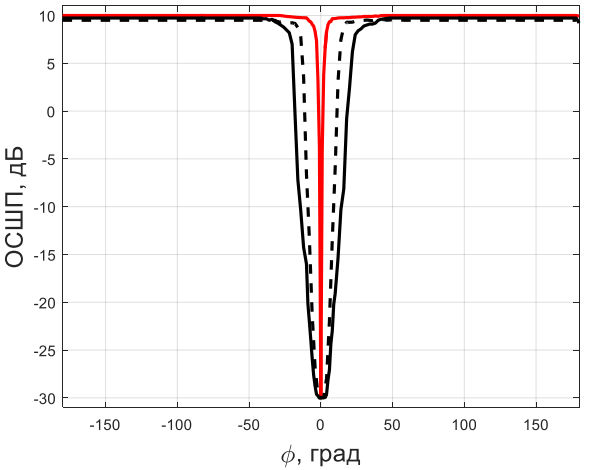


Рис. 3. Зависимость ОСШП от угла прихода помехи (черная кривая – CMA, красная – LC LMS, черный пунктир – CMA после увеличения числа итераций в 5 раз)

Fig. 3. SINR to the angle of arrival of interference curve (black line – CMA, red – LC LMS, black dotted line – CMA after increasing the number of iterations 5 times)

вых, но и в основном лепестке диаграммы направленности, что не скажешь о CMA алгоритме.При увеличении количества итераций в 5 раз (чёрная пунктирная кривая) CMA алгоритм начинает немного лучше фильтровать помеху в основном лепестке, однако всё равно уступает LC LMS алгоритму.

5. Практическая реализация пространственной фильтрации помех с помощью ЦАР

На основе результатов компьютерного моделирования для практической реализации был выбран метод стохастического градиента с линейными ограничениями. Эксперимент проводился следующим образом: на реальную ЦАР подавались с различных направлений полезный сигнал и помеха, записывались квадратуры принятой смеси на каждом антенном элементе, с помощью алгоритма пространственной фильтрации вычислялись оптимальные коэффициенты, которые затем засылались в ЦАР в качестве фазирующих. После этого увеличивалась мощность подаваемой помехи (уменьшалось отношение сигнал/помеха) до полной потери достоверного приёма. Вероятность ошибки при достоверном приёме, равная 10^{-4}, без пространственной фильтрации наблюдалась при входном ОСШП 7дБ. Значения практически измеренных ОСШП с применением алгоритмов пространственной фильтрации, при которых наблюдалась эта же вероятность ошибки, от угла прихода помехи (сигнал был выставлен на 0 градусов) приведены в таблице 1. Здесь же приведено полученное увеличение ОСШП за счёт использования пространственной фильтрации.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Таблица 1. Экспериментально измеренные адаптивные ОСШП в зависимости от угла прихода помехи

Table 1. Experimental adaptive SINR against the angle of arrival of interference

Угол прихода помехи, град Angle of interference	-5	-15	25	45	75	180
ОСШП, дБ SINR, dB	5	-13	-18	-21	-21	-21
Увеличение ОСШП, дБ Increasing SINR, dB	2	20	25	28	28	28

6. Заключение

В работе показаны преимущества применения адаптивных ЦАР в системах цифровой связи. С помощью компьютерного моделирования проведена оценка работы двух методов расчёта весовых коэффициентов восьмиэлементной кольцевой антенной решётки при разных сигнально-помеховых ситуациях и их сравнительный анализ. При этом установлено, что достаточно эффективным и наиболее приемлемым алгоритмом пространственной фильтрации для данных систем с точки зрения быстродействия, простоты реализации и эффективности пространственной фильтрации является метод стохастического градиента с линейными ограничениями. Экспериментально на реальной антенной системе проверена работа данного метода в случае воздействия одной помехи, попадающей как в боковые, так и в основной лепесток диаграммы направленности. Полученные практические результаты показали, что применение данного алгоритма позволяет подавить помеху, поступающую вне основного лепестка или на скате основного лепестка на 28дБ.

Список литературы

[1] Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решётках / М.В. Ратынский. – М.: Радио и связь, 2003. – 200с.

[2] Frost O.L. An algorithm for linearly constrained adaptive array // Proc. IEEE. – 1972. – Vol.68, No.8. – pp.926-935.

[3] Terichler J.R., Larimore M.G. New processing techniques based on the constant modulus adaptive algorithm // IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Proces. – 1985. - Vol. 33. - pp. 420-431.

References

[1] Ratynskiy M.V. *Adaptation and supersolution in antenna arrays*. Moscow: Radio i Svyaz, 2003. 200p. (In Russian).

[2] Frost O.L. An algorithm for linearly constrained adaptive array. Proc. IEEE., 1972, vol. 68, no.8, pp.926 - 935.

[3] Terichler J.R., Larimore M.G. New processing techniques based on the constant modulus adaptive algorithm. *IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Proces.*, 1985, vol. 33, pp. 420-431.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Patch antenna for marine autonomous measurement platforms

[1,2]Bezgin A.A., [1]Savochkin A.A.
[1]*Sevastopol State University*
Sevastopol, 299053, Russian Federation
bezghinaa@gmail.com
[2]*Marine Hydrophysical Institute RAS*
Sevastopol, 299011, Russian Federation

Abstract: *The article deals with the results of design patch antenna for marine terminals Iridium satellite communications system. There are considered two ways to create circular polarization from a single point and two-point supply. A two-point power system has been selected to provide better matching and emission characteristics. A phase shift of 90 degrees is formed between the feeding points. The results of antenna modeling in the CAD FEKO package are presented. A layout of the printed antenna was created and measured it radiation pattern and VSWR.*

Keywords: *patch antenna, circular polarization, satellite communication system Iridium, CAD FEKO.*

Печатная антенна для морских автономных измерительных платформ

[1,2]Безгин А.А., [1]Савочкин А.А.
[1]*Севастопольский государственный университет*
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
bezghinaa@gmail.com
[2]*Морской гидрофизический институт РАН*
г. Севастополь, 299011, Российская Федерация

Аннотация: *В докладе представлены результаты проектирования печатной антенны для морских терминалов спутниковой системы связи Iridium. Рассмотрены два способа создания круговой поляризации: с одноточечным и двухточечным питаниями. Ввиду обеспечения лучших характеристик излучения и согласования антенны выбрана двухточечная схема питания, в которой формируется сдвиг фаз между точками питания 90 градусов. Представлены результаты моделирования антенны в пакете CAD FEKO. Создан макет печатной антенны и проведены измерения диаграммы направленности и КСВ макета.*

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

Ключевые слова: печатная антенна, круговая поляризация, спутниковая система связи *Iridium*, *CAD FEKO*.

1. Введение

На сегодня создана и введена в действие международная глобальная наблюдательная буйковая сеть, включающая около 8000 различных измерительных платформ (дрейфующие и якорные буи, профилирующие поплавки *Argo*, фиксированные платформы). В состав сети также используются спутниковые системы связи (*Iridium* и *Argos*) для передачи данных и системы позиционирования *GPS* и Глонасс для трассировки буев. Спутниковая система *Iridium* применяется в тех случаях, когда необходимо обеспечить оперативную доставку измеренных данных пользователю [1].

В качестве антенны для работы передатчиков предлагается использовать печатную антенну. Печатные антенны находят широкое применение в различных радиоэлектронных устройствах и системах благодаря их миниатюрности и высокой технологичности. Интерес к этим антеннам обусловлен перспективами их использования в системах спутниковой навигации и системах связи (*GPS*, ГЛОНАСС, *Galileo*, *Argos* и др.) и системах радиочастотного распознавания объектов [2, 3]. Особое место среди них занимают антенны круговой поляризации.

Печатные антенны в основном ведут себя как резонаторы, это ведет к сужению полосы рабочих частот, наиболее часто до нескольких процентов. Антенны круговой поляризации обычно отличаются от аналогичных антенн линейной поляризации большими габаритами и более сложными схемами питания [2].

Печатный излучатель с круговой поляризацией может быть реализован в виде одно- и двухканального варианта. Одноканальная схема является более узкополосной. При двухканальной схеме каждый из каналов при излучении волн круговой поляризации настраивают на одну частоту. Для создания круговой поляризации волн канальные токи должны иметь одинаковые амплитуды и разность фаз равную 90 градусов [2].

2. Одноканальный вариант подключения излучателя

На рис. 1 изображена функциональная схема одноканальной антенны круговой поляризации с круговым излучателем [4]. Для создания поля круговой поляризации усечены края излучателя с двух сторон. Для уменьшения размеров антенны использован фольгированный СВЧ диэлектрик *TMM*6 фирмы *Rogers* с относительной диалектической проницаемо-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

стью ε=6. Радиус излучающего диска определен по формуле $r_{изл} \approx \lambda / 4\sqrt{\varepsilon}$. Для центральной частоты *Iridium* 1620 МГц получено, что $r_{изл}$=19 мм.

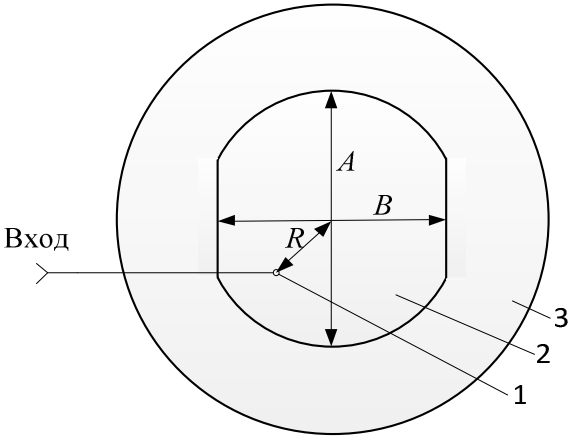


Рис. 1. Схема одноканальной антенны круговой поляризации
(1 — точка подключения питания, 2 — излучающий элемент, 3 — экран)

Fig. 1. Chain diagram of one feed circular polarization antenna
(1 — feed point, 2 — emitter, 3 — reflector)

В ходе исследований выполнено моделирование работы антенны в пакете *CAD FEKO*. Геометрические размеры антенны уточнены в процессе моделирования, и получено, что *A*=45,5 мм и *B*=42,5 мм, а экран имеет диаметр *D*=67 мм. На рис. 2 (линия 1) показана рассчитанная в *CAD FEKO* частотная зависимость КСВ модели антенны. Моделирование показало, что в полосе работы системы *Iridium* (1615…1625) МГц КСВ не превышает 1,4. На рис. 3 показаны нормированные диаграммы направленности (ДН) в плоскостях φ=0° и φ=90° (a) и коэффициент эллиптичности (b) антенны на частоте 1620 МГц.

Недостатком одноканальной антенны такой конфигурации является ее резонансность. Небольшое изменение геометрических размеров приводит к сильному изменению резонансной частоты и коэффициента эллиптичности антенны, что затрудняет настройку антенны. Устранить этот недостаток позволяет двуканальный вариант подключения излучателя.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

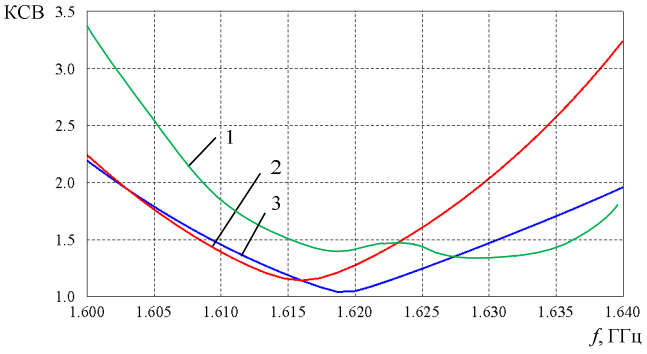


Рис. 2. Частотная зависимость КСВ модели антенны для одноканальной антенны (1), первого (2) и второго порта (3) двуканальной антенны

Fig. 2. Simulated SWR for single feed antenna (1), firs (2) and second (3) ports of two feed antenna

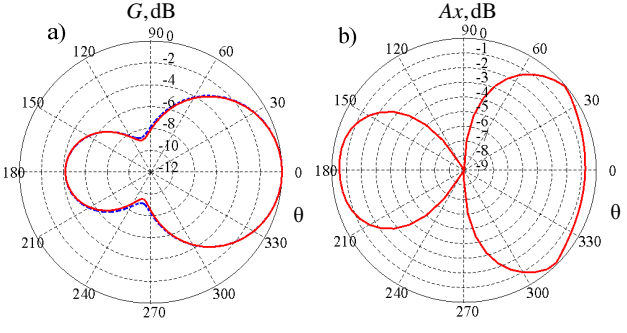


Рис. 3. Нормированные ДН модели антенны в плоскостях φ=0° и φ=90° (a) и коэффициент эллиптичности (b)

Fig. 3. Normalized radiation pattern in planes φ=0° и φ=90° (a) and axil ratio (b)

3. Двуканальный вариант подключения излучателя

На рис. 4 изображена функциональная схема двуканальной антенны круговой поляризации с круговым излучателем [5]. Исходный размер излучателя рассчитан ранее и составляет $r_{изл}$=19 мм. В ходе моделирования *CAD FEKO* геометрические размеры были уточнены для удовлетворения необходимых характеристик в диапазоне частот (1615…1625) МГц. Излучающий элемент имеет радиус $r_{изл}$=21 мм, а экран диаметр D=67 мм. На обратной стороне экрана размещен интегральный делитель мощности, который обеспечивает фазовый сдвиг между каналами 90°. Точки подключения питания смещены от центра излучателя на расстояние F=4,2 мм.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

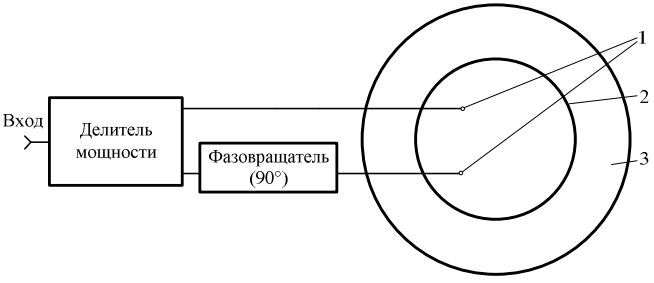


Рис. 4. Функциональная схема двуканальной антенны круговой поляризации
(1 — точки подключения питания с разностью фаз 90°, 2 — излучающий элемент, 3 — экран)
Fig. 4. Chain diagram of two feed circular polarization antenna
(1 — feed point with phase difference 90°, 2 — emitter, 3 — reflector)

На рис. 2 (линии 2 и 3) показаны рассчитанные в *CAD FEKO* частотные зависимости КСВ портов модели антенны. В полосе работы системы *Iridium* КСВ не превышает 1,3. Предполагаем, что отличие характеристик портов обусловлено не идеальностью расчетной методики *CAD FEKO*. На рис. 5 показаны нормированные диаграммы направленности в плоскостях φ=0° и φ=90° (a) и коэффициент эллиптичности (b) антенны на частоте 1620 МГц. Антенна формирует слабонаправленное излучение, коэффициент эллиптичности в главном направлении составил –1,7 дБ.

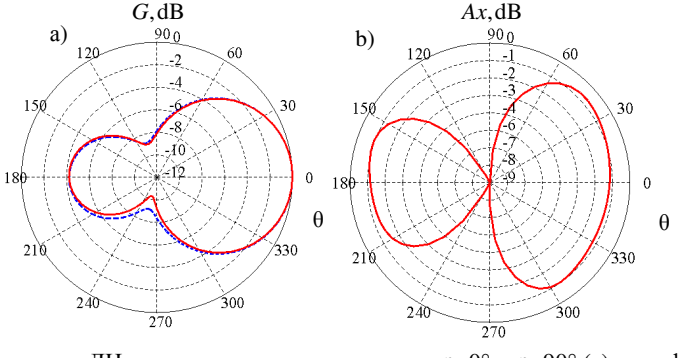


Рис. 5. Нормированные ДН модели антенны в плоскостях φ=0° и φ=90° (a) и коэффициент эллиптичности (b)
Fig. 5. Normalized radiation pattern in planes φ=0° и φ=90° (a) and axil ratio (b)

По результатам моделирования был разработан и изготовлен макет антенны, фотография которого приведена на рис. 6.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

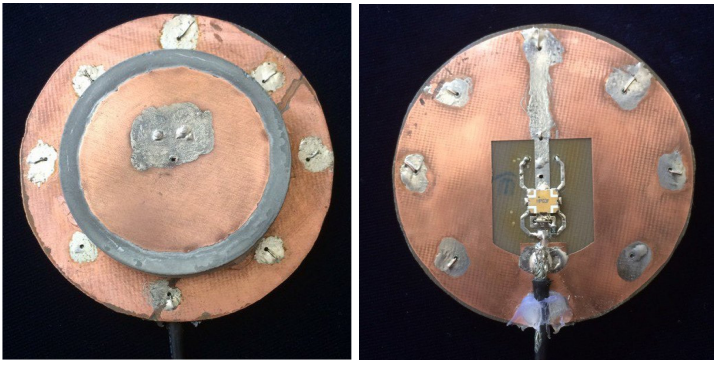


Рис. 6. Макет антенны

Fig. 6. The prototype of antenna

Излучатель антенны выполнен из двухстороннего СВЧ диэлектрика *TMM*6 толщиной 6,25 мм. Экран изготовлен из фольгированного текстолита толщиной 1 мм. Сигнал подводится с помощью кабеля с разъемом *SMA*. На обратной стороне экрана установлен интегральный делитель *HPG3F*.

Измерение входных характеристик антенны выполнено анализатором цепей *N*5242*A* фирмы *Keysight Technologies*. Уровень КСВ в полосе частот (1615…1625) МГц не превышает 1,03. На рис. 7 показаны экспериментальные нормированные диаграммы направленности макета в плоскостях φ=0° и φ=90° на частоте 1620 МГц.

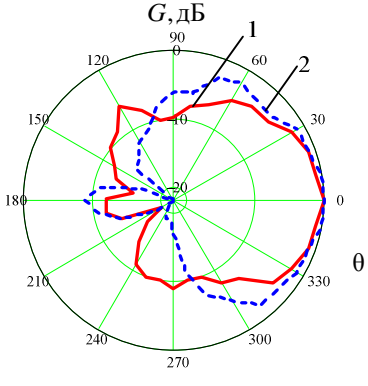


Рис. 7. Экспериментальные ДН антенны (1 — плоскость φ=0°, 2 — плоскость φ=90°)

Fig. 7. Measured radiating pattern (1 — plane φ=0°, 2 — plane φ=90°)

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Заключение

Таким образом, в результате выполнения работы созданы модели в *CAD FEKO* и изготовлен макет антенны круговой поляризации для морских терминалов спутниковой системы связи *Iridium*, выполнено экспериментальное исследование макета антенны. Антенна имеет малые геометрические размеры и обеспечивает формирование поля круговой поляризации с требуемой диаграммой направленности во всей рабочей области углов при хорошем согласовании.

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. Vol. 31, P. 949–955.

[4] Савочкин А.А., Копцев П.А., Абдулгазиев О.Р. Обоснование методики определение местоположения объектов с использованием технологии радиочастотной идентификации // Материалы XI международной научно-практической конференции «21 век: фундаментальная наука и технологии». 2017. С. 140-142.

[5] Безгин А.А., Савочкин А.А. Разработка антенны круговой поляризации для спутниковой системы связи Iridium // Мат. 6-ой всероссийской конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ». 2016. Т. 1. № 1 (1). С. 331-335.

References

[1] Bezgin A.A., Savochkin A.A. [The dual-band patch antenna for marine terminals satellite system Argos-3] // *Proceedings of the 4th Conference «Electronics and Microelectronics Microwave»*, 2015, pp. 268 - 271. (In Russian)

[2] Bezgin A.A., Savochkin A.A. [Circular polarized patch antenna for Argos-2] // *Proceedings of the 5th Conference «Electronics and Microelectronics Microwave»*, 2016, pp. 301 - 304. (In Russian)

[3] Savockin A.A., Kopcev P.A., Abulgaziev O.R. [Justification of methods locating objects using radio frequency identification technology] // *Proceedings of Conference «21 century: fundamental science and technology»*, 2017, pp. 140 - 142. (In Russian)

[4] Sharma P. C., Gupta K.C. Analysis and optimized design of single feed circularly polarized microstrip antenna // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1983. Vol. 31. P. 949–955.

[5] Bezgin A.A., Savochkin A.A. [Development of the circular polarization antenna for satellite communication system Iridium] *Proceedings of the 6th Conference «Electronics and Microelectronics Microwave»*, 2016, vol.1 (1), T.1, pp. 331 - 335. (In Russian)

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Circular Polarization Antenna of the Reader of Automatic Mooring System

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

Abstract: *In the report reviewed the dependence of the reader's antenna with circular polarization of the automatic mooring system characteristics from the mutual location of radiating structures in the form of two microstrip antennas. The main idea of the research is to achieve a large transient attenuation, which wouldn't depend on the polarization components.*

Keywords: *reader, circular polarization, automatic mooring system.*

Антенна круговой поляризации считывателя системы автоматического причаливания

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

Аннотация: *В докладе проведен обзор зависимости характеристик антенны круговой поляризации считывателя системы автоматического причаливания от взаимного расположения излучающих структур в виде двух микрополосковых антенн. Основная идея исследования — добиться большого переходного затухания, которое бы не зависело от поляризационных компонент.*

Ключевые слова: считыватель, круговая поляризация, система автоматического причаливания.

1. Введение

Ключевым элементом любой радиотехнической системы является приемопередающая антенна [1]. Качественные показатели всей системы закладываются при проектировании и часто определяются параметрами антенны. В последнее время в радиотехнических системах используются микрополосковые антенны [2]. Данные антенны являются компактными, технологичными в производстве. Комбинацией излучающих структур

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

микрополосковой антенны можно достичь требуемых показателей излучения и обеспечить требуемые входные характеристики [2].

Для улучшения качественных показателей системы позиционирования объектов в рамках работы системы автоматического причаливания судна было предложено использовать волны круговой поляризации [3, 4]. При этом в считывателях системы позиционирования должны использоваться антенны круговой поляризации, а в транспондерах системы — антенны линейной поляризации [3, 4].

В работе исследуется антенна круговой поляризации считывателя системы автоматического причаливания, построенная с использованием техники микрополосковых структур. Режим работы с круговой поляризацией обеспечивается подключением к портам излучающих структур квадратурных направленных ответвителей Ланге.

В работе моделируются две излучающие структуры: исследуемая и вспомогательная. Эти же структуры при работе считывателя системы автоматического причаливания выступают в качестве передающей и приемной антенн.

Излучающие структуры антенны считывателя расположены в одной плоскости, что дает возможность создания единой структуры в среде AWR Microwave Office. Известно, что элементы микрополосковой структуры не излучают в плоскости своего расположения, но нам важно проследить не абсолютное значение коэффициента передачи, а его относительное изменение.

Ранее проведено моделирование активной приемопередающей антенны в режиме работы с линейной поляризацией [5], а также при осесимметричном расположении двух излучающих структур квадратной формы.

При дальнейших исследованиях было установлено, что при возбуждении в одних и тех же излучающих структурах волн различных линейных поляризаций (горизонтальной и вертикальной) переходные затухания между излучающими структурами существенно отличались. Так отличие переходного затухания по двум компонентам (для двух поляризаций) составило порядка 10 дБ. Различие в переходных затуханиях для разных поляризаций излучения представляется очевидным, если обратится к процессу излучения электромагнитных волн, осуществляемому микрополосковыми антеннами. Как хорошо известно [2], излучение в микрополосковой антенне осуществляется противоположными щелями, образованными кромкой микрополосковой антенны и экранирующей пластиной. Различное взаимное расположение излучающих щелей (разные кромки одной и той же микрополосковой антенны) даст различное переходное затухание.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Отличие в переходных затуханиях по обоим поляризационным компонентам негативно скажется на работе системы позиционирования в целом. Поэтому принято решение повернуть соседние излучающие структуры (микрополосковые антенны) друг относительно друга на 45°.

2. Описание модели микрополосковой антенны

Так как в среде AWR Design Environment шаг сетки фиксирован, то разворот излучающих элементов антенны на 45° приводит к тому, что элементарные ячейки излучающей структуры не попадают в координаты сетки. При этом моделирование такой структуры оказывается невозможным. Для решения этой проблемы было принято решение расположить излучающие структуры со сдвигом одной структуры по одной из осей таким образом, чтобы они оказались развернутыми друг относительно друга на 45°.

На рис. 1 показано расположение электромагнитных излучающих структур микрополосковой антенны.

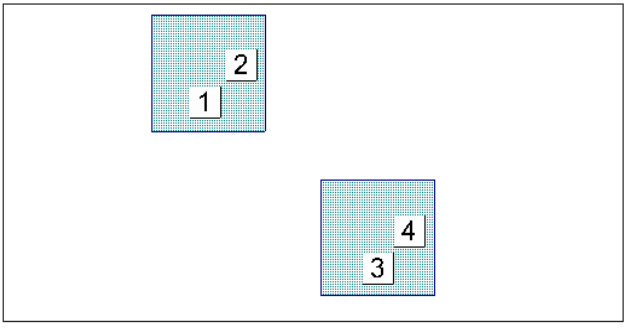


Рис. 1. Электромагнитная структура микрополосковой антенны.

Fig. 1. The electromagnetic structure of microstrip antenna

Структуры расположены на диэлектрической подложке с экранирующей пластиной. Порты 1, 2, 3, 4 представляют собой 50-тиомные высокочастотные разъемы подачи и приема радиочастотных сигналов.

К портам 1 и 2, 3 и 4 подключены ответвители Ланге (рис. 2), которые обеспечивают возбуждение излучающих элементов в квадратуре. Это позволит проанализировать функционирование антенны в режиме круговой поляризации излучения.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

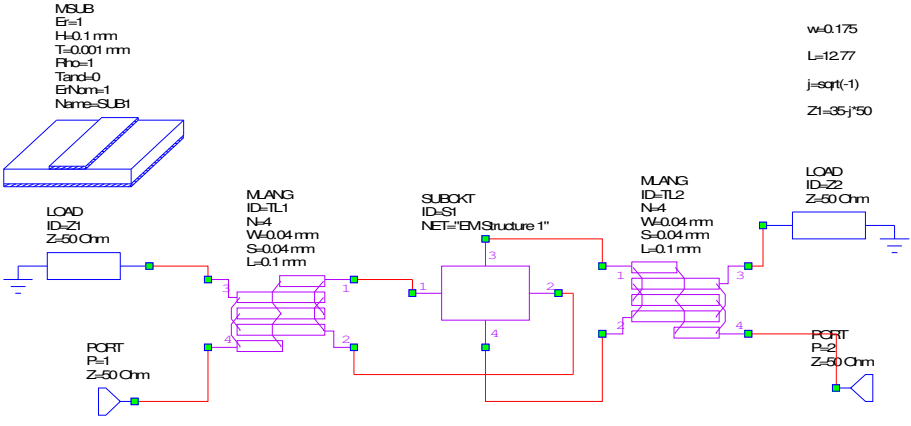


Рис. 2. Схема моделирования антенны круговой поляризации.
Fig. 2. The scheme of circular polarization antenna modeling

3. Результаты моделирования

На рис. 3 показано изменение коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВ) в полосе исследуемых частот.

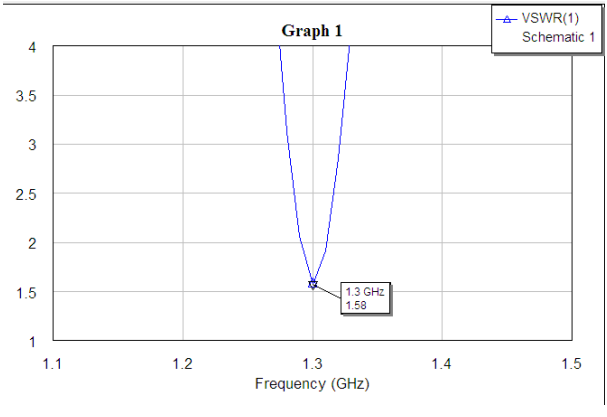


Рис. 3. Изменение КСВН в полосе частот.
Fig. 3. VSWR changing in a frequency band

Обычно приемлемые значения КСВ лежат в пределах от 1,1 до 2,0. Значение КСВ на частоте 1,3 ГГц составило 1,58. Это значение КСВ не является лучшим. Совершенно очевидно, что более тщательным подбором точек подключения мостов Ланге к излучающим структурам можно дос-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

тичь значения КСВ на центральной рабочей частоте 1,1 и лучше. Однако на данный момент задача достижения наименьшего значения КСВ не ставилась.

На рис. 4 показаны изменения активного и реактивного сопротивлений антенны. Видно, что реальное сопротивление на частоте 1,3 ГГц составляет 77,05 Ом, что и дало указанное выше значение КСВ.

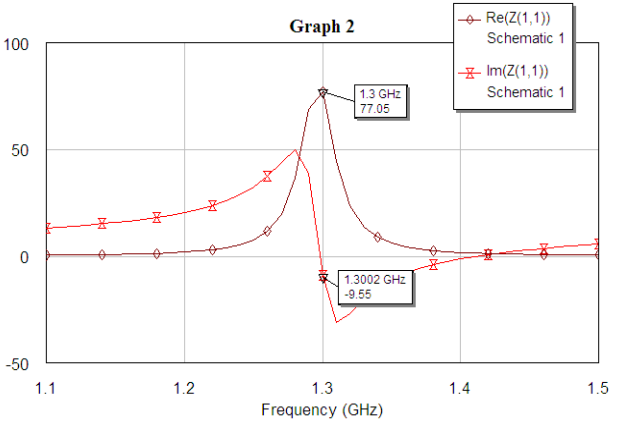


Рис. 4 Изменение активного и реактивного сопротивлений антенны

Fig. 4 The changing of antenna active resistance and reactance

На рис. 5 показаны частотные зависимости переходных затуханий между излучающими структурами для различных поляризационных компонент.

На графиках рис. 5 показаны переходные затухания с 1-го порта на 3-й, со 2-го на 4-й, и в обратном направлении.

Из рис. 5 видно, что частотные изменения значений коэффициента передачи с 1-го порта на 3-й совпадает с изменением значений коэффициента передачи с 3-го порта на 1-й, аналогично и для портов 2 и 4. Это значит, что антенна работает как на прием, так и на передачу одинаково эффективно.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

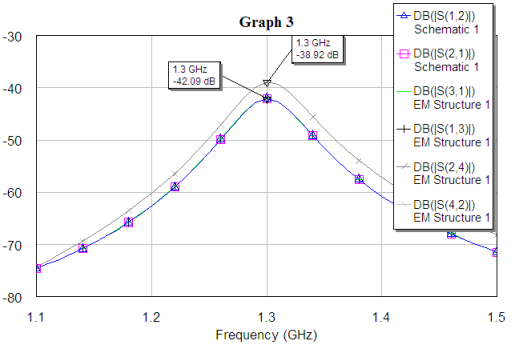


Рис. 5. Частотные зависимости переходных затуханий поляризационных компонент.

Fig. 5 Frequency dependencies of coupling losses of polarization components

Значение коэффициента передачи на исследуемой частоте 1,3 ГГц для портов 1 и 3 составило –42,09 дБ, для портов 2 и 4 составило –38,92 дБ. Таким образом, отличие в переходном затухании для двух поляризационных компонент составило не более 3 дБ, что является приемлемым для нормального функционирования системы позиционирования объектов в рамках работы ситемы автоматического причаливания беспилотного судна. Различие в переходных затуханиях для двух поляризационных компонент в 3 дБ обеспечит приемлемое подавление мешающих сигналов, осуществояемое при использовании волн круговой поляризации [3].

4. Заключение

Таким образом, в работе исследовано функционирование антенны считывателя системы локального позиционирования, обеспечивающей работу системы автоматического причаливания. Антенна построенна с использованием техники микрополосковых структур. Проведено моделирование работы антенны в режиме круговой поляризации. Построенные графики коэффициентов передачи показывают, что при проектировании подобных антенн необходимо изменить взаимное расположение двух излучающих структур для того, чтобы добиться большего переходного затухания, которое было бы одинаковым для обоих поляризационных компонент электромагнитной волны.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при государственной поддержке в ходе выполнения НИР № 5.6208.2017/8.9 в рамках базовой части государственного задания РФ.

Список литературы

[1] 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.

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

[3] Патент на изобретение № 2594345, Россия. МПК G01R 29/08, G01S 13/00, G01S 13/32. Широков И. Б. Способ увеличения дальности действия и увеличения точности измерения расстояния системы радиочастотной идентификации и позиционирования. Опубл. 10.08.2016, Бюл. №22.

[4] Shirokov I. B., Gimpilevich Yu. B. “The Increasing of Positioning Accuracy of Microwave RFID System,” IEEE Proc. 2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC2015), Jinling Hotel, Nanjing, China, Dec. 6-9, 2015, pp. 1-3.

[5] Широков И. Б., Устименко Е. А., Галайба А. С. Активная приемо-передающая антенна. Труды 26-й Междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо’2016). Севастополь, Крым, Россия, 4—10 сентября 2016. — С. 958 — 964.

References

[1] Voskresensky D.I., Gostyukhin V.L., Maksimov V.M. Ponomarev L.I. Microwave devices and antennas // Textbook. - 2nd edition, revised and supplemented //M .: Radiotekhnika, 2006. — 376 p. (In Russian)

[2] Panchenko B.A., Nefedov E.I. Microstrip antennas // M .: Radio and Communications, 1986. — 144 p. (In Russian)

[3] Pat. # 2594345, Russia. IPC G01R 29/08, G01S 13/00, G01S 13/32. Shirokov I. B. The method of increasing the range and increasing the accuracy of measuring the distance of the system of radio frequency identification and positioning. Pub. 10.08.2016, Bul. #22.

[4] Shirokov I. B., Gimpilevich Yu. B. “The Increasing of Positioning Accuracy of Microwave RFID System,” IEEE Proc. 2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC2015), Jinling Hotel, Nanjing, China, Dec. 6-9, 2015, pp. 1-3.

[5] Shirokov I. B., Ustimenko E. A., Galaiba A. S. Active receive-transmit antenna. Proc. of the 26th Int. Conf. “Microwave & Telecommunication Technologies” (CriMiCo’2016). Sevastopol, Crimea, Russia, September 4—10, 2016, P. 958 — 964.

Acknowledgement

Work has been carried out at the State support in a framework of implementation of Project # 5.6208.2017/8.9 of base part of the State task of the Russian Federation.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Effect of transceiver failures in ring digital antenna array on its main parameters

Zhanetta V.Shaposhnikova, Ekaterina V. Averina, Nikolay O. Levenkov
Joint Stock Company "Concern "Sozvezdie"
Voronezh, 394018, Russian Federation
zhanetta_sh@mail.ru

Abstract: *The changing of main parameters of eight-elements ring digital scanning antenna array in condition of failures in one or two transceivers was considered. Both theoretical research and experimental measurements of real digital antenna array were represented in work. This results show that in case of failures in one transceiver the system parameters lightly become worse only in direction of radiation of given element. In case of failures in two modules value of system parameters changing is highly depend on relative location of this modules.*

Keywords: *Ring digital antenna array, transceiver module, gain, level of side lobes.*

Влияние отказов приёмо-передающих модулей кольцевой цифровой антенной решётки на её основные характеристики

Шапошникова Ж.В., Аверина Е.В., Левенков Н.О.
АО «Концерн «Созвездие»
г. Воронеж, 394018, Российская Федерация
zhanetta_sh@mail.ru

Аннотация: *Рассматривается изменение основных характеристик восьмиэлементной кольцевой цифровой сканирующей антенной решётки при отказе одного или двух приёмо-передающих модулей. В работе представлены результаты как теоретических исследований, так и экспериментальных измерений, которые показали, что при выходе из строя одного модуля параметры системы ухудшаются незначительно. Величина изменения параметров системы при отказе двух модулей в значительной степени зависит от их взаимного расположения.*

Ключевые слова: *кольцевая цифровая антенная решетка, приёмо-передающий модуль, диаграмма направленности, коэффициент усиления, уровень боковых лепестков.*

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

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. Они позволяют не только концентрировать передаваемую энергию в заданном направлении, но и проводить пространственное сканирование, «перенацеливая» диаграмму направленности (ДН) с одного абонента на другого. В цифровой антенной решётке (ЦАР) к каждому излучающему элементу подключен независимый приёмо-передающий модуль (ППМ), а диаграммообразование происходит на цифровом уровне. Это позволяет применять в таких системах пространственно-временные цифровые методы обработки сигнала и повысить помехоустойчивость и разведзащищённость устройства. Для систем радиосвязи рационально использовать кольцевые ЦАР с небольшим числом излучателей [1].

Ещё одним преимуществом ЦАР является повышение надёжности функционирования, так как при отказе некоторых её модулей устройство не перестаёт работать, а лишь ухудшаются его характеристики. Поэтому в работе ставилась задача рассмотреть изменение основных характеристик восьмиэлементной кольцевой ЦАР при отказе одного или двух ППМ.

2. Причины возникновения отказов модулей ЦАР

В процессе эксплуатации радиотехнического средства (РТС) возможно нарушение работы его отдельных составных частей, функциональных узлов, блоков, приёмо-передающих модулей, приводящим к неисправностям в системе формирования луча. Иногда замена или ремонт отказавших частей в данный момент функционирования существенно затруднен. Тогда возникает вопрос о возможности дальнейшей эксплуатации РТС в экстремальных условиях, который можно решить проанализировав влияние отказов ППМ на основные характеристики системы.

О необходимости контроля за характеристиками антенных систем в процессе эксплуатации указывается в ряде публикаций. Так в [2,3] рассматриваются различные методы и алгоритмы адаптации антенных решёток к техническому состоянию и окружающей обстановке, которые реализуются в исправных антеннах. В работах [4,5] разрабатываются методы и алгоритмы адаптации к техническому состоянию и помеховой обстановке

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

фазированной антенной решётки, часть излучателей которой не возбуждаются, а в запитанных излучателях имеются ошибки в реализации амплитудно-фазового распределения. Однако рассматриваемые в работах системы являются линейными с большим количеством излучателей. Что касается кольцевых ЦАР, то на сегодняшний день вопрос влияния отказов ППМ на характеристики данной системы мало исследован.

Как известно [1], в выражение для определения дальности радиосвязи в условиях воздействия помех для приемной системы входят коэффициент усиления антенны по боковым лепесткам и отношение сигнал/шум на выходе приемного устройства, а для передающей системы определяющими параметрами являются коэффициент усиления антенны по основному лепестку и ширина основного лепестка ДН. Поэтому в работе будут анализироваться изменения именно этих характеристик.

3. Моделирование отказов приёмо-передающих модулей в радиомодеме с ЦАР

Исследуемый радиомодем, выполненный на основе кольцевой эквидистантной восьмиэлементной ЦАР. Общий вид радиомодема представляет собой гексообразное основание, в котором расположены восемь ППМ, блок цифровой обработки сигнала, синтезатор, и восемь антенных элементов в виде диполей. Устройство имеет встроенную систему функциональной диагностики, которая осуществляет контроль за работой ППМ.

В процессе моделирования рассматривались различные варианты отказов ППМ и оценивались характеристики исследуемого радиомодема с ЦАР при различных значениях направления связи (угла фазирования ϕ). В качестве основных параметров анализировалось изменение уровня и ширины основного лепестка диаграммы направленности, уровня боковых лепестков, уровня выходного отношения сигнал/шум приёмной системы. Полученные результаты представлены на рис.1-4. При этом ширина диаграммы направленности исправной системы составляла 40°, а относительный уровень максимального бокового лепестка -7,5дБ.

Сначала проанализируем изменение характеристик при отказе одного ППМ, который соответствует нулевому углу фазирования (чёрные кривые). Из полученных результатов видно, что для данной ситуации коэффициент усиления уменьшается на 1,5дБ при углах фазирования от -50° до 50°, менее 1дБ при углах фазирования от 150° до 210° и около 1 дБ в остальных случаях. Поведение изменения выходного отношения сигнал/шум от угла фазирования аналогично, только максимальное уменьше-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

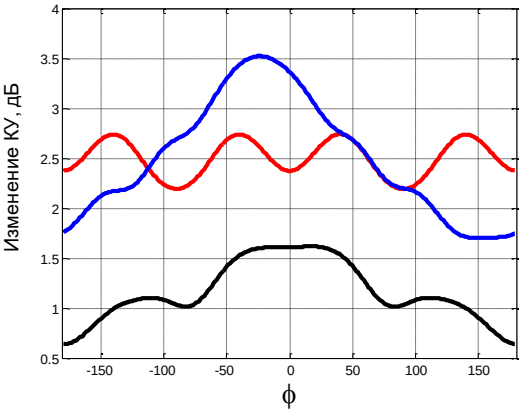


Рис. 1. Зависимость изменения коэффициента усиления системы от угла фазирования

Fig. 1. Dependence of system gain changing from phasing angle

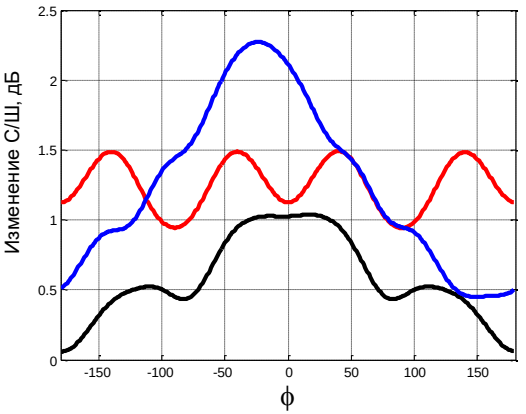


Рис. 2. Зависимость изменения выходного отношения сигнал/шум системы от угла фазирования

Fig. 2. Dependence of output signal-to-noise ration from phasing angle

ние величины составляет 1дБ, а минимальное – 0дБ при углах фазирования, противоположных углу расположения отказавшего модуля.Ширина ДН при отказе одного ППМ как уменьшается, так и увеличивается до 46° в зависимости от выбранного направления связи. Уровень максимального бокового лепестка также принимает различные значения, достигая -4дБ при углах фазирования близких к углу расположения отказавшего модуля.

Далее анализировалось изменение характеристик при отказе двух рядом расположенных ППМ (синие кривые). Полученные результаты показали, что для данной ситуации максимальное уменьшение коэффициента усиления на 3,5дБ наблюдается при углах фазирования от -50° до 0°, далее эта величина уменьшается, достигая минимального значения 1,7дБ при углах фазирования от 120° до 180°. Поведение изменения выходного отношения сигнал/шум от угла фазирования аналогично, только максимальное уменьшение величины составляет 2,2дБ, а минимальное – 0,5дБ при углах фазирования, противоположных углам расположения отказавших модулей. Ширина ДН при отказе двух ППМ претерпевает значительные колебания в зависимости от направления связи, изменяясь от 35° до 55°. Уровень максимального бокового лепестка также принимает различные значения, достигая -4дБ при углах фазирования близких к углам расположения отказавших модулей.

И, наконец, красные кривые на рисунках соответствуют ситуации, когда отказали два модуля, расположенные противоположно. Из получен-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

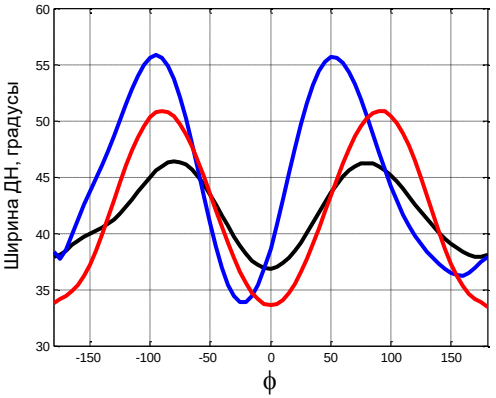


Рис. 3. Зависимость ширины диаграммы направленности системы от угла фазирования

Fig. 3. Dependence of width system pattern from phasing angle

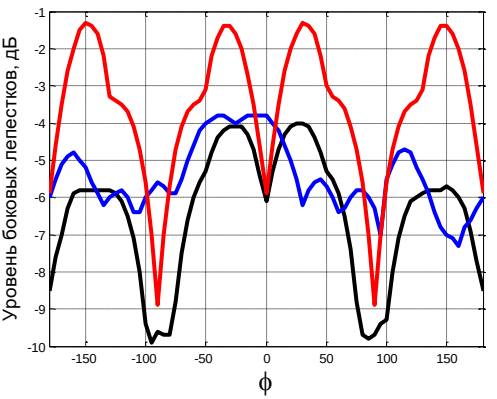


Рис. 4. Зависимость уровня максимального бокового лепестка от угла фазирования

Fig. 4. Dependence of maximum side lobe level from phasing angle

ных графиков видно, что в данном случае зависимости уменьшения коэффициента усиления и выходного отношения сигнал/шум от угла фазирования незначительно изменяются (на 0,25дБ) от фиксированной величины: 2,5дБ - для коэффициента усиления и 1,25дБ – для отношения сигнал/шум. Ширина ДН, как и в предыдущем случае изменяется значительно от 34° до 51°. Также видно, что данная ситуация характеризуется наибольшим увеличением максимального уровня бокового лепестка, который достигает значения -1,5дБ при различных углах фазирования.

4. Сравнительный анализ теоретических и экспериментальных данных

Для проверки данных, полученных в результате компьютерного моделирования, был проведён натурный эксперимент по измерению характеристик системы. В ходе исследования были измерены характеристики реального радиомодема, выполненного на основе кольцевой восьмиэлементной эквидистантой ЦАР. В процессе эксперимента отключался ППМ, отвечающий за нулевой угол фазирования, и два рядом расположенных модуля. В таблице 1 приведён сравнительный анализ основных параметров системы при нулевом направлении связи.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Таблица 1. Основные характеристики системы при различных режимах работы

Table 1. The main system parameters under conditions of different modes

Режим работы Mode	Теоретические данные Theoretical data			Экспериментальные данные Experimental data		
	Чувствительность, мкВ Sensitivity, μV	Относительный уровень основного лепестка, дБ Relative level of main lobe, dB	Относительный уровень бокового лепестка, дБ Relative level of side lobe, dB	Чувствительность, мкВ Sensitivity, μV	Относительный уровень основного лепестка, дБ Relative level of main lobe, dB	Относительный уровень бокового лепестка, дБ Relative level of side lobe, dB
нормальный normal	2,5	0	-7,5	2,5	0	-6,2
отключен один модуль one transceiver off	2,8	-1,6	-5,2	3	-1,6	-4,6
отключены два модуля two transceivers off	3,2	-3,6	-3,8	3,6	-3,7	-2,1

Сравнительный анализ теоретически рассчитанных и экспериментально измеренных данных доказывает корректность и достоверность проведения компьютерного эксперимента, результаты которого могут быть использованы для принятия решения об условиях работы радиомодема с ЦАР.

5. Заключение

В работе проведён анализ изменения основных характеристик частично поврежденного радиомодема с ЦАР. При этом установлено, что потенциальные возможности его функционирования зависят от направления связи. Результаты моделирования и экспериментально измеренные данные показали, что при выходе из строя одного ППМ параметры системы в ограниченном секторе углов максимально сближены с параметрами исправного радиомодема, а при остальных углах фазирования изменяются незначительно. Система в этом случае способна функционировать без алгоритмов адаптации к изменившимся условиям. Отказ двух модулей значительно ухудшит характеристики. Причём, если модули расположены рядом, то наибольшее изменение будут претерпевать коэффициент усиле-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ния системы и её чувствительность при фазировании в направлении расположения отказавших элементов. При противоположном расположении отказавших модулей критичные изменения претерпевает уровень боковых лепестков, который можно снизить, применив адаптивные алгоритмы.

Приведенные в работе результаты позволяют предложить обобщенный алгоритм функционирования системы в экстремальных условиях, этапы которого выглядят следующим образом: периодический диагностический контроль состояния радиомодема, оценка изменения параметров системы с отказавшими ППМ, принятие решения о работе радиомодема в ограниченном секторе углов прихода сигнала. Алгоритм применим при решении задач адаптации поврежденных ЦАР к их техническому состоянию.

Список литературы

[1] Аверина Л.И. Увеличение помехоустойчивости системы радиосвязи за счёт амплитудно-фазового синтеза кольцевой антенной решётки / Л.И. Аверина, А.А. Гриднев, М.А. Корольков, Е.П. Никитенко, Ж.В. Шапошникова // Теория и техника радиосвязи. - 2016. - №2. - С. 5-11.

[2] Шишов Ю.А., Голик А.М., Клейменов Ю.А., и др. Адаптация управления ФАР по результатам встроенного контроля // Зарубежная радиоэлектроника. – 1990. - №9. – С. 69 – 89.

[3] Гусевский В.И., Лидский Э.А., Рыжков С.В. Принципы построения антенных систем, адаптивных к собственному состоянию // Радиотехника и электроника. – 1992. – Т. 37, №6. – С. 351-357.

[4] Есин С.В., Каганов В.И. Системы автоматического фазирования в передающих ФАР и устройствах сложения мощности СВЧ сигналов // Зарубежная радиоэлектроника. - 1986. - №8. - С. 39-48.

[5] Активные фазированные антенные решётки / Под. редакцией Д.И. Воскресенского, А.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004. – 488с.

References

[1] Averina L.I. i dr. [Increase of radio system noise immunity at the expense of phase amplitude synthesis of ring array] .Teorija i tehnika radiosvjazi, 2016, no.2, pp. 5-11. (In Russian).

[2] Shishov Ju.A., Golik A.M., Klejmenov Ju.A., i dr. [Adaptation of phased array management as a result of embedded control]. Zarubezhnaja radiojelektronika, 1990, no.9, pp. 69-89. (In Russian).

[3] Gusevskij V.I., Lidskij Je.A., Ryzhkov S.V. [Construction principles of array systems adaptive to their own state]. Radiotehnika i jelektronika, 1992, V.37, no.6, pp. 351-357. (In Russian).

[4] Esin S.V., Kaganov V.I. [Automatic phasing systems in transmitting phased array and in devices for adding signal power]. Zarubezhnaja radiojelektronika, 1986, no.8, pp. 39-48. (In Russian).

[5] Voskresenskiy D.I., Kanashchenkov A.I. *Active phased array antennas*. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2004, 488 p. (in Russian).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Flat Cavity Antenna phase characteristics

Bukharin V.A., Voytovich N.I.
FSAEI HE "South Ural State University (NRU)"
Chelyabinsk, 454080, Russian Federation
bukharinva@susu.ru

Abstract: *Results of a flat cavity antenna analysis are presented. The phase field characteristics of the first industrial sample of a flat cavity antenna are considered. The cavity antenna serves as the radiating element of the glide-slope array of the instrument landing system (ILS). The phase characteristics are obtained by the direct numerical methods. A comparative analysis of the phase characteristics in the near, intermediate and far zones is carried out. The main parameters of the flat cavity antenna are presented.*

Keywords: *phase characteristic, resonator, cavity antenna, partially transparent, ILS*

Фазовые характеристики плоской резонаторной антенны

Бухарин В.А., Войтович Н.И.
ФГАОУ ВО «Южно-Уральский государственный университет (НИУ)»
г. Челябинск, 454080, Российская Федерация
bukharinva@susu.ru

Аннотация: *Приведены результаты анализа плоской резонаторной антенны. Рассмотрены фазовые полевые характеристики первого промышленного образца плоской резонаторной антенны. Резонаторная антенна служит излучающим элементом антенной решётки глиссадного радиомаяка системы посадки самолётов формата ILS. Фазовые характеристики получены прямыми численными методами. Проведён сравнительный анализ фазовых характеристик в ближней, промежуточной и дальней зонах. Представлены основные параметры плоской резонаторной антенны.*

Ключевые слова: фазовые характеристики, резонатор, резонаторная антенна, частично прозрачная поверхность, система посадки по приборам.

1. Введение

Плоская резонаторная антенна (РА) служит излучающим элементом антенной решётки глиссадного радиомаяка (ГРМ). Глиссадный радиомаяк

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

входит в состав двухчастотного радиомаячного комплекса системы посадки метрового диапазона формата ILS III категории ICAO для аэродромов гражданской авиации, включая аэродромы с высоким уровнем снежного покрова и сложным рельефом местности. На рис. 1 изображён ГРМ.



а) *б)*

Рис. 1. Глиссадный радиомаяк.
Fig. 1. The Glide Path

Точностные характеристики ГРМ зависят от стабильности параметров излучающих элементов антенной решётки при воздействии на них внешних факторов окружающей среды. РА обладает уникальными свойствами, позволяющими в большой степени снизить влияние на характеристики ГРМ метеорологических факторов окружающей среды и подстилающей поверхности.

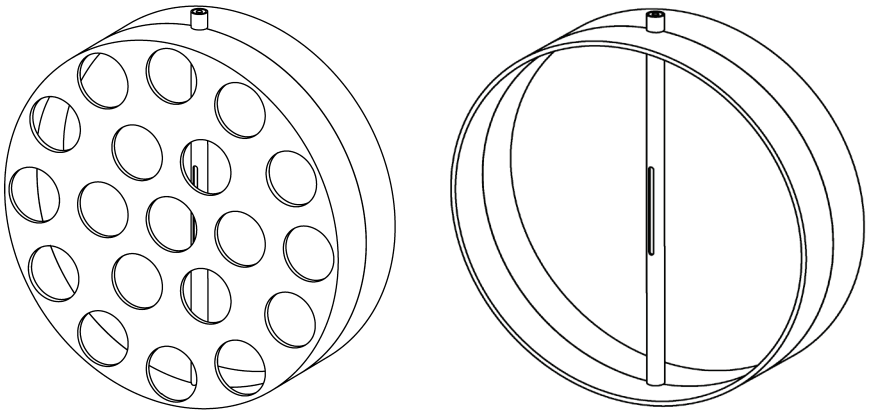
Большое значение для обеспечения точностных характеристик ГРМ в дальней зоне и их контроля в так называемом пункте вынесенного контроля, расположенном на расстоянии в несколько десятков длин волн от ГРМ, имеет фазовая характеристика излучающего элемента антенной решётки. Рассмотрим фазовые полевые характеристики первого промышленного образца плоской резонаторной антенны.

2. Исследуемая модель

Модель плоской резонаторной антенны изображена на рис. 2, *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

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

(рис. 2, *б*). В РА нет сложной диаграммообразующей схемы, распределяющей электромагнитную энергию между излучающими элементами. Роль делителя мощности выполняет резонатор. Роль излучающих элементов выполняют отверстия в плоской стенке цилиндрического резонатора. Излучающая апертура антенны в виде частично прозрачной стенки возбуждается синфазно основной резонансной модой цилиндрического резонатора антенны [1—4].



а) *б)*

Рис. 2. Резонаторная антенна.

Fig. 2. Cavity antenna design

Рассматривается РА (рис. 2), имеющая следующие размеры, измеряемые длиной рабочей волны λ: диаметр цилиндра 1,55λ; длина резонатора 0,497λ; толщина стенки частично прозрачной поверхности 0,00332λ; диаметр отверстий 0,2724λ. Излучающие отверстия расположены регулярно на двух окружностях радиусами 0,31λ и 0,62λ. Одно отверстие расположено в центре апертуры антенны.

Фазовые характеристики РА находятся из решения краевой задачи в строгой дифракционной постановке прямыми численными методами. Временная зависимость $e^{i\omega t}$. Краевая электродинамическая задача, сформулированная для непрерывного континуума, редуцируется к проекционно-сеточной модели. Сеточная модель строится с надлежащим выбором базисных и пробных функций, удовлетворяющих граничным условиям, условиям полноты и ортогональности, условиям излучения и условиям

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Мейкснера. Единственность решения и минимум невязки решения в выбранном конечномерном пространстве базисных функций гарантируется проекционным методом решения дифракционной задачи.

3. Практические результаты

В результате численных экспериментов получены основные характеристики плоской резонаторной антенны. На рис. 3 показаны фазовые характеристики РА. На рис. 4 изображена структура электромагнитного поля.

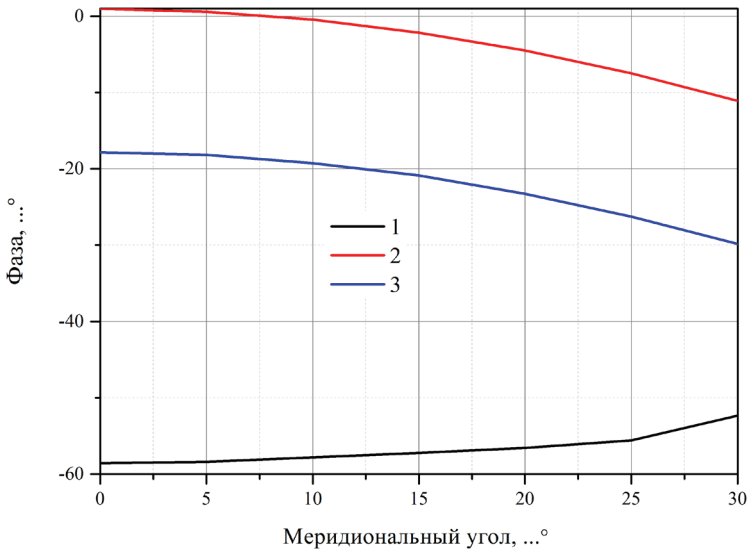


Рис. 3. Фазовые характеристики плоской резонаторной антенны.

Fig. 3. Flat Cavity Antenna phase characteristics

Фаза горизонтальной компоненты напряжённости электрического поля рассматривается в вертикальной плоскости (плоскость вектора напряжённости магнитного поля) в ближней (1), промежуточной (2) и дальней (3) зонах. Точка наблюдения находится от апертуры РА на расстояниях: 1 — 2,2λ, 2 — 22λ и 3 — 221λ. Меридиональный угол отсчитывается от нормали к поверхности апертуры резонаторной антенны.

Сравнительный анализ фазовых характеристик говорит о том, что резонаторная антенна формирует в ближней и промежуточной зонах ква-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

зиплоский фронт электромагнитных волн. В пределах главного лепестка амплитудной диаграммы направленности (ДН) фазовая ошибка не превышает 5 градусов.

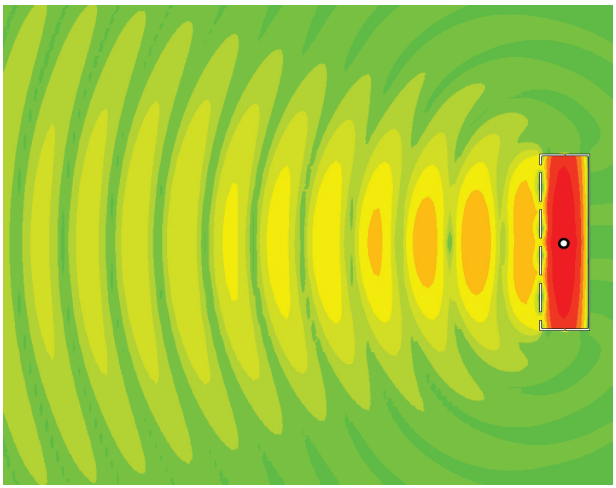


Рис. 4. Структура электромагнитного поля.

Fig. 4. Electromagnetic field structure

На рис. 5 изображены амплитудные ДН в плоскости вектора напряжённости магнитного (1) поля и в плоскости вектора напряжённости электрического (2) поля. Амплитудная ДН резонаторной антенны в рабочей плоскости имеет только один главный лепесток (без боковых лепестков). Ширина ДН по уровню половинной мощности в плоскости вектора напряжённости магнитного поля 43,8 градусов, ширина ДН по уровню половинной мощности в плоскости вектора напряжённости электрического поля 38,2 градуса. Уровень боковых лепестков в диапазоне меридиональных углов ±150 градусов: в плоскости вектора напряжённости магнитного поля минус 41,5 дБ; в плоскости вектора напряжённости электрического поля минус 22,3 дБ. Коэффициент направленного действия РА 13,3 дБ.

На рис. 1, *б* нижняя резонаторная антенна расположена вблизи подстилающей поверхности. Экспериментальные исследования подтверждают, что это практически не влияет на точностные характеристики глиссадного радиомаяка.

Отличительной особенностью антенны является полное подавление нежелательных сигналов вне рабочей полосы частот. Полоса пропускания

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

по уровню коэффициента стоячей волны 1,1 составляет 1,8 %, по уровню коэффициента стоячей волны 1,3 — 2,7 %.

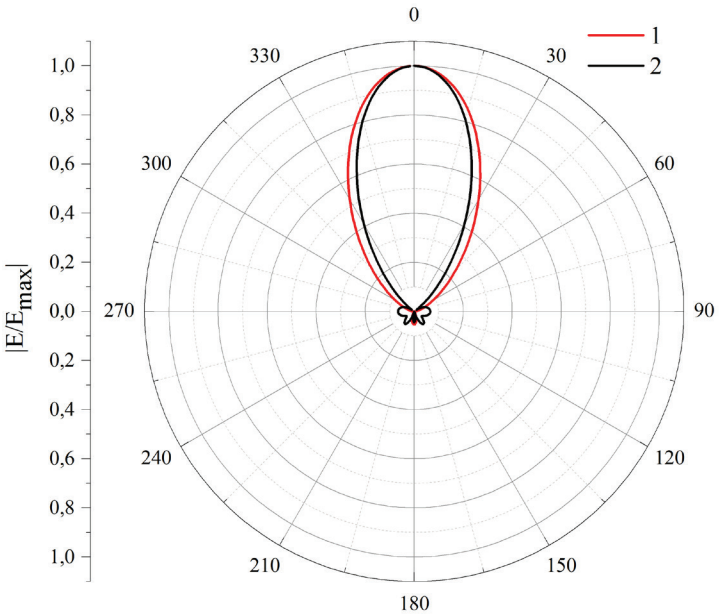


Рис. 5. ДН резонаторной антенны.

Fig. 5. Cavity antenna pattern

Простая конструкция РА в сочетании с высокой пространственно-временной избирательностью обеспечивают высокую стабильность параметров ГРМ и высокую помехозащищенность радиотехнической системы.

4. Заключение

Рассмотрены фазовые полевые характеристики первого промышленного образца плоской резонаторной антенны, являющейся излучающим элементом антенной решётки ГРМ системы посадки самолётов формата ILS. Фазовые характеристики получены прямыми численными методами. Проведён сравнительный анализ фазовых характеристик. Точная информация о фазовых характеристиках необходима для системы апертурного и вынесенного контроля излучаемых ГРМ сигналов. Представлены основные параметры плоской резонаторной антенны.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

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] Патент № 2357337. РФ, МПК H01Q13/10. Плоская резонаторная антенна (варианты) / Н.И. Войтович, В.А. Бухарин, А.В. Ершов, Н.Н. Репин. № 2007137544/09, заявл. 09.10.2007; опубл. 27.05.2009. Бюл. № 15.

[3] Бухарин В.А., Войтович Н.И. Пространственно-временной метод расчёта резонаторных антенн // Научные труды международной научно-практической конференции «СВЯЗЬ-ПРОМ 2011» в рамках VIII Евро-Азиатского форума «СВЯЗЬ-ПРОМЭКСПО 2011». Екатеринбург: ООО «Компания Реал-Медиа», 2011. С. 371 - 373.

[4] Бухарин В.А., Войтович Н.И. Добротность резонаторной антенны с частично прозрачной плоской стенкой // 26-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016): материалы конф. (Севастополь, 4–10 сент. 2016). Севастополь, 2016. Т. 5. С. 1216 - 1221.

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] Voytovich N.I., Buharin V.A., Ershov A.V, Repin N.N. [Flat cavity antenna (variations)] Ploskaya rezonatornaya antenna (varianty). Patent RF, no. 2357337, 2009. (In Russian).

[3] 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).

[4] Bukharin V.A., Voytovich N.I. Quality factor of the resonator cavity antenna with partially transparent planar surface. *Proc. 26th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2016).* Sevastopol, 2016, vol. 5, pp. 1216 - 1221. (In Russian).

Acknowledgements

The work is fulfilled with the financial support of the Ministry of education and science of the Russian Federation.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Frequency-selective surfaces to control backscattering ratio of L-band phased array

Izmaylov A.A.
JSC RPC Lianozovo Electromechanical Plant
Moscow, 127411, Russian Federation
yustas1993@yandex.ru

Abstract: *The paper dwells on the research of scattering control of L-band AESA equipped with frequency selective structures (FSS). For the analysis of the scattering field's structure the following modes are emphasized: antenna resonant mode scattering, antenna terminal mode scattering, structural mode scattering. Antenna resonant mode scattering is directly a function of the currents on the antenna. Structural mode scattering is caused by discontinuities, impedance mismatch, material boundaries. Out of working band the scattering field is defined by the structural mode.*

Keywords: *frequency selective structures, back-scattering pattern, visibility, antenna array.*

Частотно-селективные структуры для контроля диаграммы обратного рассеяния линейной АФАР L-диапазона

Измайлов А.А.
АО НПО «ЛЭМЗ»
г. Москва, 127411, Российская Федерация
yustas1993@yandex.ru

Аннотация: *Статья посвящена исследованию частотно-селективных структур (ЧСС) для снижения величины брэгговских лепестков. Известно, что радиолокационная заметность планера определяется в основном его сильно отражающими элементами: воздухозаборниками двигателей, фюзеляжем, крыльями и др. Антенны, в частности АФАР, относятся к таким сильно отражающим элементам. Рассеянное поле антенной системы определяется следующими составляющими: антенной (резонансная, модовая), терминальной и структурной. Вне рабочего диапазона рассеянное поле антенны обусловлено, как правило, структурной составляющей.*

Ключевые слова: частотно-селективные структуры, брэгговский лепесток, заметность, диаграмма обратного рассеяния, АФАР.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

1. Введение

Композитные СВЧ структуры представляют собой периодические структуры, в общем случае многослойные, свойства которых обусловлены типом элемента, периодом и их композицией.

На рис. 1 представлена достаточно условная классификация композитных структур [1], где выделены три структуры: *1* – структуры с высоким импедансом, *2* – метаматериалы и *3* – частотно-селективные структуры.

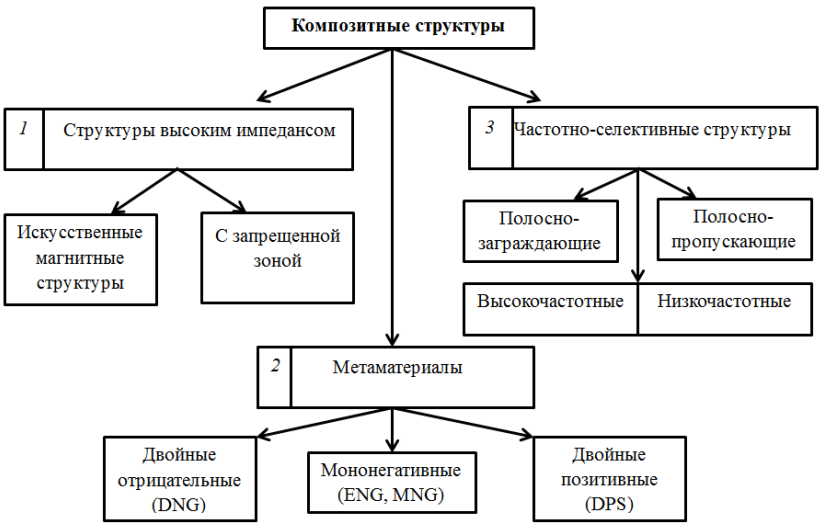


Рис. 1. Условная классификация СВЧ композитных структур.

Fig. 1. Classification of UHF composite structures

2. Моделирование элемента АР с двухслойной ЧСС

Частотно-селективные структуры (3) представляют собой периодические каскадные структуры, состоящие из печатных и щелевых элементов. Частотно-селективные структуры являются пространственными фильтрами (низких частот, верхних частот, полосно-заграждающими и т.д.) и характеризуются полосой частот, потерями, поляризационными и угловыми свойствами. Решение целого ряда практических задач требует использования низкопрофильных сложных антенных систем (АС) с высокой развязкой по поляризации и с низким взаимным влиянием рядом рас-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

положенных АС. При этом, в ряде случаев, необходимо устранить поверхностные волны, приводящие к эффекту ослепления в ФАР.

Антенны, в частности ФАР, относятся к сильно рассеивающим элементам, существенно влияющим на радиозаметность планера. Характеристика рассеяния σ определяется в дальней зоне следующим образом:

$$\sigma(f,\theta,\varphi;\theta_0,\varphi_0)=\lim_{r\to\infty}4\pi r^2\frac{\left|\mathbf{E}_r(f,r,\theta,\varphi)\right|^2}{\left|\mathbf{E}_i(f,\theta_0,\varphi_0)\right|^2} \quad (1)$$

где $\mathbf{E}_r(r,\theta,\varphi)$ – вектор напряжённости электрического поля волны, рассеянной (отражённой) объектом (АС) в направлении (θ,φ), $\mathbf{E}_i(\theta_0,\varphi_0)$ – вектор напряженности электрического поля волны, падающей на объект с направления (θ_0,φ_0); $\mathbf{E}_{i,r}=\mathbf{E}_\theta$ или $\mathbf{E}_\varphi$; r – расстояние между точкой регистрации рассеянного поля и объектом.

Если рабочая частота ФАР ниже частоты зондирующей электромагнитной волны (например, ФАР L-диапазона облучается волной X- и Ku-диапазонов), то в ДОР появляются мощные лепестки, называемые лепестками Брэгга [3, 4] (аналогичные дифракционным лепесткам ФАР).

Разработана АС, объединяющая ФАР L-диапазона, размещаемая в отклоняемом носке передней консоли крыла летательного аппарата, ЧСС с режекторной пространственно-частотной характеристикой при облучении волной X- и Ku-диапазонов

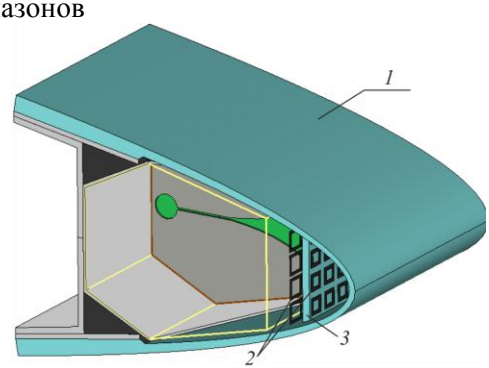


Рис. 2. Общий вид элемента АР типа МНИ с двухслойной ЧСС.
1 – обтекатель ЛА; *2* – слои ЧСС; *3* –диэлектрическая диафрагма.

Fig. 2. Top view of array element with two layer FSS.
1 – fairing of flying vehicle; 2 – FSS layers; 3 – dielectric diafragm

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

На рис. 3 приведены ДОР с двухслойной ЧСС для ряда частот исходной ФАР. ДОР линейной антенной решетки из восьми МНИ с двухслойной ЧСС на диэлектрической диафрагме (рис. 1) были рассчитаны методом FDTD. Для ФАР с двухслойной ЧСС количество ячеек для моделирования составляло 98 млн, для расчета требуется 7.3 ГБ памяти.

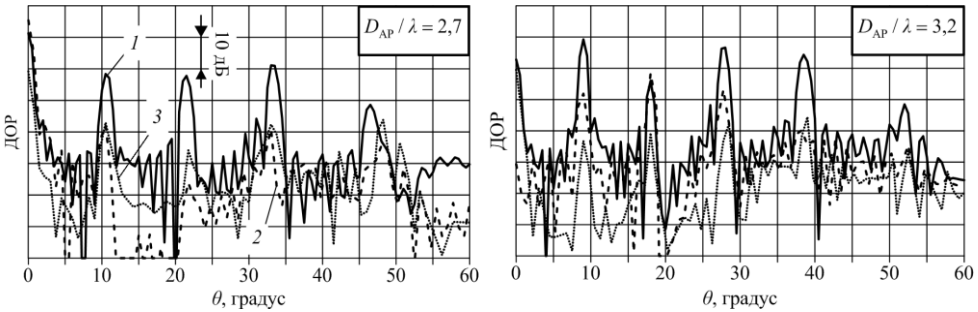


Рис. 3. ДОР линейной ФАР из восьми МНИ.
1 – исходная ФАР; *2* – ФАР с двухслойной ЧСС; *3* – ФАР с двухрезонансной ЧСС.

Fig. 3.Backscattering of eight element antenna array.
1 – current phased array; 2 – phased array with two layer FSS;
3 – phased array with two resonance FSS

3. Заключение

Выявлены особенности ДОР антенных решёток L-диапазона, заключающиеся в возникновении лепестков рассеянного поля с максимумами в направлении обратном зондирующему полю локатора X диапазона. Предложены и обоснованы электродинамические модели синтезированных ЧСС и проведено их полноволновое моделирование, включающие сопоставление различных методов расчета, оценку влияния геометрических и электрофизических параметров на характеристики ЧСС и их зависимости от угла падения и поляризации волны.

Литература

[1] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopoulos, and E. Yablonovich. High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band. IEEE trans. microwave theory tech., vol. 47, 1999, no. 11, pp. 2059–2074.

[2] Мосейчук Г. Ф., Синани А. И., Гринев А. Ю., Ильин Е. В., Волков А. П. Оценка и контроль диаграммы обратного рассеяния линейной ФАР L–диапазона. В книге Радиолокационные системы специального и гражданского назначения /Под ред. Ю.И. Белого. – М.: Изд. Радиотехника. 2016.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[3] Best S. R., Hanna D. L. Design of a broadband dipole in close proximity to an EBG ground plane.– IEEE Transactions on antennas and propag. magaz., vol. 50, No. 6, 2008, pp. 52-64.

[4] Costa F., Luukkonen O., Simovski C. R. and et.al. TE surface wave resonances on high-impedance surface based antennas: analysis and modeling. IEEE Transactions on antennas and propag., vol. 59, No. 10, 2011, pp. 3588-3596

[5] Измайлов А.А. Низкопрофильный элемент антенной системы Р – диапазона // VII-я научно-техническая конференция молодых учёных и специалистов, «Актуальные вопросы развития систем и средств ВКО, ПАО НПО «Алмаз», Москва, 2016. С. 227 – 231.

[6] Измайлов А.А., Волков А.П. Низкопрофильная широкополосная антенная система с улучшенной формой диаграммы направленности на основе искусственного магнитного проводника конечного размера // Труды МАИ, 2017, №94.
URL: http://trudymai.ru/published.php?ID=81101

References

[1] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopoulos, and E. Yablonovich. High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band. IEEE trans. microwave theory tech., vol. 47, 1999, no. 11, pp. 2059–2074.

[2] Moseychok G.F., Sinani A.I., Grinev A.Y., Ilyin E.V, Volkov A.P. Estimate and control backscattering ratio of L – band phased array antenna. Available in book Radiolocation systems of special and civil assignment / redactions by Y.I. Belov. 2016.

[3] Best S. R., Hanna D. L. Design of a broadband dipole in close proximity to an EBG ground plane.– IEEE Transactions on antennas and propag. magaz., vol. 50, No. 6, 2008, pp. 52-64.

[4] Costa F., Luukkonen O., Simovski C. R. and et.al. TE surface wave resonances on high-impedance surface based antennas: analysis and modeling. IEEE Transactions on antennas and propag., vol. 59, No. 10, 2011, pp. 3588-3596

[5] Izmaylov A.A. Low - profile element of P – band antennas system // VII science – technical conference of yang scientists and specialists, «Actual questions of development systems and means MSU, PAS SPU «Almaz», Moscow, 2016.0 pp. 227 – 231.

[6] Izmaylov A.A., Volkov A.P. Low – profile wideband antenna with improve pattern, using artificial magnetic conductors (AMC) surface ground // Trudy MAI, 2017, №94 available at: http://trudymai.ru/published.php?ID=81101

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Efficiency analysis of signal spatial processing for nonlinear receiver path with different architecture by scaling method

Parshin Yu.N., Kolesnikov S.V., Grachev M.V.
Ryazan State Radio Engineering University
Ryazan, 390005, Russian Federation
parshin.y.n@rsreu.ru

Abstract: *An efficiency analysis of optimal spatial signal processing in digital antennas array with effect of active interferences and intermodulation interferences is carry out. A signal-interference ratio on receiver path output is calculated versus signal-interferences situation and receiver path architecture, nonlinearity value of receiver path as well. Effect of mutual coupling of antennas array elements is taken into account by mutual impedance matrix evaluation by scaling method. Mutual impedance matrix of antennas array of scaling configuration is used for an analysis of antennas array of original configuration is carry out.*

Keywords: *signal spatial processing, digital antennas array, intermodulation interferences, effect of mutual coupling.*

Анализ эффективности пространственной обработки сигналов в нелинейном приемном тракте различной архитектуры методом масштабирования

Паршин Ю.Н., Колесников С.В., Грачев М.В.
Рязанский государственный радиотехнический университет
г. Рязань, 390005, Российская Федерация
parshin.y.n@rsreu.ru

Аннотация: *Проводится анализ эффективности оптимальной пространственной обработки сигналов в цифровой антенной решетке при действии активных и интермодуляционных помех. Рассчитано отношение сигнал-помеха на выходе приемного тракта в зависимости от сигнально-помеховой ситуации, архитектуры построения приемного тракта, величины нелинейности приемного тракта. При анализе учитывалось взаимное влияние*

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

элементов антенной решетки путем расчета матрицы взаимных импедансов с использованием метода масштабирования, при котором для анализа антенной решетки одной конфигурации использовалась матрица взаимных импедансов антенной решетки с конфигурацией, отличающейся некоторым масштабом.

Ключевые слова: *пространственная обработка сигнала, цифровая антенная решетка, интермодуляционные помехи, взаимное влияние*.

1. Введение

Широкое применение активных антенных решеток (ААР) в сочетании с пространственной обработкой сигналов [1] дает новые возможности для повышения помехоустойчивости. Вместе с тем наличие активных элементов в радиотракте каждого канала ААР, обладающих заметной нелинейностью, приводит к интермодуляционным искажениям мощных сигналов в активных элементах радиотракта и возникновению интермодуляционных помех [2,3], которые существенным образом влияют на характеристики радиосистем с ААР. В работе [4] проведен анализ эффективности пространственной обработки сигналов в цифровой антенной решетке в предположении, что взаимное влияние элементов в антенной решетке отсутствует. В работе [5] показано, что электродинамическая связь элементов ААР существенно влияет на эффективность пространственной обработки. Целью данной работы является исследование взаимного влияния элементов цифровой антенной решетки на эффективность пространственной обработки сигналов в нелинейном радиотракте, построенном на основе типового цифрового трансивера с прямым преобразованием.

2. Постановка задачи

Электродинамическая связь элементов антенной решетки существенно сказывается на помехоустойчивость обработки и точность измерения параметров сигналов [5]. Для этого используется матрица взаимных импедансов ААР, расчет которой представляет собой сложную в вычислительном отношении задачу. Аналитические выражения получены в немногих случаях, например, для антенной решетки из тонких вибраторов. В этом случае степень связи между элементами ААР фиксирована, что не позволяет исследовать ее влияние на эффективность пространственной обработки. Для расширения области применения результатов анализа на антенные элементы других типов предлагается метод масштабирования, при котором для анализа антенной решетки

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

одной конфигурации используется матрица взаимных импедансов антенной решетки с конфигурацией, отличающейся некоторым масштабом. Полезный сигнал наблюдается на фоне внешних помех, которые являются пространственно сосредоточенными, статистически независимыми узкополосными гауссовскими стационарными случайными процессами. Пространственные свойства сигналов и помех определяются их амплитудно-фазовым распределением на раскрыве антенной решетки. Сигнал на входе каждого из N приемных модулей ААР представляется в виде суммы полезного сигнала, M интермодулирующих помех и стационарного гауссовского шума. При слабой нелинейности сигнал на выходе приемных модулей в целом повторяет по форме входной сигнал, а отличия состоят в дополнительных интермодуляционных помехах.

Напряженность электрического поля $\underline{\mathbf{E}}$ в окрестности ААР связана с токами в элементах $\underline{\mathbf{J}}$ системой уравнений Кирхгофа: $\underline{\mathbf{E}} = \underline{\mathbf{Z}}\underline{\mathbf{J}}$, где $\underline{\mathbf{Z}} = \left\{\underline{Z}_{mn},\ m,n = 1,...,N\right\}$ – матрица взаимных импедансов элементов ААР, учитывающая взаимное влияние элементов ААР, причем $\underline{Z}_{mn} = \underline{Z}_{nm}$. Отсюда следует выражение для токов в элементах приемной ААР: $\underline{\mathbf{J}} = \underline{\mathbf{Z}}^{-1}\underline{\mathbf{E}}$. Сигнал на входе радиотракта определяется выражением: $\underline{\mathbf{Y}} = \underline{\mathbf{J}} + \underline{\mathbf{N}} = \underline{\mathbf{Z}}^{-1}\underline{\mathbf{E}} + \underline{\mathbf{N}}$, где $\underline{\mathbf{N}}$ – вектор тепловых шумов, $\underline{\mathbf{Z}}^{-1}$ – обратная матрица взаимных импедансов элементов ААР. Матрица пространственной корреляции помехи на выходах элементов ААР равна [5]:

$$\underline{\mathbf{R}}_I = \overline{\underline{\mathbf{J}}\,\underline{\mathbf{J}}^{\mathrm{H}}} = \underline{\mathbf{Z}}^{-1}\overline{\underline{\mathbf{E}}\,\underline{\mathbf{E}}^{\mathrm{H}}}\left(\underline{\mathbf{Z}}^{-1}\right)^{\mathrm{H}} = \underline{\mathbf{Z}}^{-1}\underline{\mathbf{R}}_E\left(\underline{\mathbf{Z}}^{-1}\right)^{\mathrm{H}},$$

где $\underline{\mathbf{R}}_E = \overline{\underline{\mathbf{E}}\,\underline{\mathbf{E}}^{\mathrm{H}}} = \left\{\sum_{m=1}^{M} P_m \underline{V}_{mi}\,\underline{V}_{mj}^{*},\ i,j = 1,...,N\right\}$ – корреляционная матрица помех, P_m, $\underline{\mathbf{V}}_m = \left\{\underline{V}_{mi}, i = 1,...,N\right\}$, $m = 1,...,M$ – мощность и направляющие векторы источников излучения. Таким образом, влияние связи элементов ААР на принимаемый сигнал представляется как эквивалентное преобразование матрицы направляющих векторов:

$$\underline{\mathbf{J}} = \underline{\mathbf{Z}}^{-1}\sum_{m=1}^{M}\underline{E}_m\underline{\mathbf{V}}_m = \sum_{m=1}^{M}\underline{E}_m\underline{\mathbf{Z}}^{-1}\underline{\mathbf{V}}_m = \sum_{m=1}^{M}\underline{E}_m\underline{\mathbf{V}}_{mZ},$$

где $\underline{\mathbf{V}}_{mZ} = \underline{\mathbf{Z}}^{-1}\underline{\mathbf{V}}_m$ – направляющий вектор, учитывающий взаимное влияние элементов ААР. Изменение степени связи между элементами

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ААР производится путем изменения масштаба расстояний при расчете матрицы взаимных импедансов: $a = d_{nm} / a_{mn}$, где $d_{nm}-$ расстояние между элементами реальной ААР, $a_{mn}-$ расстояние между элементами ААР, принятой для расчета матрицы взаимных импедансов. При этом величина $a = 0$ соответствует случаю отсутствия взаимной связи, а $a >> 1-$ случаю сильной взаимной связи.

В качестве критерия эффективности пространственной обработки принято отношение мощности сигнала к мощности помех и шума на выходе пространственного фильтра Винера, реализующего весовую обработку сигналов с выходов приемных модулей ААР определяется соотношением [6]:

$$q(\gamma) = \mathbf{F}^{\mathrm{H}}(\gamma)\mathbf{R}^{-1}\mathbf{F}(\gamma)D_S ,$$

где D_S – мощность полезного сигнала, $\mathbf{R}$ – комплексная матрица пространственной корреляции суммы интермодулирующих и интермодуляционных помех [3], $\mathbf{F}(\gamma)$ – опорный вектор, характеризующий плоскую волну, распространяющуюся в направлении визирования γ. Для измерения угловых координат и разрешения по угловой координате полезной характеристикой является угловой спектр мощности комплекса помех, включающего интермодулирующие и интермодуляционные помехи, по методу Бартлетта определяется следующим выражением [1]:

$$P(\gamma) = \mathbf{F}(\gamma)^{\mathrm{H}}\mathbf{R}\mathbf{F}(\gamma).$$

Расчет матрицы $\mathbf{R}$ проведен аналитическим методом при заданной матрице линейного преобразования $\mathbf{A}$, отображающего вектор источников интермодулирующих помех в вектор интермодуляционных помех на входах радиотракта ААР [3].

3. Анализ эффективности

В работе исследуется типовой радиотракт, реализованный в цифровой трансивере USRP X300 с установленными в него двумя радиочастотными платами CBX-120 (1,2 ГГц - 6 ГГц) [7]. Данный тип трансивера с нулевой промежуточной частотой широко применяется для прототипирования различных радиотехнических систем и устройств. Для сравнения рассмотрены также другие конфигурации радиотракта.

Исходными данными для анализа являются характеристики сигнально-помеховой обстановки: отношение сигнал-шум и отношение

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

сигнал-помеха. При последовательном соединении нескольких каскадов нелинейные свойства всего радиотракта описываются общей точкой iIP3. Последовательность включения $K = 5$ каскадов радиочастотной платы цифрового трансивера соответствует структурной схеме USRP X300, а их усилительные и интермодуляционные параметры представлены в табл. 1.

Табл. 1. Параметры каскадов цифрового трансивера

Table 1. Stage parameters of digital transceiver

Наименование каскада Stage name	Тип элемента Element type	Коэффициент передачи, дБ Gain, dB	Точка iIP3, дБм Intercept point, dBm
Малошумящий усилитель Low-noise amplifier	VMMK-3603	17	25
Ключ RF switch	AS225-313LF	–0,6	53
Цифровой аттенюатор Digital attenuator	HMC624LP4E	–2,2…–31,5	55
Усилитель Amplifier	MGA82563	13	31
Квадратурный демодулятор Quadrature demodulator	ADL5380	7	28

Расчет точки пересечения iIP3 проводится при условии, что возникающие интермодуляции в каждом из каскадов достаточно малы и не вызывают новых интермодуляций в последующих каскадах. Исследовано влияние последовательности включения каскадов в приемном тракте на уровень нелинейных искажений. Путем полного перебора всех 24 вариантов включения каскадов радиотракта установлено, что при упорядочивании вариантов по возрастанию коэффициента шума, точка пересечения радиотракта iIP3 также увеличивается. В результате выявлены варианты построения радиотракта, для которых динамический диапазон наибольший, выигрыш составляет 10 дБ.

Наличие нелинейности радиотракта приводит к появлению интермодуляционных помех, что усложняет помеховую остановку на выходе ААР. Действие интермодуляционных помех можно представить как появление дополнительных виртуальных пространственно сосредоточенных помех, приходящих с определенных направлений. Число виртуальных помех пропорционально зависит от числа имеющихся активных помех, размера апертуры ААР а также угловых координат активных помех. При некоторых значениях указанных параметров

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

виртуальные помехи могут иметь пространственно распределенный характер, что затрудняет их подавление с помощью линейных алгоритмов.

Для подавления этих помех необходим пространственный ресурс в виде дополнительных элементов антенной решетки, а также вычислительные ресурс процессора для обработки сигналов антенной решетки с большим числом элементов. Учитывая природу интермодуляционных помех, целесообразно также использовать нелинейные алгоритмы оптимальной компенсации этих помех.

4. Заключение

Таким образом, в работе показано, что взаимное влияние элементов ААР существенным образов влияет на помехоустойчивость пространственной обработки сигналов в ААР с нелинейным радиотрактом. Увеличение степени связи приводит к уменьшению результирующего отношения сигнал-помеха.

Исследования проведены в предположении, что методом масштабирования можно учесть различную величину связи не только между тонкими вибраторами, но и между элементами ААР различной конструкции. Поэтому данный анализ целесообразно проводить на этапе предварительного выбора технического облика системы. После определения пространственной структуры ААР требуется уточнение характеристик путем расчета матрицы взаимных импедансов для выбранного типа элементов ААР методами численного моделирования.

Источники финансирования

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта Министерства образования и науки Российской Федерации №8.2810.2017 в Рязанском государственном радиотехническом университете.

Список литературы

[1] Гостюхин В.Л., Трусов В.Н., Гостюхин А.В. Активные фазированные антенные решетки. М.: / под ред. Д.И. Воскресенского и А.И. Канащенкова. М.: Радиотехника, 2011. 304 с.

[2] Loyka S.L. Characteristics of receiving intermodulation channel of active array antennas // International Journal of Electronics. V. 80. No.4. 1996. P. 595-602.

[3] Колесников С.В. Пространственная корреляция интермодуляционных помех в активной антенной решетке // Вопросы радиоэлектроники, сер. Радиолокационная техника. 2011. Вып.1. С. 50-61.

[4] Паршин Ю. Н., Колесников С. В., Грачев М. В. Помехоустойчивость активной антенной решетки при действии интермодулирующих и интермодуляционных помех в

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

радиотракте с нулевой промежуточной частотой // XXIII международная научно-техническая конференция. Радиолокация, навигация, связь. Т.3. Воронеж: Научно-исследовательские публикации, 2017. С. 1092-1097.

[5] Паршин Ю. Н., Гусев С. И., Фролов И. И., Колесников С. В., Жариков П. В. Влияние взаимных импедансов элементов антенной решетки на эффективность пространственной обработки сигналов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. Рязань: РГРТУ. 2017. №60. С. 17-26.

[6] Monzingo R.A., Miller T.W. Introduction to Adaptive Array. John Wiley & Sons, 1980.

[7] USRP X300 Datasheet. Web link: https://www.ettus.com/product/details/X300-KIT.

References

[1] Gostyuhin V.L., Trusov V.N., Gostyuhin A.V. *Aktivnye fazirovannye antennye reshetki* [Active phased-array antennas]. M.: Radiotekhnika, 2011. 304 p. (In Russian).

[2] Loyka S.L. Characteristics of receiving intermodulation channel of active array antennas. *International Journal of Electronics*, 1996, vol. 80, no.4, pp. 595-602.

[3] Kolesnikov S.V. [Spatial correlation of intermodulation interferences in active antennas array]. *Voprosy radioehlektroniki, ser. Radiolokacionnaya tekhnika,* 2011, no.1, pp. 50-61. (In Russian).

[4] Parshin Yu. N., Kolesnikov S. V., Grachev M. V. [Interferences immunity of active antennas array in nonlinear radio path with zero intermediate frequency]. *XXIII mezhdunarodnaya nauchno-tekhnicheskaya konferenciya. Radiolokaciya, navigaciya, svyaz'*. 2017, T.3, Voronezh, pp. 1092-1097. (In Russian).

[5] Parshin Yu. N., Gusev S. I., Frolov I. I., Kolesnikov S. V., Zharikov P. V. [The efficiency of spatial signal processing under the influence of elements mutual impedances in antenna array]. *Vestnik Ryazanskogo gosudarstvennogo radiotekhnicheskogo universiteta,* Ryazan: RSREU, 2017, no.60, pp. 17-26. (In Russian).

[6] Monzingo R.A., Miller T.W. *Introduction to Adaptive Array*. John Wiley & Sons, 1980.

[7] USRP X300 Datasheet. Web link: https://www.ettus.com/product/details/X300-KIT.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of project of the Ministry of education and science of the Russian Federation №8.2810.2017 in Ryazan state radio engineering university.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Теоретическое исследование и разработка многоканального делителя/сумматора мощности x-диапазона устойчивого к внешним паразитным влияниям

Демшевский В.В., Цитович А.А., Левашов М.С., Стукалов М.А.
АО «НПП «Исток» им. Шокина»

Аннотация: *Проведено теоретическое и экспериментальное исследование микрополоскового 3-х каскадного делителя\сумматора мощности с неравно плечным делением и выявлены факторы, влияющие на его параметры. Выполнена оценка ожидаемых и фактических потерь в исследуемой микрополосковой линии и предложена новая конструкция.*

Ключевые слова: микрополосковая линия; коэффициент передачи; электромагнитная совместимость; взаимное влияние.

1.Введение

Использование микрополосковых СВЧ-устройств и систем различного функционального назначения в современных радиотехнических комплексах и системах управления достаточно широко, что вызвано необходимостью создания высокоэффективных модулей, отвечающих требованиям высокой надежности, стабильности электрофизических параметров и электромагнитной совместимости. Поэтому при разработке новых микрополосковых устройств, требуется использование новейших конструкторско-технологических решений на всех этапах проектирования, которые будут не только удовлетворять техническим требованиям, но и обладать низкой стоимостью.

Традиционные методы расчета печатных микрополосковых СВЧ-плат и их производства с помощью технологии поверхностного монтажа имеют весьма ограниченную возможность применения в СВЧ-диапазоне. Это объясняется физическими ограничениями, увеличивающимися с ростом частоты, а также ростом электромагнитного паразитного взаимовлияния. В совокупности, перечисленные факторы приводят к увеличению электромагнитных потерь и искажению информационного сигнала. Поэтому требуется разрабатывать новые подходы при проектировании и раз-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

работке печатных микрополосковых плат, позволяющие уменьшать потери и искажение полезного сигнала.

В статье рассмотрено одно из решений, позволяющее уменьшить потери в рассматриваемой многоканальной микрополосковой линии передачи, устранить взаимное влияние между отдельными каналами в линии и паразитное излучение.

2. Постановка задачи

Дана несимметричная микрополосковая линия (Рис.1), представляющая собой многоканальный трехкаскадный делитель/сумматор мощности с неравно плечным делением, выполненный по печатной технологии. Микрополосковая линия установлена в металлический корпус. На плате расположены элементы поверхностного монтажа и СВЧ-соединители.

Исследовать работу микрополосковой линии, выявить факторы, существенно влияющие на ее работу. Найти совокупность решений позволяющих улучшить ее работу.

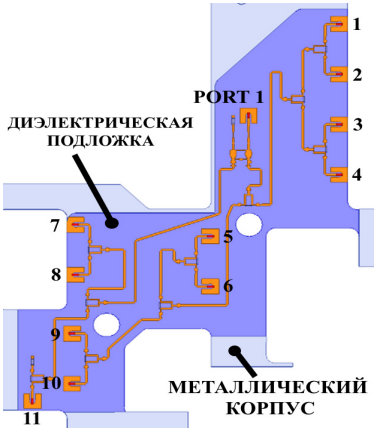


Рис. 1. Общий вид исследуемого 3-х каскадного микрополоскового делителя/сумматора мощности

3. Решение задачи

Теоретические и экспериментальные исследования коэффициента передачи в каналах микрополосковой линии, помогли выявить ее недостатки, паразитные взаимодействия и потери. Полученные результаты по-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

могли сформулировать ряд дополнительных требований и рекомендаций к дальнейшим разработкам. Например, при заданных условиях, взаимосвязь отдельных полосков можно значительно уменьшить, если отодвинуть их друг от друга на расстояние более 6-ти миллиметров.

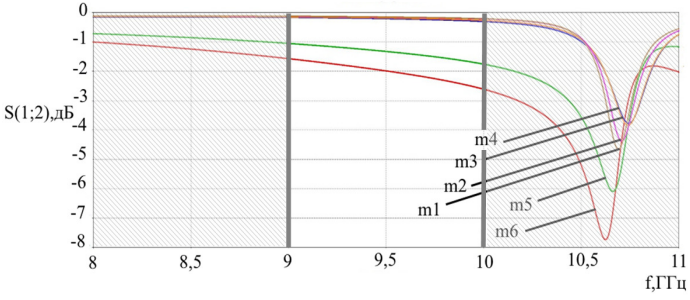


Рис. 2. Взаимное влияние МПЛ в полосе частот. Одна линия активна, а другая пассивна, но нагружена на согласованную нагрузку (m1= 8,5 мм, m2= 8 мм, m3=6,5 мм, m4 – 6 мм, m5 – 2.5 мм, m6 – 2 мм).

Полоски также нужно отодвигать и от металлического корпуса и от пассивных металлических элементов (в нашем случае это поверхностные соединители). Однако, ограниченный объем и сложная топология диэлектрической подложки не позволяют сделать возможным решение задачи уменьшения взаимного влияния полосков и пассивных металлических элементов конструкции. Поэтому необходим поиск решений среди других типов линий, имеющих экранировку.

Наиболее перспективным, по нашему мнению, для решения данной задачи три вида конструкций SIW, HMSIW и заземлённая копланарная линия.

Из-за ограниченного объема, было решено использовать заземленную копланарную микрополосковую линию, экранированную по краям металлизированными отверстиями в диэлектрической подложке, как в SIW

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

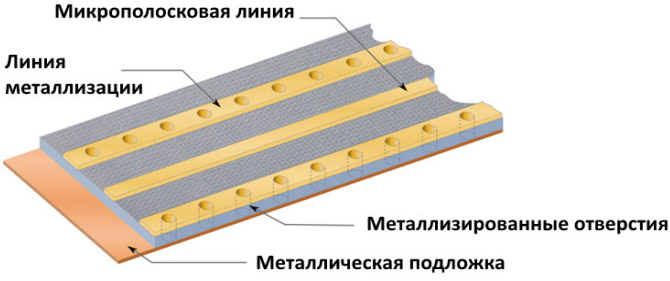


Рис. 3. Общий вид заземленной копланарной линии

По нашему представлению, такая копланарная волноводная микрополосковая линия, позволит добиться выигрыша в геометрических размерах в сравнении с SIW, устранить взаимосвязь между полосками и пассивными металлическими объектами и уменьшить паразитное излучение самой линии, тем самым уменьшив потери при передаче сигнала и его искажение.

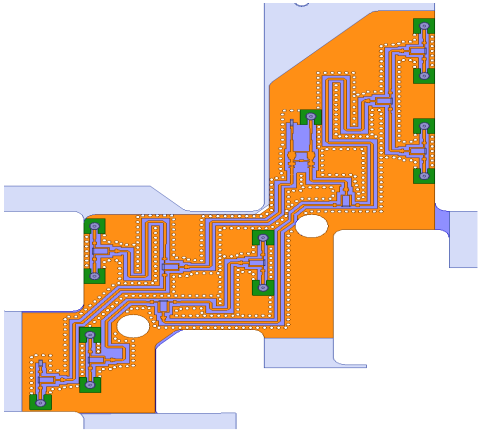


Рис. 4. Общий вид исследуемого 3-х каскадного делителя/сумматора мощности на заземленной копланарной линии

Электродинамическое моделирование показало, что такое решение позволило практически исключить взаимное влияние полосков, исключить внешние влияния и как следствие, увеличить коэффициент передачи в среднем на 2 дБ.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

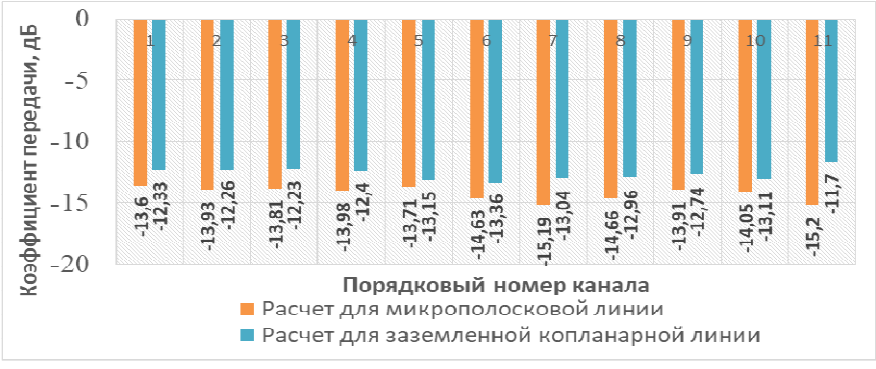


Рис. 5. Сравнение коэффициентов передачи в выходных каналах микрополосковой и заземленной копланарной линий

4. Выводы

Проведенные теоретические исследования при помощи электродинамического моделирования показали, что возможна и целесообразна разработка печатных микрополосковых плат для передачи СВЧ-сигнала с минимальными потерями и выполняющих требования по электромагнитной совместимости. Для решения поставленных задач могут подойти SIW и HMSIW, но в нашем случае подходящим решением является заземленная копланарная линия.

Заземленная копланарная линия позволяет ограничить взаимное влияние отдельных частей внутри устройства. Решение данной задачи позволяет добиться слаженной работы всего устройства и свести к минимуму создание им самим паразитных электромагнитных излучений. Взаимное влияние МПЛ, а так же влияние пассивных элементов, входящих в состав устройства в значительной степени может повлиять на передачу сигнала и общие потери, а результаты первоначальных расчетов могут зачастую не соответствовать реальной ситуации. Поэтому полученные результаты говорят о том, что усложнение разрабатываемых устройств в целом требует применять меры по устранению взаимного влияния микрополосков и частей, находящихся вблизи линии передачи.

Список литературы

[1] Г. Отт «Методы подавления шумов и помех в электронных системах», Издательство «Мир», 1979 .

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[2] К.Б.Джуринский, В.Я.Батаев, М.С.Левашов, С.Легенкин, «Соединители SMP, основные типы, параметры и применение», Электроника НТБ, №6 (00146) 2015.

[3] Конструирование и расчет полосковых устройств. Под.ред. Е.П. Котова, В.Д. Каплуна. – М.: Советское радио, 1979.

[4] Проектирование полосковых устройств СВЧ. Учебное пособие, УГТУ, Ульяновск, 2001.

[5] А.Акулин, «Целостность сигналов на печатной плате и волновое сопротивление проводников», Технологии в электронной промышленности, №1, 2007, стр.18-21.

[6] А.Г. Малорацкий, Л.Р. Явич. Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях. – М.: Советское радио, 1972.

[7] David M.Pozar «Microwave Engineering» Fourth Editions, University of Massachusetts at Amherst, John Wiley & Sons, Inc., 2012.

[8] B. Rahali, M. Feham, Electronics Engineering, Vol. 4, 2014, “Design of K-Band Substrate Integrated Waveguide, Coupler, Circulator and Power Divider”

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Разработка широкополосных перестраиваемых полосно-пропускающих фильтров на магнитостатических спиновых волнах в сантиметровом диапазоне частот

Попина С.М., Куденко А.С., Симанчук Б.П., Чечетин А.В.
АО «НПП «ФАЗА»
ул. Белорусская 9/7 Г, г. Ростов-на-Дону, 344065, Россия
Тел.: +7(863) 254 95 88; e-mail: faza_f@mail.ru, www.faza-don.ru

Аннотация: *Представлены результаты разработки перестраиваемых полосно-пропускающих фильтров (ППФ) в диапазоне частот 4,0…16,0 ГГц (литерное исполнение) с полосой пропускания по уровню минус 3 дБ (Δf_3) не менее 250 МГц. Исследована величина Δf_3 в зависимости от намагниченности насыщения ($4\pi Ms$) и толщины структур железо-иттриевого граната (ЖИГ), геометрических размеров копланарных преобразователей и типа возбуждаемой магнитостатической спиновой волны (МСВ) (поверхностной или квази-объемной). Определен оптимальный сектор приложения магнитного поля (Н) к направлению распространения МСВ, при котором достигается максимальная величина Δf_3 при сохранении минимальных потерь (α_{min}), крутизны скатов АЧХ и уровня внеполосового заграждения (α_3). Исследована возможность создания ППФ, работающих в диапазоне частот 0,8…18,0 ГГц с $\Delta f_3 \geq 250$ МГц.*

Ключевые слова: полосно-пропускающий фильтр, полоса пропускания, рабочий диапазон частот, намагниченность насыщения.

1. Введение

АО «НПП «ФАЗА» разработало и выпускает перестраиваемые ППФ на МСВ, работающие в диапазоне частот 1,0…18,0 ГГц на поверхностных магнитостатических волнах (ПМСВ). Заграждение вне полосы пропускания составляет не менее 60 дБ, минимальные потери в полосе пропускания – 3,0…6,0 дБ [1]. ППФ, в зависимости от диапазона частот, может быть настроен с полосой пропускания от 10 МГц до 350 МГц. Однако, при продвижении в высокочастотную область, ширина спектра ПМСВ уменьшается и достижение величины ППФ с $\Delta f_3 \geq 250$ МГц на частотах свыше 10 ГГц не представляется возможным.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

Задача создания перестраиваемых ППФ, работающих в сантиметровом диапазоне и обеспечивающих частотную селекцию сигнала с полосой пропускания более 250 МГц весьма актуальна.

2. Исследуемая модель

Целью работы был поиск инженерных решений по созданию перестраиваемых ППФ с $\Delta f_3 \geq 250$ МГц, работающих в диапазоне частот 0,8…2,0 ГГц, 2,0…4,0 ГГц, 4,0…8,0 ГГц, 8,0…12,0 ГГц, 12,0…18,0 ГГц и др. С этой целью был разработан экспериментальный образец ППФ, конструкция которого позволяла изменять направление магнитного поля к направлению распространения магнитостатической волны таким образом, чтобы можно было возбуждать как поверхностные магнитостатические волны, так и прямые объемные магнитостатические волны (ПОМСВ).

Перестраиваемый ППФ состоит из магнитной системы (МС), преобразователя электромагнитных волн в МСВ и ферритовой волноведущей структуры ЖИГ.

МС включает в себя: замкнутый О-образный магнитопровод с двумя сердечниками, на которых помещены постоянные магниты с полюсными наконечниками и катушки индуктивности. Постоянные магниты создают начальную (опорную) частоту ППФ, а перестройка в рабочем диапазоне осуществляется при помощи подачи тока на катушки индуктивности.

В качестве преобразователя электромагнитных волн в МСВ выбран несимметричный копланарный преобразователь, который эффективно возбуждает магнитостатические волны в дециметровом и сантиметровом диапазонах частот.

Волноведущая структура, в которой распространяется МСВ, изготавливалась из структур ЖИГ с $4\pi Ms$ от 300Гс до 1750 Гс.

В работе [2] было показано, что величина Δf_3 зависит от толщины применяемых структур ЖИГ и геометрических размеров копланарных преобразователей, а эффективность возбуждения спектра МСВ зависит от $4\pi Ms$ применяемых структур ЖИГ. Для создания ППФ, работающих в диапазоне частот 0,8…2,0 ГГц, использовались структуры ЖИГ с $4\pi Ms \approx 300$ Гс, а максимальная величина Δf_3 таких фильтров не превышала 80 МГц. Для создания ППФ, работающих в диапазоне частот 2,0…4,0 ГГц, использовались структуры ЖИГ с $4\pi Ms$ от 500 Гс до 1200 Гс, а максимальная величина Δf_3 фильтров не превышала 205 МГц. Таким образом, при распространении ПМСВ в легированных структурах ЖИГ не удается создать ППФ с $\Delta f_3 \geq 250$ МГц.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Максимально достижимая полоса пропускания в 310 МГц была реализована при создании ППФ, работающего в диапазоне частот 4,0…8,0 ГГц на структурах ЖИГ с $4\pi Ms$ равной 1750 Гс. В диапазоне частот 8,0…12,0 ГГц наблюдалось сужение спектра ПМСВ.

С целью увеличения Δf_3 были проведены исследования по изучению влияния направления магнитного поля к направлению распространения магнитостатической волны (рис. 1) и создание на базе этих исследований конструкции ППФ, обеспечивающую максимальную величину Δf_3, при сохранении параметров фильтра (α_{min}, α_3, крутизна скатов АЧХ и др.) в рабочем диапазоне частот.

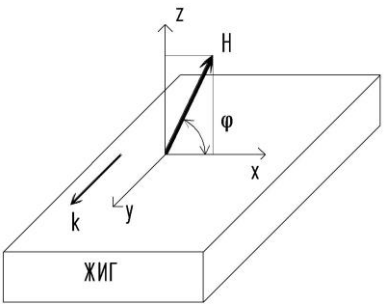


Рис. 1. Магнитное поле в структуре ЖИГ

Направление H изменялось от φ = 0°, когда возбуждаются ПМСВ, до φ = 90° (возбуждается ПОМСВ). Экспериментальные исследования показали, при увеличении φ происходит увеличение Δf_3 и α_{min}. Оптимальный сектор приложения φ составляет от 20° до 60°. Для каждого из вышеперечисленных диапазонов частот была определена величина φ, при котором обеспечивается оптимальное соотношение параметров фильтра.

3. Практические результаты

На рис. 2 представлена АЧХ ППФ при возбуждении квази-объемной МСВ, настроенного на нижней частоте спектра спиновых волн для нелегированных структур ЖИГ. Ширина полосы пропускания составила 392,4 МГц, минимальные потери 7,8 дБ, а заграждение вне полосы пропускания составило более 90 дБ по высокочастотному скату АЧХ и более 80 дБ по низкочастотному скату. Полоса пропускания ППФ в диапазоне 4,0…8,0 ГГц была не менее 330 МГц.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

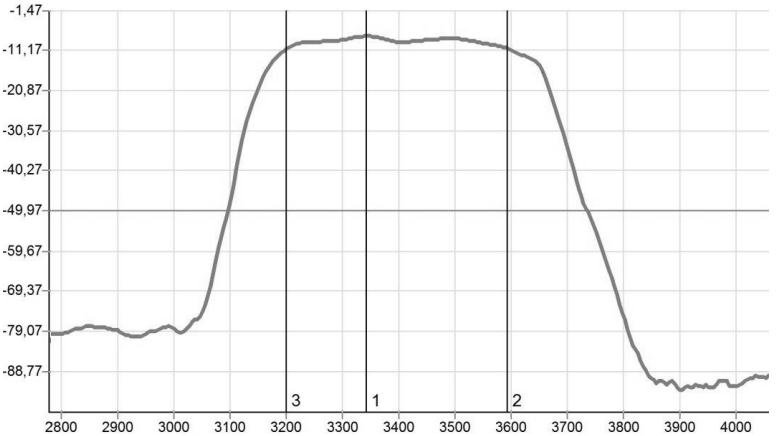


Рис. 2. АЧХ ППФ на квази-объемных МСВ

В диапазоне частот 8,0…12,0 ГГц для создания ППФ с требуемыми характеристиками величина φ ≈ 45°. На рис. 3 приведен график перестройки АЧХ ППФ. Δf_3 на частоте 8,0 ГГц равнялась 291 МГц, а на 12,0 ГГц она составила 257 МГц. Минимальные потери изменились с 6,3 дБ до 6,9 дБ соответственно. Заграждение вне полосы пропускания более 80 дБ.

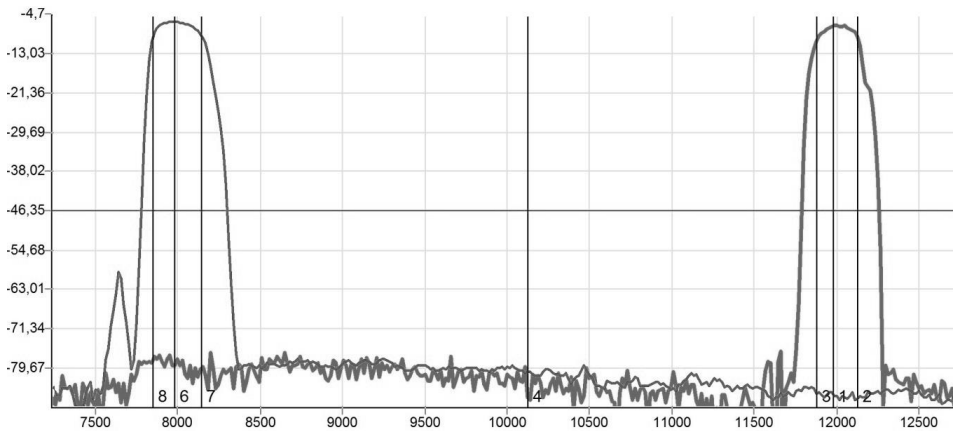


Рис. 3. АЧХ ППФ на квази-объемных МСВ в диапазоне частот 8,0…12,0 ГГц

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

В диапазоне частот 12,0…18,0 ГГц ППФ с полосой пропускания в 250 МГц удалось реализовать до 16,0 ГГц, при минимальных потерях 8,0 дБ. На частоте 18,0 ГГц максимальная величина $\Delta f_3 \approx 150$ МГц.

4. Заключение

В результате проведенных экспериментальных исследований по созданию в диапазоне частот 4,0…16,0 ГГц (литерное исполнение) перестраиваемых ППФ с $\Delta f_3 \geq 250$ МГц было сделано:

– определены максимально достижимые величины полос пропускания для каждой из литер при возбуждении квази-объемных МСВ;

– для каждой из литер ППФ определены величины φ, $4\pi Ms$, геометрические размеры копланарных преобразователей и толщина ЖИГ, позволяющая создавать фильтры с оптимальным соотношением полосы пропускания, величины минимальных потерь и уровня внеполосового заграждения;

– созданы экспериментальные образцы ППФ, работающих в диапазоне частот 4,0…8,0 ГГЦ, 8,0…12,0 ГГц, 12,0…16,0 ГГц и др. с $\Delta f_3 \geq 250$ МГц, имеющие минимальные потери 5-8 дБ, уровень внеполосового заграждения более 70 дБ;

– проведены исследования и созданы экспериментельные образцы ППФ в диапазоне частот 0,8…2,0 ГГц, 2,0…4,0 ГГц на квази-объемных МСВ.

Список литературы

[1] www.faza-don.ru

[2] Попина С.М., Симанчук Б.П., Спирин Л.А., Чечетин А.В. Разработка малогабаритных полосно-пропускающих фильтров (ППФ) на магнитостатических спиновых волнах (МСВ) в сантиметровом диапазоне с механической перестройкой частоты с высоким уровнем внеполосового заграждения. (КрыМиКо 2010) Материалы конференции.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Высокоизбирательные микрополосковые фильтры на основе структур с предельно минимальным числом сонаправленных шпилечных резонаторов

[1]Аристархов Г.М., [2]Звездинов Н.В.
Московский технический университет связи и информатики
г. Москва, 111024, Российская Федерация
[1] *g.aristarkhov2010@yandex.ru*
[2] *nikitazvezdinov@mail.ru*

Аннотация: *Исследованы принципы построения высокоизбирательных микрополосковых фильтров на основе трехрезонаторных структур, в которых реализован прием «рокировки» полюсов рабочего затухания. Определены условия формирования в этих структурах не менее шести полюсов рабочего затухания на конечных частотах, что в два раза превышает их количество в ранее известных фильтрах. Установлено, что в этих структурах возможна одновременная разрядка спектра паразитных полос пропускания. Приводятся результаты численного электродинамического 3D моделирования структур в диапазоне частот от 1 до 40 ГГц.*

Ключевые слова: микрополосковый фильтр, сонаправленные шпилечные резонаторы, нули и полюсы рабочего затухания, прием «рокировки» полюсов затухания.

1. Введение

Микрополосковые фильтры (МПФ) на полуволновых шпилечных резонаторах находят широкое применение в технике СВЧ, т.к. являются одними из наиболее компактных структур и не содержат короткозамкнутых на экран элементов, что определяет их высокую технологичность. Кроме того, в этих структурах формируются полюсы рабочего затухания на конечных частотах, которые существенно повышают избирательность фильтров. К таким структурам относятся фильтры на сонаправленных шпилечных резонаторах [1-2] и фильтры с дополнительными электромагнитными связями между несмежными резонаторами [3,4]. Следует отметить, что в МПФ на сонаправленных шпилечных резонаторах формируется при том же числе резонаторов N наибольшее количество полюсов рабочего затухания N+1. Очевидно, что дальнейшее повышение избирательно-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

сти этих структур возможно только путем увеличения числа резонаторов. Однако при ограниченной собственной добротности резонаторов увеличение их числа больше некоторого значения не имеет смысла, т.к. это обусловливает повышение потерь в полосе пропускания МПФ и увеличение их габаритов, а крутизна частотной характеристики в переходной области не повышается [5].

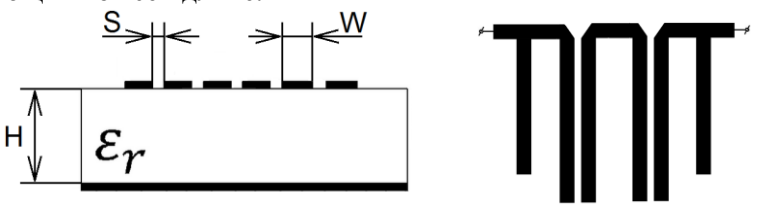
Наиболее остро эта проблема проявляется в миллиметровом диапазоне, где возможно возбуждение в микрополосковых структурах волн высших типов. Обеспечение одномодового режима в этих структурах достигается, как известно, уменьшением толщины подложек ($H \leq 0{,}25$ мм), что сопряжено однако со значительным снижением собственной добротности микрополосковых резонаторов. При этом предельная частотная избирательность МПФ наступает уже при существенно меньшем числе резонаторов $N \leq 4$.

Разрешить это противоречие в реализации высокой избирательности МПФ при ограниченном числе резонаторов возможно за счет существенного увеличения числа формируемых в структурах полюсов рабочего затухания. В работах [6,7] синтезированы такие одно- и двухрезонаторные звенья, обладающие свойствами многорезонаторных СВЧ цепей.

В данном докладе этот подход к проектированию высокоизбирательных МПФ с существенно ограниченным числом резонаторов развивается на примере трехрезонаторных структур применительно к построению фильтров более высокого порядка.

2. Базовые структуры и их принцип действия

Схемотехническую основу рассматриваемых трехрезонаторных МПФ составляет шестипроводная система связанных микрополосковых линий (МПЛ), на основе которой сформировано три сонаправленных полуволновых шпилечных резонатора (рис. 1), электромагнитно взаимодействующих по всей длине.

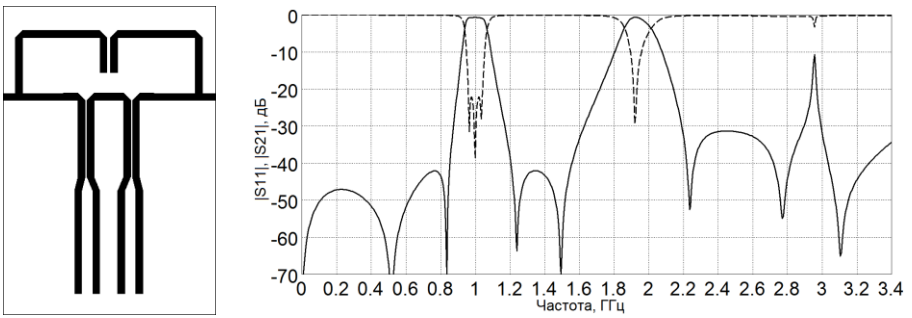


а) б)

Рис. 1. Структура (а) и топология (б) трехрезонаторного МПФ

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

В этой полосно-пропускающей структуре можно выделить две центральные четвертьволновые решетчатые секции и два Т-сочленения, выполняющих функцию трансформаторов сопротивлений. Каждый из этих элементов формирует полюс рабочего затухания на конечных частотах. В зависимости от выбора электродинамических параметров структуры возможно различное распределение этих полюсов затухания на частотной оси. Рассмотрим два из них. В первом случае (рис. 2) полюсы затухания, формируемые решетчатыми секциями, располагаются в области нижних частот. При этом доминирующей связью между МПЛ каждой из решетчатых секций является магнитная связь. Расщепление этих полюсов затухания также обеспечивается преобладающей магнитной связью между плечами центрального резонатора.



а) б)

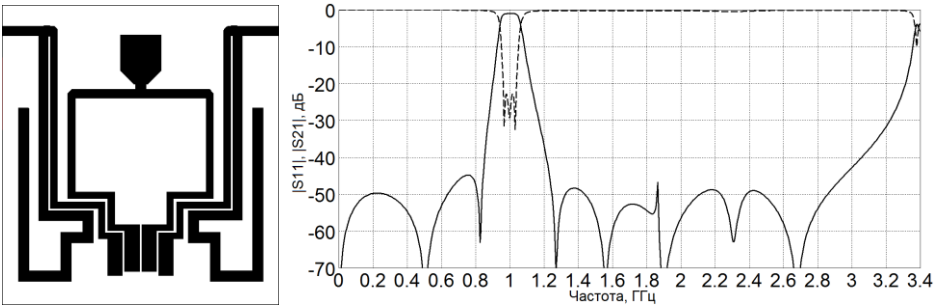
Рис. 2. Топология (а) и частотные зависимости S – параметров (б) трехрезонаторного МПФ

Т-сочленения формируют полюсы затухания в области верхних частот и их расщепление обеспечивается преобладающей электрической связью между шлейфами. Таким образом, в этой структуре формируется четыре основных полюса рабочего затухания.

Осуществим «рокировку» этих полюсов рабочего затухания так, чтобы Т-сочленения формировали полюсы затухания в области нижних, а решетчатые секции – в области верхних частот (рис. 3). Этот режим работы МПФ обеспечивается за счет смены доминирующих электромагнитных связей в структуре. Так, расщепление полюсов затухания, формируемых Т-сочленениями, достигается в этом случае реализацией доминирующей не электрической, а магнитной связи между плечами каждого из крайних резонаторов. Расщепление полюсов рабочего затухания, формируемых решетчатыми секциями, достигается электрической связью между ними.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Коме того, в центральный резонатор включен дополнительный короткий шлейф, обеспечивающий формирование еще одного полюса затухания в области второй гармоники.



а) б)

Рис. 3. Трехрезонаторный МПФ с «рокировкой» полюсов затухания (а) и частотные зависимости его S – параметров (б)

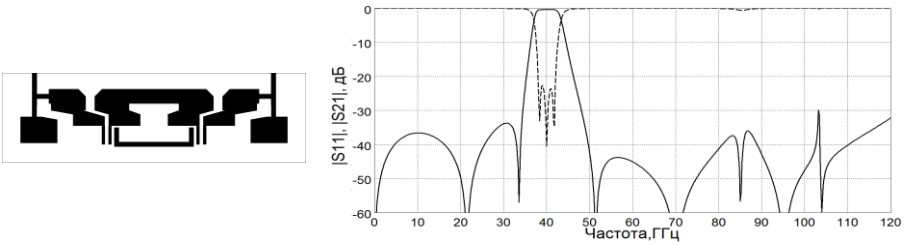
Таким образом, в этом модифицированном трехрезонаторном МПФ возможно формирование не четырех, а семи полюсов рабочего затухания, что обеспечивает при прочих равных условиях более высокую его частотную избирательность и разрядку спектра паразитных полос пропускания.

Электродинамическое моделирование рассмотренных выше обеих структур осуществлено при условии их реализации а подложке толщиной H = 1 мм с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_r = 10{,}6$.

3. МПФ миллиметрового диапазона

В миллиметровом диапазоне применяются с целью предотвращения возбуждения в микрополосковых структурах волн высших типов подложки толщиной H = 0,25 – 0,5 мм. Рассмотрим особенности физической реализации трехрезонаторных МПФ с «рокировкой» полюсов рабочего затухания. На рис. 4 представлены результаты численного электродинамического 3D моделирования МПФ, реализуемого на подложке толщиной 0,25 мм с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_r = 9{,}8$. Расстояние от подложки до крышки принималось равным 2мм.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.



а) б)

Рис. 4. МПФ с «рокировкой» полюсов затухания (а) и частотные зависимости его S – параметров (б) в миллиметровом диапазоне

4. Заключение

В трехрезонаторных структурах МПФ на полуволновых сонаправленных шпилечных резонаторах возможно формирование более шести полюсов рабочего затухания на конечных частотах, что определяет при прочих равных условиях их повышенную частотную избирательность и более высокую компактность. Это достигается за счет совместного использования эффекта неравенства фазовых скоростей нормальных волн в многопроводных системах связанных МПЛ, приема «рокировки» полюсов рабочего затухания, а также задания определенной степени неуравновешенности электромагнитных связей на разных участках длины смежных МПЛ.

Список литературы

[1] Аристархов Г.М., Чернышев В.П. Косвенный синтез микрополосковых фильтров на сонаправленных шпилечных резонаторах с полюсами затухания на конечных частотах // Радиотехника и электроника. 1987. Т. 32. № 6. С. 1168-1175.

[2] Аристархов Г.М., Звездинов Н.В., Чернышев В.П. Микрополосковые фильтры на сонаправленных шпилечных резонаторах с повышенной частотной избирательностью // Радиотехника. 2014. № 10. С. 22-28.

[3] Lancaster J. M., Hong J.-S. Theory and experiment of novel microstrip slow-wave open-loop resonator filters // IEEE Trans. MTT. 1997. V. 45. № 12. P. 2358-2365.

[4] Захаров А.В., Ильченко М.Е., Трубаров И.В. Планарные трехрезонаторные полосно-пропускающие фильтры с перекрестными связями // Радиотехника и электроника. 2017. Т. 62. №2. С. 187-195

[5] Справочник по элементам полосковой техники // Мазепова О.И., Мещанов В.П., Прохорова Н.И. и др., Под ред. А.Л. Фельдштейна. –М.: Связь. 1979. -336с.

[6] Аристархов Г.М., Звездинов Н.В. Селективные свойства микрополосковой секции на двух сонаправленных шпилечных резонаторах с неуравновешенными электромагнитными связями // Антенны. 2016. №2. С. 76-82.

[7] Аристархов Г.М., Звездинов Н.В. Высокоизбирательные одно- и двухрезонаторные микрополосковые фильтры // Радиотехника и электроника. 2017. Т. 62. № 8. С. 819-824.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Миниатюрный полосно-пропускающий фильтр на двух идентичных резонаторах

Летавин Д.А., Ильиных А.Б., Запольских Е.Ф.
Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
d.a.letavin@urfu.ru

Аннотация: *Разработана новая конструкция микрополоскового полосно-пропускающего фильтра на двух идентичных резонаторах. Предлагаемый фильтр реализован на стандартном СВЧ-материале с относительной диэлектрической проницаемостью ε = 4.4 и толщиной h = 1.5 мм. Полосно-пропускающий фильтр обладает значительно меньшими габаритами по сравнению с обычными конструкциями микрополосковых фильтров. Спроектированный фильтр имеет размеры 16 х 15 х 1,5 мм, при этом полоса рабочих частот составляет 189 МГц.*

Ключевые слова: полосно-пропускающий фильтр, подложка, полоса, резонатор.

1. Введение

Фильтр – устройство, предназначенное для выделения полезного сигнала в пределах заданной полосы частот. Как известно, полосно-пропускающие фильтры являются важнейшими элементами систем связи, радиолокации, различной измерительной и специальной радиоаппаратуры. При создании и исследовании новых конструкций частотно-селективных устройств, традиционно стараются, обеспечить низкий уровень вносимых потерь в полосе пропускания, высокие избирательные свойства, миниатюрность исполнения, технологичность в изготовлении. Поиск новых конструкций и методик проектирования, позволяющих обеспечить достижение необходимых параметров, является важным направлением на сегодняшний день.

Целью данной работы является проектирование фильтра, имеющего компактные размеры и селективные свойства на уровне стандартных конструкций. Для достижения поставленной цели необходимо разработать 3D-модель микрополоскового полосно-пропускающего фильтра для проведения электродинамического численного анализа. В литературе описано множество различных конструкций полосно-пропускающих фильтр в миниатюрном исполнении [1]-[9].

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

Однако стоит отметить, что не все предлагаемые конструкции фильтров, обеспечивают миниатюрность исполнения и технологичность в изготовлении. Данная статья направлена на описание компактной конструкции фильтра с узкой полосой пропускания.

2. Исследуемая модель

В настоящей работе описан микрополосковый полосно-пропускающий фильтр на двух идентичных резонаторах. Такие фильтры предназначены для того, чтобы пропускать сигнал в пределах заданной полосы рабочих частот. Фильтр реализован на подложке из традиционного СВЧ-материала – стеклотекстолит с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon=4.4$, $tg\delta=0.02$ и высотой $h=1.5$ мм. Рассмотрим конструкцию, обладающую осевой симметрией, реализованную на двух идентичных треугольных резонаторах (рис.1), представляющий собой изогнутый отрезок микрополосковой линии передачи длиной $\lambda_в$. При такой длине суммарная электрическая длина (набег фазы) полосковых проводников резонатора равна 360 градусов. Питающие микрополосковые линии расположены на противоположной стороне подложки от резонатора.

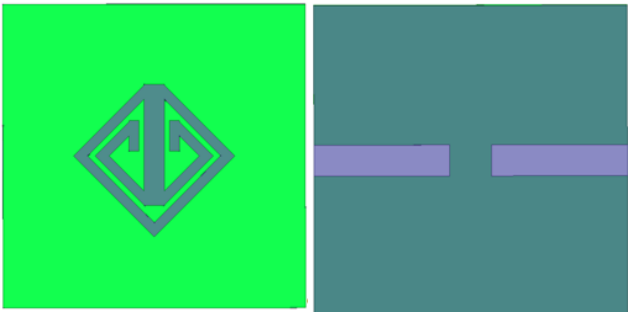


Рис. 1. Конструкция микрополоскового резонатора и микрополосковые линии питания расположенные на противоположной стороне подложки

Топология фильтра обладает осевой симметрией и состоит из двух однотипных микрополосковых резонаторов (рис.2). Для настройки рабочей частоты, необходимо определить требуемые размер резонатора равный длине волны в линии. После этого необходимо подобрать оптимальное положение микрополосковых линий передачи и их взаимодействие с резонатором вытравленном в земле. В результате чего мы получим минимальный коэффициент передачи на центральной частоте и ее окрестности.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Также стоит отметить, что ширина питающих МПЛ выбирается исходя из волнового сопротивления, в нашем случае оно равняется 50 Ом.

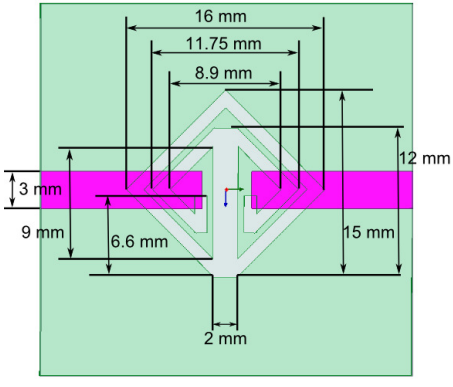


Рис. 2. Модель фильтра в программе HFSS

При настройке фильтра с относительной шириной полосы пропускания 10,5% его размеры составили 15 мм х 16 мм. Полоса пропускания измерялась по уровню – 3 дБ от уровня минимальных потерь, которые составляли величину -1,93 дБ на центральной частоте полосы пропускания 1,79 ГГц. Рассчитанная с помощью электродинамического численного анализа 3D-моделей АЧХ приведена на рис.3. Сплошной линией показана характеристика конструкции, отвечающая за коэффициент передачи, а пунктирной линией обозначен коэффициент отражения от входного порта.

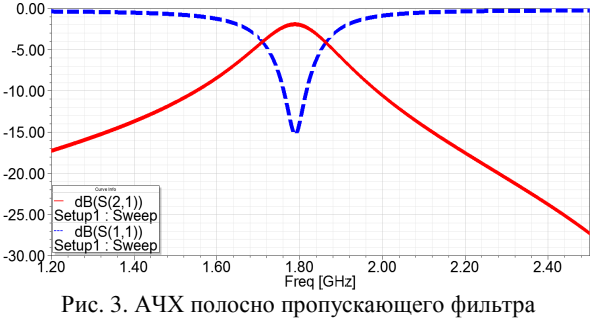


Рис. 3. АЧХ полосно пропускающего фильтра

Исходя из полученных результатов численного моделирования, видно, что минимальные потери коэффициента передачи, в полосе пропускания, составляют -1.93 дБ. Полоса рабочих частот, начинается от 1690

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

МГц и заканчивается на 1879 МГц, что составляет 10.5% в относительных величинах от центральной частоты. Согласования входного порта (S11) имеет значение – 18 дБ на центральной частоте 1890 МГц. Паразитная полоса пропускания фильтра возникает на частоте 5000 МГц с коэффициентом передачи равным -3 дБ.

4. Заключение

Таким образом, исследована оригинальная конструкция микрополоскового полосно-пропускающего фильтра. Данная конструкция, отличается миниатюрностью, технологичностью изготовления и простотой настройки. Для получения необходимой центральной частоты и минимальных значений коэффициента передачи в полосе пропускания необходимо, подобрать оптимальную длину резонатора и коэффициента включения входной и выходной микрополосковой линии передачи. С помощью электродинамического анализа 3D-моделей был спроектирован и исследован фильтр с размерами 16 х 15 х 1,5 мм с полосой рабочих частот в 189 МГц.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ (проект № 8.2538.2017/4.6).

Список литературы

[1] Yang T., Tamura M., Itoh T., “Compact hybrid resonator with series and shunt resonances used in miniaturized filters and balun filters // IEEE Transactions on microwave Theory and Techniques. 2010. V. 58. N 2. P. 390–402.

[2] Zhu J., Feng Zh.,”Microstrip interdigital hairprin resonator with an optimal physical length,” // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2006. V. 16. N 12. P. 672–674.

[3] Hung C.-Y., Weng M.-H., Lan S.-W., Huang C.-Y. // J. Electromagnetic Waves and Applications. 2012. V. 26. P. 12–23.

[4] S. Vegesna and M. Saed, “Compact two-layer microstrip bandpass filter using broadside-coupled resonators,” Progress In Electromagnetics Research B, vol. 37, 81-102, 2012.

[5] Jia-Qi Liu; Jun-Ye Jin; Li J.L.-W., “A Miniature Bandpass filter with split ring resonator and asymmetrical coupled lines,” // International Conference on Communications, Circuits and Systems. 2013. V. 2. p. 425-427.

[6] Rathore V.; Awasthi S.; Biswas A., “Design of compact dual-band bandpass filter using frequency transformation and its implementation with Split Ring Resonator Dual-band bandpass filter using SRR,” // 44th European Microwave Conference. 2014. p. 949-952.

[7] Panda A.K.; Sahu K.S.; Mishra R.K., “A compact triangular SRR loaded CPW line and its use in highly selective wideband bandpass filter for WiMAX communication system,” // 5th International Conference on Computers and Devices for Communication. 2012. p. 1-4.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[8] Horestani A.K.; Duran-Sindreu M.; Naqui J.; Fumeaux C.; Martin, F., “Coplanar Waveguides Loaded with S-Shaped Split-Ring Resonators: Modeling and Application to Compact Microwave Filters,” // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2014. V. 13. p. 1349-1352.

[9] Hong J.S.; Lancaster M.J., “Development of new microstrip pseudo-interdigital bandpass filters,” // IEEE Microwave and Guided Wave Letters. 1995. V. 5. N. 8. p. 261-263.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Waveguide band-pass filters on complex resonant diaphragms with a C-shaped aperture in a rectangular waveguide

[1]Krutiev S.V., [1]Kleschenkov A.B., [1]Zemlyakov V.V.
Faculty of Physics
Southern Federal University
sergey-kryt@yandex.ru

Abstra **:** *The problem of electrodynamic analysis and synthesis of band-passing waveguide filters on thin resonant metal diaphragms with a C-shaped aperture is solved. Calculation of the critical wave numbers and expressions for the components of electromagnetic fields was carried out by the method of partial regions, taking into account the peculiarity of the electromagnetic field on metal ribs. The results of computer simulation and experimental verification for a three-cavity band-pass filter on a rectangular waveguide in the range 8-12 GHz are presented*

Keywords - filter; rectangular waveguide; band-pass filter; resonant diaphragm; electrodynamic analysis.

Волноводные полосно-пропускающие фильтры на сложных резонансных диафрагмах с С-образной апертурой в прямоугольном волноводе

[1]Крутиев С.В., [1]Клещенков А.Б., [1]Земляков В. В.
[1]ФГАОУВО Южный федеральный университет
sergey-kryt@yandex.ru

Аннотация: *Решена задача электродинамического анализа и синтеза полосно-пропускающих волноводных фильтров на тонких резонансных металлических диафрагмах с С-образной апертурой. Расчет критических волновых чисел и выражений для компонент электромагнитных полей осуществлялся методом частичных областей с учетом особенности электромагнитного поля на металлических ребрах. Представлены результаты компьютерного моделирования и экспериментальной проверки для трехрезонаторного полосно-пропускающего фильтра на прямоугольном волноводе в диапазоне 8-12 ГГц.*

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

Ключевые слова: фильтр, прямоугольный волновод, полосно-пропускающий фильтр, резонансная диафрагма, электродинамический анализ.

1. Введение

Полосно-пропускающие фильтры находят широкое применение в различных областях современной радиотехники, таких как системах передачи информации, средствах радиоэлектронной борьбы, радарах и измерительном оборудовании.

В частности, фильтры волноводного исполнения обладают следующими преимуществами: большая передаваема мощность, малые потери, полностью экранированная структура, высокая добротность резонаторов. Они успешно используются в радиовещании, телекоммуникациях, спутниковой связи и т.д.

Одним из способов создания волноводных полосно-пропускающих фильтров является применение тонких металлических резонансных диафрагм, соединенных четвертьволновыми отрезками волновода.

Важно отметить, что классические прямоугольные тонкие металлические резонансные диафрагмы обладают достаточно малыми добротностями, поэтому проектирование фильтров с полосой пропускания меньше 15% оказывается весьма затруднительно. Повышение добротности классических тонких металлических резонансных диафрагм возможно при использовании сложного поперечного сечения резонансного окна. Одним из вариантов, позволяющих увеличить добротность является применение резонансных окон с С-образной апертурой.

В данной работе проводится электродинамический анализ и синтез волноводных полосно-пропускающих фильтров на сложных резонансных диафрагмах с С-образной апертурой в прямоугольном волноводе с размерами a=23 мм, b=10 мм. (рис.1).

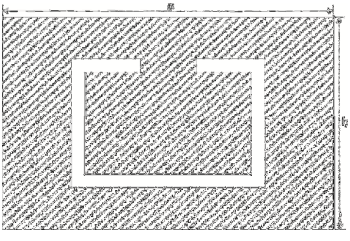


Рис.1. Поперечное сечение резонансной диафрагмы с С-образной апертурой в прямоугольном волноводе
Fig.1. The cross-section of a resonant diaphragm with a C-shaped aperture in a rectangular waveguide

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

2. Синтез полосно-пропускающих фильтров на основе диафрагм с С-образной апертурой

По результатам анализа одиночной диафрагмы, можно говорить о возможности синтезировать фильтры на их основе.

Для синтеза полосно-пропускающих фильтров с Чебышевской характеристикой будем использовать метод приведённый в [4]. Так для наглядности произведем пересчет добротностей фильтра для случая n = 3 и полосой пропускания 10%.

В таблице [4] даны произведения (Q_i, S) , учитывая, что $Q_iS = 0.5g_i$, где g_i – нагрузочное сопротивление, S - масштабный множитель. Для Чебышевских фильтров с нечетным числом резонаторов n = 3 ÷ 19.

Из таблицы выбирается требуемый модуль коэффициента отражения и количество резонаторов в фильтре. Таким образом, для резонаторов 1 и 3 имеем $q_1 = q_3 = 0{,}388$, а для резонатора 2 - $q_2 = 0{,}534$.

После подстановки данных получаем добротности $Q_1 = Q_3 = 3{,}88$ и $Q_2 = 5{,}34$. Данные резонаторы устанавливаются на расстоянии $\lambda_в / 4$, что позволяет в свою очередь синтезировать полосно-пропускающий фильтр.

Для повышения точности расчетов можно использовать поправки, приведенные в работе [4]. Так, резонаторы, расположенные на краях цепочки, получают приращение добротности на $\pi/8$, а расположенные внутри цепочки – на $\pi/4$, более того, за счет дисперсионных свойств приращение добротности составляет еще $(\lambda_в/\lambda_0)^2$, где $\lambda_в$ – длина волны в волноводе, λ_0 – длина волны в свободном пространстве. Таким образом, общее приращение добротности для внешних и внутренних резонаторов составит соответственно:

$$\Delta Q_{1,3}=\pi/8(\lambda_в/\lambda_0)^2;\ \Delta Q_2=\pi/4(\lambda_в/\lambda_0)^2; \qquad (1)$$

С учетом этих поправок мы получаем добротности равные $Q_1 = Q_3 = 2{,}64$ и $Q_2 = 3{,}39$.

Что позволяет более точно синтезировать фильтр на трех резонаторах.

Далее приведем результаты синтеза полосно-пропускающего фильтра на трех резонансных диафрагмах с С-образной апертурой. Полосу пропускания фильтров зададим 10%. Геометрические размеры синтезированных диафрагм приведены в таблице 1, *l* –расстояние между диафрагмами фильтра после оптимизации.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Общая длина фильтра *L=65,6 мм.* Относительная длина фильтров составила соответственно *L/l=2.05* или $L/\lambda=2.19$, где λ – центральная длина волны полосы пропускания фильтров.

Табл. 1. Размеры полосно-пропускающего фильтра на 3-х резонаторах
Table. 1. The dimensions of the bandpass filter on 3 resonators

	$p_{1,3}$	$s_{1,3}$	$x_{1,3}$	$y_{1,3}$	p_2	s_2	x_2	y_2	l
Рис.7	3,66	0,7	14,5	8,1	1,44	0,45	11,8	8	32

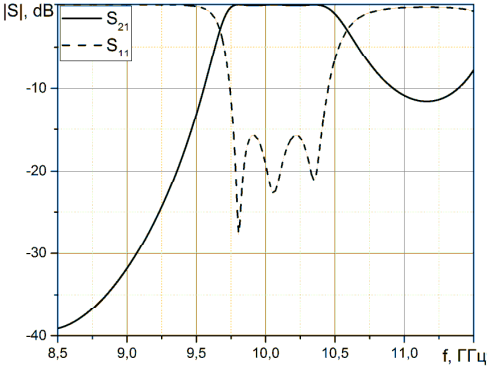


Рис. 2. Структура и АЧХ 3-х резонаторного полосно-пропускающего фильтра.
Fig.2. Structure and frequency response of a 3 cavity bandpass filter

Для реализации эксперимента была использована тонкая диэлектрическая подложка толщиной 1,524 мм и диэлектрической проницаемостью 2,55, на поверхность которой наносилась металлизация заданной конфигурации (рис. 1). Тангенс диэлектрических потерь для выбранного диэлектрика составили $tg\delta = 0{,}001$. Был использован прямоугольный волновод размером 23 х 10 мм. Измерения проводились на векторном анализаторе Agilent PNA E8363B.

3. Учет электрического контакта между диафрагмами и волноводом

На практике оказывается, что отсутствие электрического контакта между диафрагмой и стенками волновода может оказывать существенное влияние на характеристики фильтра. Для учета этого эффекта предложена модель одиночной металлической диафрагмы (рис.3), у которой электри-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ческий контакт отсутствует. Диафрагма обладает изначально емкостными и индуктивными свойствами. Расстояние отступа r=1мм.

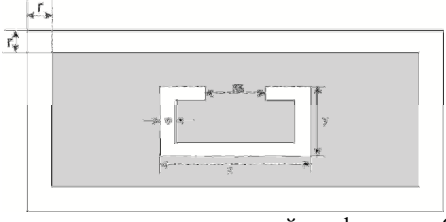


Рис.3. Поперечное сечение резонансной диафрагмы с С-образной апертурой в прямоугольном волноводе
Fig.3. The cross-section of a resonant diaphragm with a C-shaped aperture in a rectangular waveguide

На рис. 4. представлены результаты компьютерного моделирования в математическом пакете CST STUDIO и экспериментальной проверки.

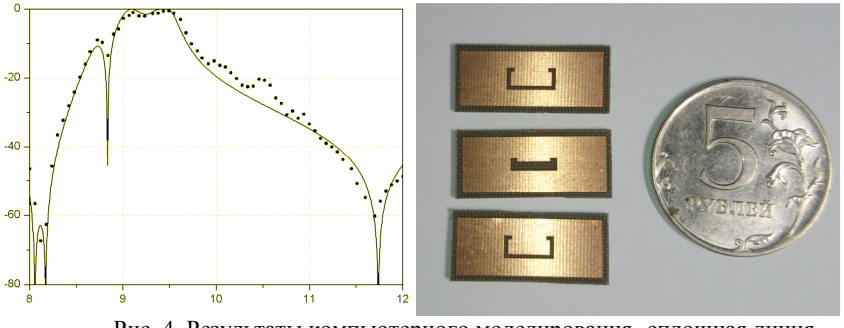


Рис. 4. Результаты компьютерного моделирования- сплошная линия и эксперимента – маркеры.
Fig. 4. Results of computer simulation - solid line and experiment - markers

Как видно из графика результаты показывают практически полное совпадение. Фильтр на тонких металлических резонансных диафрагмах без электрического контакта имеет большую полосу заграждения и существенный уровень затухания в ней.

4. Заключение

Таким образом, в данной работе рассмотрена возможность построения полосно-пропускающих волноводных фильтров на базе сложных резонансных диафрагм с С-образной апертурой.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проектов Российского фонда фундаментальных исследований № 16-37-00148.

Список литературы

[1] Bahrami H, Hakkak M. Analysis And Design of Highly Compact Bandpass Waveguide Filter Utilizing Complementary Split Ring Resonators (CSRR) // Progress In Electromagnetics Research, 2008, PIER 80, p. 107-122.

[2] Kirilenko A.A., Rud L.A., Senkevich S. Spectral Approach to the Synthesis of Bandstop Filters // IEEE Trans. MTT, 1994, V. 42, N. 7, p. 1387 - 1392.

[3] Stefanovski S., Potrebi M., Toši D. A novel design of E-plane bandstop waveguide filter using quarter-wave resonators // Optoelectronics and Advanced Materials - Rapid Communications, 2015, V. 9, N. 1-2, p. 87-93.

[4] И.В. Лебедев // Техника и приборы СВЧ. Том I. 1970. С. 417.

[5] V.V. Zemlyakov, G.F. Zargano, S.V. Krutiev, "Waveguide bandpass filter on complex resonance diaphragms," Journal of Communications Technology and Electronics, vol. 60, N. 12, 2015, pp. 1305-1310.

[6] Zemlyakov V.V., Zargano G.F. Electrodynamic Analysis of Conductivity of a Resonance Waveguide Plane-Transverse Diaphragm with a Complex Aperture // Radiophysics and Quantum Electronics, V. 58, N. 7, 2015, p. 504-510.

[7] G.F. Zargano, V.V. Zemlyakov, G.P. Sinyavskii, "Electrodynamics analysis and synthesis of selective devices based on thin diaphragms in ridge waveguides," Journal of Communications Technology and Electronics, vol. 54, N. 4, 2009, pp. 381-390.

[8] G.F. Zargano, V.V. Zemlyakov, V. V. Krivopustenko, "Electrodynamics analysis of eigenmodes in a rectangular waveguide with two L-shaped septa," Journal of Communications Technology and Electronics, vol. 56, N. 3, 2011, pp. 259-268.

[9] Zemlyakov V.V., Zargano G.F. A band-stop filter designed on a ridge waveguide with pin resonant elements // Journal of Communications Technology and Electronics, V. 61, N. 12, 2016, p. 1390-1394.

[10] Zemlyakov V.V., Krutiev S.V., Kleshchenkov A.B. The compact waveguide filters with complex aperture resonant diaphragms // Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS), 2016, 8-11 August, Shanghai, China, p 3224-3228

[11] Gubsky D.S., Zemlyakov V.V., Mamay I.V., Sinyavsky G.P. Object-oriented approach to software implementation of virtual laboratory workshop // 11th IEEE East-West Design and Test Symposium, EWDTS 2013; Rostov-on-Don; Russian Federation; 27-30 September 2013

References

[1] Bahrami H, Hakkak M. Analysis And Design of Highly Compact Bandpass Waveguide Filter Utilizing Complementary Split Ring Resonators (CSRR) // Progress In Electromagnetics Research, 2008, PIER 80, p. 107-122.

[2] Kirilenko A.A., Rud L.A., Senkevich S. Spectral Approach to the Synthesis of Bandstop Filters // IEEE Trans. MTT, 1994, V. 42, N. 7, p. 1387 - 1392.

[3] Stefanovski S., Potrebi M., Toši D. A novel design of E-plane bandstop waveguide filter using quarter-wave resonators // Optoelectronics and Advanced Materials - Rapid Communications, 2015, V. 9, N. 1-2, p. 87-93.

[4] G. Matthaei, E.M.T. Jones, L. Young // Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures. 1963. pp. 516.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[5] V.V. Zemlyakov, G.F. Zargano, S.V. Krutiev, "Waveguide bandpass filter on complex resonance diaphragms," Journal of Communications Technology and Electronics, vol. 60, N. 12, 2015, pp. 1305-1310.

[6] Zemlyakov V.V., Zargano G.F. Electrodynamic Analysis of Conductivity of a Resonance Waveguide Plane-Transverse Diaphragm with a Complex Aperture // Radiophysics and Quantum Electronics, V. 58, N. 7, 2015, p. 504-510.

[7] G.F. Zargano, V.V. Zemlyakov, G.P. Sinyavskii, "Electrodynamics analysis and synthesis of selective devices based on thin diaphragms in ridge waveguides," Journal of Communications Technology and Electronics, vol. 54, N. 4, 2009, pp. 381-390.

[8] G.F. Zargano, V.V. Zemlyakov, V. V. Krivopustenko, "Electrodynamics analysis of eigenmodes in a rectangular waveguide with two L-shaped septa," Journal of Communications Technology and Electronics, vol. 56, N. 3, 2011, pp. 259-268.

[9] Zemlyakov V.V., Zargano G.F. A band-stop filter designed on a ridge waveguide with pin resonant elements // Journal of Communications Technology and Electronics, V. 61, N. 12, 2016, p. 1390-1394.

[10] Zemlyakov V.V., Krutiev S.V., Kleshchenkov A.B. The compact waveguide filters with complex aperture resonant diaphragms // Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS), 2016, 8-11 August, Shanghai, China, p. 3224-3228

[11] Gubsky D.S., Zemlyakov V.V., Mamay I.V., Sinyavsky G.P. Object-oriented approach to software implementation of virtual laboratory workshop // 11th IEEE East-West Design and Test Symposium, EWDTS 2013; Rostov-on-Don; Russian Federation; 27-30 September 2013

Acknowledgment

The report was prepared based on the results of investigations carried out under the projects of the Russian Foundation for Basic Research No. 16-37-00148.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Миниатюрный трехшлейфный мост на основе искусственных линий передачи

Летавин Д.А., Ильиных А.Б., Запольских Е.Ф.
Уральский федеральный университет
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
d.a.letavin@urfu.ru

Аннотация: *В данной работе исследована конструкция миниатюрного микрополоскового трехшлейфного мостового устройства. Миниатюризация данного устройства осуществляется при помощи искусственных линий передачи, обеспечивающие аналогичные функции, как и у четвертьволновых отрезков. Численное моделирование проведено с привлечением программы трехмерного электродинамического моделирования. В качестве центральной частоты для проектирования была выбрана частота 1800 МГц. Предлагаемый мост имеет размеры на 67,5% меньше чем у стандартной конструкции.*

Ключевые слова: миниатюризация, микрополосковая линия, двухшлейфный мост.

1. Введение

Мост - устройство с четырьмя входами, предназначенное для ответвления половины мощности из основного канала во вспомогательный. Шлейфный мост состоит из двух отрезков микрополосковых линий передачи, соединенных между собой с помощью двух и более шлейфов, длины и расстояния, между которыми равны четверти длины волны. Стоит отметить, что с увеличение числа шлейфов диапазон рабочих частот увеличивается, однако вместе с этим увеличиваются продольные размеры моста. И поэтому такие устройства занимают большую площадь особенно на низких частотах, в связи с этим возникает интерес по миниатюризации данных мостовых конструкций. На данный момент в литературе широко представлены различные методы миниатюризации мостовых СВЧ-устройств, например квази-сосредоточенные элементы [1], переодические емкостные нагрузки [2], не симметричные Т-структуры [3], замедляющие структуры [4], фрактальные линии [5], высокоомные линии [6], фильтры нижних частот [7-9]. Однако стоит отметить, что не все перечисленные методы имеют простоту по проектированию компактных конструкций, компактность и сохранение характеристик устройства на уровне обычной

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

конструкции. Настоящая работа посвящена миниатюризации трехшлейфного моста, сохраняя характеристики устройства в достаточно широкой полосе частот, и при этом имеет технологически реализуемые размеры.

2. Исследуемая модель

Первоначально, перед процессом миниатюризации проектируем стандартную конструкцию трехшлейфного моста. Самая распространенная конструкция такого моста состоит из двух 35-Омных линий передачи соединенные 35-Омным шлейфов по середине и двумя 120-Омными шлейфами по бокам, все расстояния и отрезки равняются четверти длины волны в линии и имеют фазовый сдвиг 90 градусов. Весь процесс проектирования моста осуществлялся в программе AWR DE. В качестве материала подложки выбран FR-4 с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 4.4$, тангенсом угла диэлектрических потерь $\mathrm{tg}\delta = 0.02$ и толщиной h=1 мм. Результаты численного моделирования стандартного трехшлейфного моста показаны на рис.1.

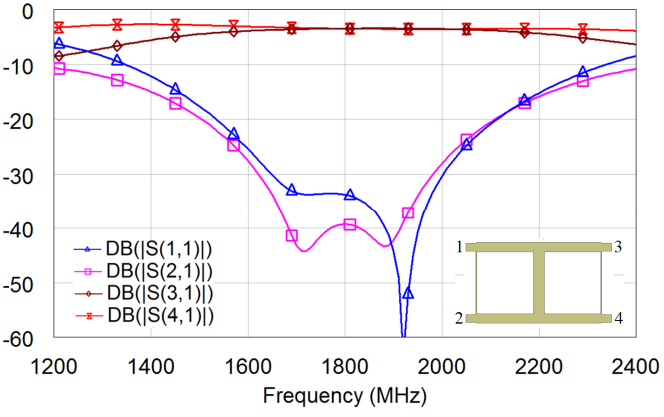


Рис. 1. Зависимость S-параметров от частоты стандартного трехшлейфного моста

Из полученных характеристик, видно, что центральная частота устройства равняется 1800 МГц, полоса пропускания (оцениваемая по уровню развязки -20 дБ) составляет 595 МГц. Согласование входного порта, коэффициента S_{11} не превышает значения -20 дБ во всей полосе рабочих частот. Коэффициенты передачи S_{21} и S_{31} одинаковы и равняются -3,7 дБ. После того, как традиционная конструкция была спроектирована, выполняем проектирование миниатюрной конструкции моста, используя сле-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

дующую методику: производим синтез эквивалентных структур для четвертьволновых отрезков микрполосковых линий передачи.

Замена 35-омных микрполосковых линий передачи на искусственные линии передачи, позволило уменьшить размеры устройства на 35% по отношению к стандартной конструкции. Однако остается достаточно много свободного пространства внутри моста, которое не используется. Поэтому для дальнейшего уменьшения первоначально заменим центральный шлейф, а после изогнем высокоомные шлейфы в виде меандра с сохранением прежней длины. На рисунке 2, представлена конечная топология компактного трехшлейфного моста, которую можно легко и просто изготовить при помощи стандартных методов изготовления микрополосковых устройств, а на рисунке 3 показаны результаты численного моделирования. Конечная топология имеет размеры на 67,5% меньше по сравнению со стандартной конструкцией.

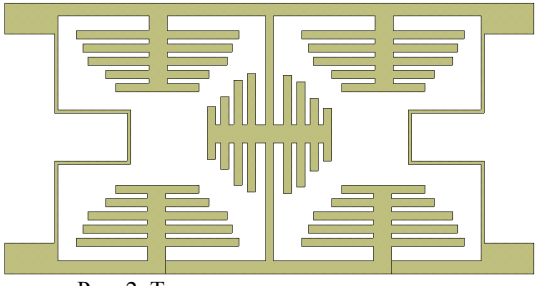


Рис. 2. Топология компактного моста

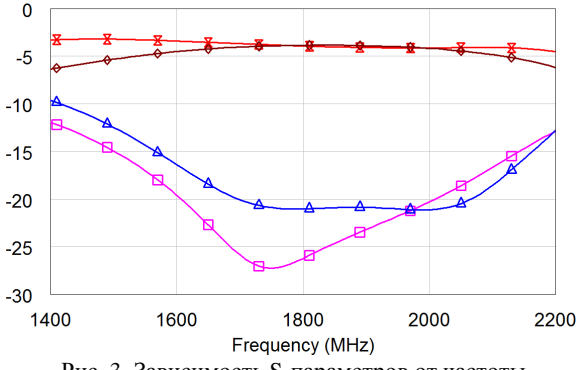


Рис. 3. Зависимость S-параметров от частоты

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Из полученных результатов численного моделирования определяем центральную частоту моста, она равняется 1807 МГц, произошло смещение на 7 МГц (0,4%), полоса рабочих частот (оцениваемая по уровню развязки -20 дБ) начинается от 1605 МГц и заканчивается на частоте 2012 МГц, что составляет 22,6% относительной полосы частот. Параметр S_{11} в полосе пропускания не превышает значения -15 дБ. Коэффициенты передачи S_{21} и S_{31} равняются -3,85 и 3,95 дБ соответственно. Диссбаланс в 0,1 дБ является незначительным и допустимым.

4. Заключение

В данной работе была миниатюризированная конструкция трехшлейфного мостового устройства. Миниатюризация осуществлялась при помощи искусственных линий передачи, которые выполняют такие же функции, что и заменяемый отрезок, но при этом имеют существенно меньшие размеры. Данный способ отличается своей простотой, так как не требуется больших и сложных математических вычислений. Изготовленный образец имеет площадь 427 мм^2, что на 67,5% меньше по сравнению с обычной конструкцией. Несмотря на такую степень миниатюризации, мостовое устройство сохраняет прежние характеристики в достаточно широкой полосе частот.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ (проект № 8.2538.2017/4.6).

Список литературы

[1] S.-S. Liao and J.-T. Peng, "Compact planar microstrip branch-line couplers using the quasi-lumped elements approach with nonsymmetrical and symmetrical T-shaped structure," IEEE Trans. Microw. TheoryTech.,vol. 54, pp. 3508-3514, Sep. 2006.

[2] K. W. Eccleston and S. H. M. Ong, "Compact planar microstripline branch-line and rat-race coupler," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 51, pp. 2119-2125, Oct. 2003.

[3] S.-S. Liao, P.-T.Sun, N.-C.Chin and J.-T.Peng, "A novel compact-size branch-line coupler," IEEE Microw.WirelessCompon.Lett. vol. 15, pp. 588-590, Sep. 2005.

[4] J. Wang, B. Z. Wang, Y.-X.Guo, L.-C.Ong, and S. Xiao "A compact slow-wave microstrip branch-line coupler with high performance," IEEE Microw.WirelessCompon.Lett. vol. 17, pp. 501-503, Jul. 2007.

[5] H.Ghali, and T. A. Moselhy, "Miniaturized fractal rat-race, branch-line, and coupler-line hybrids," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 52, pp. 2513-2520, Nov. 2004.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[6] C. W. Tang and M.-G.Chen, "Synthesizing microstrip branch-line coupler with predetermined compact size and bandwidth," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 55, pp. 1926-1934, Sep. 2007.

[7] Letavin, D.A., Mitelman, Y.E., Chechetkin, V.A., “Investigation of the frequency influence on the miniaturization efficiency of microstrip devices using LPFs”, 2016 10th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2016, DOI: 10.1109/EuCAP.2016.7481614.

[8] Letavin, D.A., Mitelman, Y.E., Chechetkin, V.A., “Realization of miniaturized branch-line coupler using lowpass microstrip filters”, 2015 Loughborough Antennas and Propagation Conference, LAPC 2015, DOI: 10.1109/LAPC.2015.7366013.

[9] Letavin, D.A., Mitelman, Y.E., Chechetkin, V.A., “A novel method of design of miniaturized microstrip microwave devices using filters”, 2015 IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems, COMCAS 2015, DOI: 10.1109/COMCAS.2015.7360482.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Theory, design and technology of radio-frequency micromechanical systems

[1] Lysenko I. E., [2] Tkachenko V. A.
[1] Southern Federal University,
Institute of Nanotechnology, Electronics and Electronic Equipment Engineering,
Taganrog, 347928, Russian Federation,
ielysenko@sfedu.ru
[2] Southern Federal University,
Institute of Nanotechnology, Electronics and Electronic Equipment Engineering,
Taganrog, 347928, Russian Federation,
msqk@mail.ru

***Abstract**: RF keys are the most common components of RF Microsystems. Keys and relays is a simple but important elements of all automated systems. They are used in the interfaces between Microsystems and other devices and are used for automatic switching of signals, which increases the flexibility and extensibility of the whole system. For example, the use of keys for the organization of the two modes: test and measurement, allows to reduce the number of elements of the system, and therefore to simplify the device testing. In addition, with appropriate shift patterns, you can use the same voltmeter to measure the voltage in different points of the circuit.*

***Keywords**: microelectromechanical systems, high frequency switch, sequential switch, parallel switch, membrane switch, micro switch with mercury contacts.*

Теория, конструкции и технологии изготовления радиочастотных микромеханических систем

[1] Лысенко И.Е., [2] Ткаченко А. В.
[1] *Южный Федеральный Университет, Институт нанотехнологий, электроники и приборостроения,*
Таганрог, 347928, Российская Федерация,
ielysenko@sfedu.ru
[2] *Южный Федеральный Университет, Институт нанотехнологий, электроники и приборостроения,*
Таганрог, 347928, Российская Федерация,
msqk@mail.ru

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

***Аннотация**: ВЧ ключи являются самыми распространенными компонентами ВЧ микросистем. Ключи и реле – простые, но важные элементы всех автоматизированных систем. Они используются в интерфейсах между микросистемами и другими устройствами и служат для автоматического переключения сигналов, что увеличивает гибкость и расширяемость всей системы в целом. Например, применение ключей для организации двух режимов работы: тестового и измерительного, позволяет уменьшить количество элементов системы, и, следовательно, упростить само устройство тестирования. В дополнение к этому, при помощи соответствующей схемы переключения можно использовать один и тот же вольтметр для измерения напряжения в разных точках схемы.*

***Ключевые слова*:** микроэлектромеханическая система, высокочастотный микропереключатель, последовательный микропереключатель, параллельный микропереключатель, мембранный микропереключатель, микропереключатель с ртутными контактами.

1. Введение

Почти все микросистемы используют в качестве основного материала кремний, поэтому и большинство технологий изготовления микросистем разработаны на базе традиционных технологий обработки кремния. Всем хорошо известно, что кремний обладает уникальными механическими свойствами, позволяющими изготавливать миниатюрные высокоточные механические устройства и компоненты. Благодаря прогрессу в области технологий производства микросистем в конце двадцатого века, стало возможным изготовление механических микропереключателей, которые обладают низкими резистивными потерями, незначительным потреблением энергии, хорошей развязкой по сравнению с полупроводниковыми ключами. Разработка независимых микропереключателей позволила СВЧ-устройствам и компонентам выйти на потребительский рынок, значительно улучшив технические характеристики систем при снижении их стоимости.

Для ВЧ ключа самым критичным узлом является исполнительный элемент, что объясняется его повышенной механической сложностью и подверженностью к износу. В микропереключателях используются следующие принципы действия исполнительных механизмов: электростатический, электромагнитный, магнитный, пьезоэлектрический и термический. Из-за низкого энергопотребления самым распространенным является электростатический исполнительный механизм.

Микропереключатели можно разделить на 4 группы:

1. Последовательный консольный переключатель,

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

2. Параллельный консольный переключатель,
3. Мембранный переключатель,
4. Переключатель с ртутными контактами.

2. Электростатические исполнительные механизмы

Последовательные контактные переключатели. Консольная структура состоит из тонкой металлической пластины, зафиксированной на одном конце и свободно нависающей над металлической линией передач на расстоянии несколько микрон. Консоль может быть соединена последовательно с линией передач, как это показано на рисунке 1 [1], или металлический контакт может располагаться сверху линии передач, как на рисунке 2 [2]. Между линией передач и фиксированным концом консоли находится металличесий электрод, выполняющий роль тянузего вниз механизма.

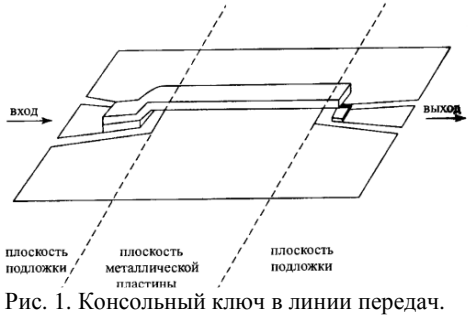


Рис. 1. Консольный ключ в линии передач.
Fig. 1. Console key at transition line

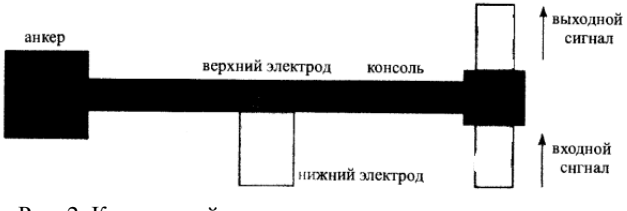


Рис. 2. Консольный ключ с включающим электродом.
Fig. 2. Console key with start electrode

В обоих вариантах приложенное управляющее напряжение заставляет металлическую пластину опускаться вниз для замыкания линии передач. В переключателе мостового типа или консольной конструкции с

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

двумя опорами, показанном на рисунке 3, тонкая металлическая мембрана имеет свободное пространство посередине [3].

Консольные переключатели имеют в своем составе два важных механических элемента, обеспечивающих работоспособность всего устройства. Первый – тонкая балка, закрепленная в анкере слева от нижнего электрода, используемого для подачи управляющего напряжения (см. рисунок 3). Второй важный элемент – широкая консоль, подвешенная над электродом, направленная к ВЧ линии передач [4].

Силы, действующие на металлические контакты, определяются условиями на границе электрода и величиной отклонения консольной балки. Механизм срабатывания микропереключателей может быть описан уравнениями механики для изгибающейся балки.

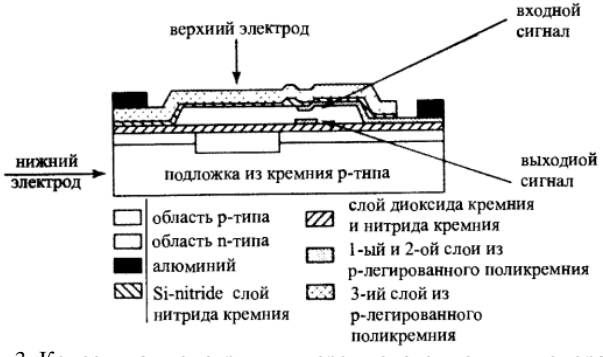


Рис. 3. Консольная конструкция переключателя с двумя опорами.
Fig. 3. Console design of switch with two support

Параллельные емкостные переключатели. Ключи с металлическими мембранами имеют небольшие вносимые потери, уровни напряжения переключения, совместимые с твердотельными переключателями, высокую скорость переключения и хорошую линейность.

На рисунке 4 показан мембранный переключатель [4]. Входной ВЧ сигнал подается через внутренний соединительный элемент на верхнюю часть мембраны. Выходная линия, расположенная под мембраной, крепится при помощи тонкой металлической полоски.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

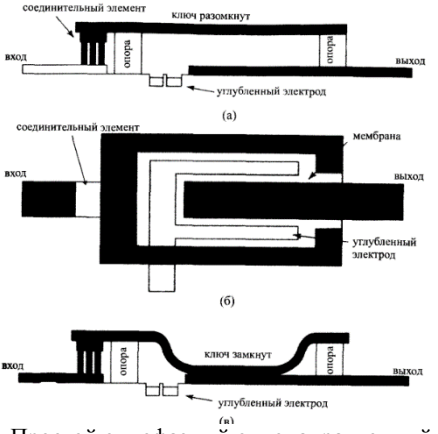


Рис. 4. Простой однофазный однонаправленный мембранный переключатель.
Fig. 4. Simple one-phase one-directional membrane switch

На рисунке 4 б показан вид мембранного переключателя сверху. Когда на управляющий электрод подается напряжение, электростатические силы заставляют мембрану опускать вниз. При достаточном напряжении мембрана сильно деформируется и входит в контакт с нижней линией передач, замыкая два полюса, как показано на рисунке 4 в. Коэффициент развязки ключа в разомкнутом состоянии определяется величиной паразитной емкости между мембраной в верхнем положении и нижней линией передач. Развязка между входом/выходом может быть улучшена при помощи дополнительного диэлектрического слоя, нанесенного на линию передач, который одновременно с этим снижает залипание между контактами.

Как показано на рисунке 5, в состав модернизированного ключа входит диэлектрический слой толщиной 1000 Å из нитрида кремния или STO (оксида титана стронция) [5].

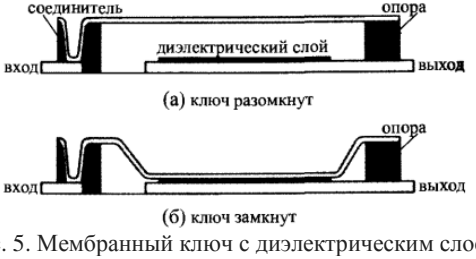


Рис. 5. Мембранный ключ с диэлектрическим слоем.
Fig. 5. Membrane key with dielectric layer

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

3. Переключатели с ртутным контактом

В Центре микроэлектроники в Северной Каролине (MCNC) разработано электростатическое механическое микрореле, реализованное на поликремниевой подложке, с микрокаплей ртути на конце контакта. Консоль, сформированная на поликремнии, имеет следующие параметры: толщина 2 мкм, ширину 2…3 мкм, длину 300…500 мкм. На рисунке 6 приведена схема реле, состоящая из поликремниевой балки и фиксированных управляющего сигнала и сигнального электродов [6].

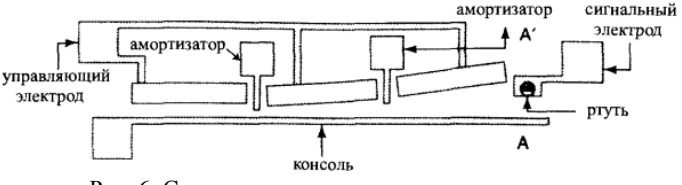


Рис. 6. Схема микрореле с ртутным контактом.
Fig. 6. Scheme of micro-relay with mercuric contact

На рисунке 7 показана последовательность изготовления такого реле. Балки формируются из поликремния (Poly 1) толщиной 2 мкм, а сигнальный электрод – из поликремния (Poly 0) толщиной 0.5 мкм. Защитный 2-ч микронный оксидный слой вытравливается с помощью HF. Для высвобождения балок используется один из следующих методов: сушки при помощи CO_2, травления в парах HF или сублимации в p-дихлорбензоле. После этого полученная структура подвергается действию паров ртути. Ртуть строго оседает в специально выделенных зонах, выполненных из материала, вступающего в реакцию только с ртутью [7].

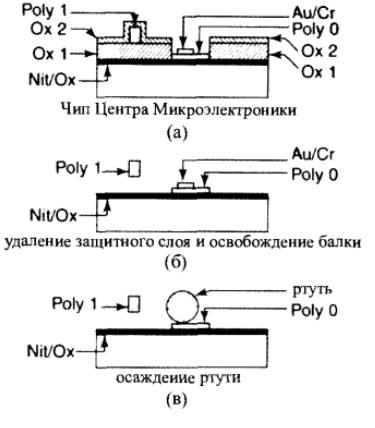


Рис. 7. Последовательность изготовления микрореле с ртутным контактом в сечении AA'.
Fig. 7. Order of making of micro-relay with mercuric contact at AA'

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Магнитные переключатели

Включение магнитных приводов может выполняться без подачи внешней электроэнергии при помощи постоянных магнитов или полутвердных ферромагнитных материалов. Высокая плотность магнитной энергии позволяет развивать довольно большие усилия и длительное время удерживать контакты в замкнутом состоянии. Несмотря на то, что при уменьшении размеров происходит ослабление магнитной силы, при величине зазора более 1 мкм магнитный привод все же превосходит электростатический по величине производимых усилий [8]. Поэтому магнитные приводы являются весьма перспективными устройствами для создания микроустройств.

5. Электромагнитные переключатели

В последние годы все более увеличивается спрос на электромагнитные реле (ЭМР), включая реле с подвижным якорем, герконовые и твердотельные реле, появившиеся в восьмидесятых годах двадцатого века, поскольку они обладают высокой надежностью, долговечностью и незначительным механическим износом. ЭМР по сравнению с традиционными твердотельными реле обладают более низкими сопротивлением в замкнутом состоянии и утечками в разомкнутом состоянии, невысокой выходной емкостью и большой электромагнитной защитой. Однако почти все ЭМР, за исключением современных твердотельных реле, имеют довольно большие размеры и проблемы при интеграции с электронными устройствами, подвержены влиянию ударов и вибраций, обладают большим энергопотреблением и производят при работы высокий акустический шум.

Основные ограничения традиционных ЭМР связаны с наличием в их приводах катушек и ферромагнитных якорей. Микрореле допускают применение других принципов действия приводов, которые могут быть электростатическими и электромагнитными. Электромагнитные приводы предпочтительнее электростатических, поскольку могут работать с недорогими и низковольтными устройствами управления.

Под разработкой электромагнитного переключателя подразумевается изготовление привода, электрических контактов, корпуса и сборка всего изделия. В традиционных ЭМР электрические контакты герметично закрыты внутри капсулы, обычно заполненной азотом или вакуумом, для того, чтобы выдерживать большее напряжение пробоя и повысить продолжительность жизни переключающих контактов [9].

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Заключение

Недостатками многих полупроводниковых ключей являются большие вносимые потери во включенном состоянии и плохой коэффициент развязки в выключенном состоянии. Поэтому в настоящее время активно разрабатываются механические микроключи для переключения ВЧ сигналов. Микропереключатели с электростатическим приводом обладают низкими вносимыми потерями, незначительным энергопотреблением, хорошим коэффициентом развязки и высокой линейностью.

Возможность объединения микропереключателей с кремниевыми микроэлектронными элементами позволяет создавать устройства, которые невозможно изготовить традиционными методами. Достоинствами микропереключателей являются быстрое срабатывание, небольшая потребляемая мощность, возможность интеграции с микроэлектронными элементами, высокое сопротивление в выключенном состоянии.

Для систем беспроводной связи актуальным является размещение на кристалле пассивных компонентов. Интеграция пассивных элементов в кристалл или на подложку позволяет уменьшать размеры устройства и повышать его надежность, что особенно важно для портативных устройств.

Источники финансирования и выражение признательности

Результаты получены с использованием оборудования Студенческого конструкторского бюро «Элементы и приборы инерциальных навигационных систем робототехники» Института нанотехнологий, электроники и приборостроения Южного федерального университета (г. Таганрог) при финансовой поддержке «Программы развития Южного федерального университета до 2021 года» проект ВнГр -07/2017-10.

Список литературы

1. L. E. Larson, R. H. Hackett, M. A. Melendes, R. F. Lohr, 1991, «Microactuators for GaAs based microwave integrated circuits», *IEEE Transducers on Solid State Sensord and Actuators,* IEEE, Piscataway, NJ, USA: 743-746 с.

2. H. J. De los Santos, Y. H. Kao, A. L. Caigoy, D. Dirmars, 1997, «Microwave and mechanical considerations in the design of MEM switches for aerospace application», *Proceedings of the IEEE Aerospace Conference, Aspen, CO,* Volume 3, IEEE, Piscataway, NJ, USA: 235-254 с.

3. H. J. De los Santos, Y. H. Kao, A. L. Caigoy, D. Dirmars, 1997, «Microwave and mechanical considerations in the design of MEM switches for aerospace application», *Proceedings of the IEEE Aerospace Conference, Aspen, CO,* Volume 3, IEEE, Piscataway, NJ, USA: 235-254 с.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. D. Hyman, M. Mehregany, 1999, «Contact physics of gold microcontacts for MEMS switches», *IEEE Transactions on Components and Packaging Technology,* IEEE, Piscataway, NJ, USA: 357-364 c.

5. C. Goldsmith, H. T. Lin, B. Powers, W. R. Wu, B. Norwell, 1995, «Micromachined membrane switches for microwave applications», *Proceedings of IEEE Microwave Theory and Technology Symposium*, 1995, IEEE, Piscataway, NJ, USA: 91-94 c.

6. C. Goldsmith, H. T. Lin, B. Powers, W. R. Wu, B. Norwell, 1995, «Micromachined membrane switches for microwave applications», *Proceedings of IEEE Microwave Theory and Technology Symposium*, 1995, IEEE, Piscataway, NJ, USA: 1141-1144 c.

7. S. C. Chen, M. Feng, 1999, «Low actuation voltage RF MEMS switches with signal frequencies from 0.25 to 40 GHz», *Proceedings of IEEE International Devices Meeting*, IEEE, Piscataway, NJ, USA: 689-692 c.

8. G. L. Tan, G. M. Rebeiz, 2001, «DC-26 GHz MEMS series-shunt absorptive switches», *Proceeding of IEEE Microwave Symposium*, Volume 1, IEEE, Piscataway, NJ, USA: 325-328 c.

9. S. Saffer, J. Simon, C. J. Kim, 1996, «Mercury contact switching with gap-closing microcantilever» *Proceeding of SPIE*, 2882: 204-209 c.

10. S. Saffer, J. Simon, C. J. Kim, 1996, «Mercury contact switching with gap-closing microcantilever» *Proceeding of SPIE*, 2882: 204-209 c.

11. Bozler, C., Drangmeiser, R. Duffy, S., Gouker, M., Knecht, J., 2000, «MEMS microswitch arrays for reconfigurable distributed microwave components», in *Proceeding of IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, 2000,* IEEE, Piscataway, NJ, USA: 153-156 c.

12. Browne, J., 1989, «Switches perform high-frequency signal routing», *Microwaves and RE* (July): 125-132 c.

13. Brown, E. R., 1998, «RF-MEMS switches for reconfigurable integrated circuits», *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 46 (11): 1868-1880 c.

14. Campbell, T., 2001, «MEMS switch technology approaches the ideal switch», *Journal of Applied Microwave and Wireless* 13(5): 100-107 c.

15. Pacheco, S. P., Katehi, L. P. B., Nguyen, C. T.-C., 2000, «Design of low actuation voltage RF MEMS switch», in *Proceeding of 2000 IEEE MTT-S,* IEEE, Piscataway, NJ, USA: 165-168 c.

16. Park, J. Y., Kim, G. H., Chung, K. W., Bu, J. U., 2000, «Electroplated RF MEMS capacitive switches», in *Proceeding of IEEE International Conference on MEMS, MEMS 2000,* IEEE, Piscataway, NJ, USA: 639-644 c.

References

1. L. E. Larson, R. H. Hackett, M. A. Melendes, R. F. Lohr, 1991, "Microactuators for GaAs based microwave integrated circuits", IEEE Transducers on Solid State Sensord and Actuators, IEEE, Piscataway, NJ, USA: 743-746 c.

2. H. J. De los Santos, Y. H. Kao, A. L. Caigoy, Dirmars D., 1997, "Microwave and mechanical considerations in the design of MEM switches for aerospace application", Proceedings of the IEEE Aerospace Conference, Aspen, CO, Volume 3, IEEE, Piscataway, NJ, USA: 235-254 S.

3. H. J. De los Santos, Y. H. Kao, A. L. Caigoy, Dirmars D., 1997, "Microwave and mechanical considerations in the design of MEM switches for aerospace application", Proceedings of the IEEE Aerospace Conference, Aspen, CO, Volume 3, IEEE, Piscataway, NJ, USA: 235-254 S.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. D. Hyman, M. Mehregany, 1999, "Contact physics of gold microcontacts for MEMS switches", IEEE Transactions on Components and Packaging Technology, IEEE, Piscataway, NJ, USA: p. 357-364

5. C. Goldsmith, T. H. Lin, B. Powers, W. R. Wu, and B. Norwell, 1995, "Micromachined membrane switches for microwave applications", Proceedings of IEEE Microwave Theory and Technology Symposium, 1995, IEEE, Piscataway, NJ, USA: 91-94 C.

6. C. Goldsmith, T. H. Lin, B. Powers, W. R. Wu, and B. Norwell, 1995, "Micromachined membrane switches for microwave applications", Proceedings of IEEE Microwave Theory and Technology Symposium, 1995, IEEE, Piscataway, NJ, USA: 1141-1144 p.

7. S. C. Chen, M. Feng, 1999, "Low actuation voltage RF MEMS switches with signal frequencies from 0.25 to 40 GHz", Proceedings of the IEEE International Devices Meeting, IEEE, Piscataway, NJ, USA: 689-692 S.

8. G. L. Tan, G. M. Rebeiz, 2001, "DC-26 GHz MEMS series-shunt absorptive switches", Proceeding of IEEE Microwave Symposium, Volume 1, IEEE, Piscataway, NJ, USA: 325-328 S.

9. S. Saffer, J. Simon, C. J. Kim, 1996, "Mercury contact switching with gap-closing microcantilever" Proceeding of SPIE, 2882: 204-209 C.

10. S. Saffer, J. Simon, C. J. Kim, 1996, "Mercury contact switching with gap-closing microcantilever" Proceeding of SPIE, 2882: 204-209 C.

11. Bozler, C., Drangmeiser, R. Duffy, S., Gouker, M., Knecht, J., 2000, "MEMS microswitch arrays for reconfigurable distributed microwave components", in Proceeding of IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, 2000, IEEE, Piscataway, NJ, USA: 153-156 C.

12. Browne, J., 1989, "Switches perform high-frequency signal routing", Microwaves and RE (July): 125-132 p.

13. Brown, E. R., 1998, "RF-MEMS switches for reconfigurable integrated circuits", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 46 (11): 1868-1880 S.

14. Campbell, T., 2001, "MEMS switch technology approaches the ideal switch", Journal of Applied Microwave and Wireless, 13(5): p. 100-107

15. Pacheco S. P., Katehi, L. P. B., Nguyen, C. T.-C., 2000, "Design of low actuation voltage RF MEMS switch", in Proceeding of 2000 IEEE MTT-S, IEEE, Piscataway, NJ, USA: 165-168 C.

16. Park, J. Y., Kim, G. H., Chung, K. W., Bu, J. U., 2000, "Electroplated RF MEMS capacitive switches", in Proceeding of IEEE International Conference on MEMS, MEMS 2000, IEEE, Piscataway, NJ, USA: p. 639-644

Acknowledgements

The results obtained using the equipment of the Student design Bureau "Elements and devices of inertial navigation systems, robotics" of the Institute of nanotechnology, electronics and instrumentation, southern Federal University (Taganrog) with the financial support of the "Program of development of Southern Federal University by 2021" the project Wngr -07/2017-10.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Superhigh q-factor dielectric disk resonator with azimuthal oscillations (DDR AK) of millimeter waves range

Raevskiy G. P.
Moscow state technical University MIREA
Prospekt Vernadskogo, 78c4, Russia, Moscow
geraevskiy@yandex.ru

Abstract: *Own DDR AK Q-factor is determined by the radiation losses of the disk surface and dissipation in the dielectric. Radiatiion losses are governed by the selection of the disc radius. To reduce losses in the insulator is a multilayer structure in which part of the eld energy is concentrated in the surrounding of the drives space - in the medium with lower dissipation. Representation of the model structure in the form of a system when two coaxial disk resonators allowed us to determine the type and scope parameters of the oscillations, in which the value of the own q-factor is greater than 1/tgδ material of the dielectric. The model used allowed you to identify the reasons for the sharp change of quality factor of natural vibrations of the structure when the frequency tuning system.*

Keywords: *dielectric resonator with azimuthal oscillation, the own wave system of a distributed coupling, the effective dielectric permittivity method, the heat q-factor.*

Сверхдобротный дисковый диэлектрический резонатор с азимутальными колебаниями миллиметрового диапазона волн

Раевский Г. П.
Московский технологический университет МИРЭА
Проспект Вернадского, 78с4, Россия, Москва
geraevskiy@yandex.ru

Аннотация: *Собственная добротность ДДР с АК определяется потерями на излучение с поверхности диска и диссипацией в диэлектрике. Уровень радиационных потерь обеспечивается выбором соответствующего радиуса диска. Для снижения потерь в диэлектрике используется многослойная структура, часть энергии поля которой концентрируется в окружающем диски пространстве - в среде с меньшей диссипацией. Модельное представление структуры в виде сис-*

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

темы связи двух соосных дисковых резонаторов позволило определить тип и область параметров колебаний, в которой значение собственной добротности превышает 1/tgδ материала диэлектрика. Применяемая модель позволила выявить природу наблюдаемого экспериментально резкого изменения добротности собственных колебаний структуры при перестройке частоты системы.

Ключевые слова: диэлектрический резонатор с азимутальными колебаниями, распределенная связь, собственные колебания системы, метод ЭДП, тепловая добротность.

1. Введение

Дисковые диэлектрические резонаторы с азимутальными колебаниями (ДДР с АК) высоких порядков находят применение в основном в коротковолновой части сантиметрового, в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах волн в качестве элементов стабилизации частоты, в узкополосных фильтрах и для измерения параметров диэлектриков с малыми потерями [1, 2]. Значение собственной добротности может достигать десятков тысяч при комнатной температуре [3].Собственная добротность ДДР с АК определяется потерями на излучение α_R с поверхности диска и диссипацией в диэлектрике α_D. Уровень радиационных потерь зависит от замедления фазовой скорости азимутальной волны и радиуса диска *R*. Соответствующий выбор параметров ДДР позволяет обеспечить $\alpha_R \le \alpha_D$. Снижение общего уровня тепловых потерь в ДДР возможно за счет перераспределения части энергии азимутальных колебаний в область с малой диссипацией – в окружающее диски пространство (сохраняя при этом допустимый уровень α_R). Для этого ДДР выполняется в виде многослойной структуры - системы соосных дисков. Для расчета параметров структуры используется метод ЭДП [4]. Явления в структуре рассматриваются с позиций собственных волн системы распределенной связи [5]. Используемое в работе модельное представление обусловливает выбор типа колебания и параметров системы с наивысшими значениями собственной добротности резонансной структуры.

2. Расчетные модели

Применяемый в работе феноменологический метод ЭДП позволяет получить численные характеристики трехмерной открытой системы на основе расчета характеристик двух двумерных моделей.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

В качестве I-ой модели рассматривается система двух параллельных диэлектрических пластин толщиной a, с расстоянием d между ними. Решение характеристического уравнения двойной пластины (здесь - для четных волн)

$$th(p \cdot d / a) = \frac{q \cdot tgq / (\varepsilon \cdot p) - 1}{(\varepsilon \cdot p) / q \cdot tgq + 1} \ , \qquad (1)$$

записанное для внешнего p и внутреннего q волновых чисел, связанных соотношением

$$p^2 + q^2 = 2\pi a / \lambda \sqrt{\varepsilon - 1} \, , \qquad (2)$$

находится для двух низших волн E- и H- типов. Как результат решения системы уравнений (1) и (2), получены дисперсионные характеристики для коэффициентов замедления U собственных волн системы связи с четным ($U_ч$) и нечетным ($U_н$) распределением поля, как функции d при заданных a и диэлектрической проницаемости $\mathcal{E}$ пластины.

Типичный вид зависимостей коэффициента замедления для волны Е-типа с четным и нечетным распределением как функции d системы представлен на рис 1а. Очевидно, что при $d \to \infty$ четная и нечетная волны вырождаются в собственную волну одиночной пластины толщиной a (пунктир на рис.1), а при $d \to 0$ - преобразуются в низший и первый высший типы волн пластины удвоенной толщины. Этот факт использовался для контроля результатов расчетов и идентификации типов при экспериментальной исследовании [6].

Полагая потери α в окружающий среде (сухой воздух, вакуум) существенно меньше потерь в диэлектрике пластин, учитывались только последние. При расчете потерь степень концентрации поля в пластинах учитывалось с помощью структурного коэффициента затухания K [5], определяемого типом и структурой поля волны:

$$\alpha = (\pi \frac{\sqrt{\varepsilon}}{\lambda} tg\,\delta) K \ , \qquad (3)$$

где выражение в скобках определяет затухание плоской однородной волны в безграничной среде на длине волны λ.

Зависимости $K(d)$ для четной и нечетной волн немонотонны и существенно различны по характеру: в области малых d четные волны имеют характерный минимум, нечетные – максимум. Этот характер сохраняется для Е- и Н-типов, но диапазон изменения для Е-волн (рис.1б) оказывается существенно шире.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Наименьшие значения K в диапазоне d характерны для четных волн Е-типа. Эффект усиливается с уменьшением толщины a пластины и ростом ее диэлектрической проницаемости $\mathcal{E}$.

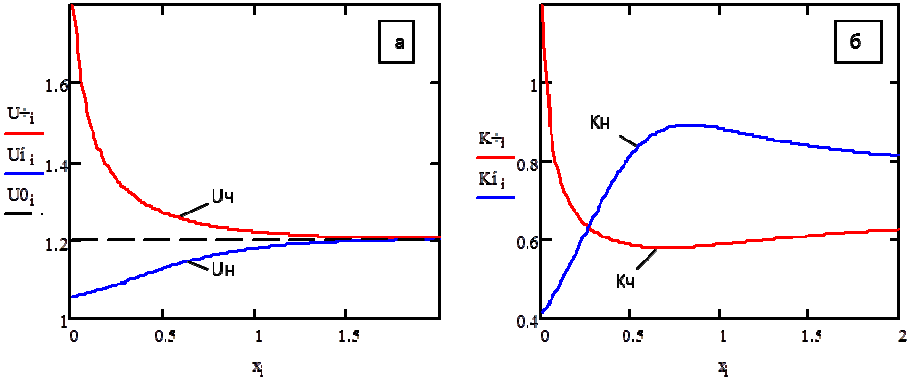


Рис. 1. Зависимости коэффициентов замедления U (а) и структурных коэффициентов затухания K четной и нечетной волн Е-типа (б) пластины толщиной a/ λ=0.3 от расстояния между пластинами x=d/λ.

Fig. 1. The dependence of the dilation coefficients U (a) and the attenuation structural coefficients K of even and odd waves of E-mode (б) for plate thickness a/ λ=0.3 as functions of the distance x=d/λ between the plates

Причиной уменьшения $K(d)$ четных волн системы является изменение структуры поля: при сближении пластин в области малых d меняется соотношение его продольных и поперечных составляющих. Уменьшаются продольные составляющие, вносящие основной вклад в потери. При этом увеличивается доля энергии, распространяющейся во внешней области, снижая тем самым затухание за счет потерь в диэлектрике пластины.

В качестве II-ой расчетной модели метода ЭДП используется бесконечный диэлектрический цилиндр, характеристическое уравнение которого для четных волн имеет вид [2]

$$\frac{J_n'(k_1R)}{\sqrt{\varepsilon}J_n(k_1R)} = \frac{H_n'(k_2R)}{H_n(k_2R)}, \qquad (4)$$

где $J_n(k_1R)$ и $H_n(k_2R)$ - соответственно функции Бесселя и Ханкеля второго рода, $J_n'(k_1R)$ и $H_n'(k_2R)$ - их производные по аргументу; k_1 и k_2 – внутреннее и внешнее радиальные волновые числа; R – радиус цилиндра; $\mathcal{E}_{эф}$ - эффективная диэлектрическая проницаемость (равная в данном случае $U_ч^2$).

Решение для действительной части (4), с учетом $\mathcal{E}_{эф}$, дает дисперсионных характеристик четных волн системы, для мнимой – значение по-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

терь на излучение с поверхности цилиндра. На их основе получены дисперсионные зависимости резонансной структуры и значения радиационной добротности Q_R.

Поскольку в широком диапазоне изменения $R' = R/\lambda$ структурный коэффициент затухания бесконечного цилиндра изменяется монотонно и незначительно [2], при расчете диссипативной составляющей добротности Q_D, учитывались значения K только для I-ой модели.

Расчеты показывают, что собственная добротность четных волн для дисков из материала с $\mathcal{E}$=9.8 в диапазоне параметров R, a и d, может в разы превышать значение 1/tgδ материала диэлектрика.

3. Заключение

Исследование системы двух соосных ДДР с АК с позиций связанных открытых линий передачи позволило выявить возможность увеличения ее собственной добротности как результат перераспределения энергии поля между областями системы таким образом, что ее заметная часть располагалась в зазоре между дисками: в области с меньшей диссипацией. В результате проведенных исследований показано, что в системе соосных ДДР с АК возможно достижение уровней собственной добротности, в разы превышающих значение *1/tgδ* материала диэлектрика. Эффект характерен в первую очередь для волн Е-типа с четным распределением поля вдоль оси систем. Используемая расчетная модель и проведенное экспериментальное исследование позволили определить область параметров структуры, в которой эффект проявляется наиболее интенсивно.

Список литературы

[1] Добромыслов В.С., Взятышев В.Ф. Диэлектрические резонаторы с волнами шепчущей галереи. Тр./Моск.энерг.ин-т, 1973,вып.161, с.78-84.

[2] Добромыслов В.С. Резонансные СВЧ-устройства –М.:Изд-во МЭИ 1995. -С.121.

[3] Брагинский В.Б., Митрофанов В.П. Панов В.И. Системы с малой диссипацией.-М.: Наука. 1981. -144с.

[4] Knox R.M., Toulios P. P. Integrated circuits for millimeter through optical frequency range. –Proc. Symp. Submillimeter waves, Polytechnic Press of Polytechnic Institute of Bruklin, 1970, p.497-516.

[5] Рябов Б.И. О коэффициенте связи основных волн плоских диэлектрических волноводов. –В кн.: Доклады НТК по итогам НИР за 1968-1969 гг. Секция радиотехническая. Подсекция линий передачи и волноводных устройств. –М.:МЭИ.1969, с.68-74

[6] Взятышев В.Ф., Раевский Г.П., Эффекты взаимодействия азимутальных колебаний в дисковых диэлектрических резонаторах. Радиотехника и электроника Т.XXXII, №4, с.877-878

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Acknowledgements

The paper is based on the results of work carried out at the Moscow Power Engineering Institute (Technical University) in the studies of dielectric waveguides and resonators at microwave and optical wavelengths.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The influence of the conducting layers on the characteristics of resonator with lateral electric field

[1]Zaitsev B.D., [1]Teplykh A.A., [1]Shikhabudinov A.M.,
[1]Borodina I.A., [2]Kisin V.V., [2]Sinev I.V.,
[1]*Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS*
Saratov, 410019, Russian Federation
zai-boris@yandex.ru
[2]*Saratov National Research State University named after N.G.Chernyshevsky*
Saratov, 410012, Russian Federation

Abstract: *The effect of a thin conducting layer set near the piezoelectric resonator with lateral electric field on its characteristics is studied theoretically and experimentally. It was shown that for any distance between the resonator and layer with increasing its conductivity the parallel resonant frequency was initially practically constant, then decreased in a certain range and then insignificantly increases. For the fixed value of the conductivity the parallel resonant frequency increased with increasing gap width and achieved the saturation. The maximum change in the parallel resonant frequency due to change in the conductivity turned out to be ~ 1%. The obtained results may be useful for the development of gas sensors including piezoelectric resonator and gas sensitive film.*

Keywords: piezoelectric resonator with lateral electric field, piezoelectric plate, thin conducting layer, conductivity of layer, parallel resonant frequency, gas sensors, gas sensitive film.

Влияние проводящих слоев на характеристики резонатора с поперечным электрическим полем

[1]Зайцев Б.Д., [1]Теплых А.А., [1]Шихабудинов А.М.,[1]Бородина И.А.,
[2]Кисин В.В., [2]Синев И.В.,
[1]*Институт Радиотехники и Электроники им. В.А. Котельникова РАН,*
Саратовский филиал
г. Саратов, 410019, Российская Федерация
zai-boris@yandex.ru
[2]*Саратовский национальный исследовательский государственный университет*
имени Н.Г. Чернышевского
г. Саратов, 410012, Российская Федерация

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

Аннотация: *Теоретически и экспериментально изучено влияние тонкого проводящего слоя, расположенного вблизи пьезоэлектрического резонатора с поперечным электрическим полем на его характеристики. Показано, что для любой ширины зазора между резонатором и слоем с увеличением его проводимости частота параллельного резонанса вначале оставалась постоянной, затем уменьшалась в некотором интервале и далее незначительно увеличивалась. Максимальное изменение частоты при этом оказалось равным ~ 1%. Для заданной проводимости слоя эта частота увеличивалась с ростом ширины зазора и достигала насыщения. Результаты могут быть полезны при разработке газового датчика, состоящего из пьезоэлектрического резонатора и газочувствительной пленки.*

Ключевые слова: пьезоэлектрический резонатор с поперечным электрическим полем, пьезоэлектрическая пластина, тонкий проводящий слой, проводимость слоя, частота параллельного резонанса, газовый датчик, газочувствительная пленка.

1. Введение

В настоящее время разработчики газовых датчиков обращают особое внимание на пьезоэлектрические резонаторы с поперечным электрическим полем [1—4]. Электрическое поле такого резонатора глубоко проникает вглубь прилегающего вакуума (воздуха), и изменение электрических граничных условий вблизи резонатора существенно меняет его характеристики [3]. Газовый датчик можно создать, расположив вблизи резонатора пленку, которая изменяет свою проводимость в присутствии анализируемого газа [1]. Однако авторам не известны работы, в которых исследовалось влияние электрической проводимости пленки, расположенной вблизи резонатора, на его характеристики. Поэтому в данной работе впервые теоретически и экспериментально проанализировано влияние тонкого слоя с конечной проводимостью, расположенного вблизи резонатора с поперечным электрическим полем, на его характеристики. Рассмотрен резонатор на основе пластины ниобата лития с резонансной частотой ~6.5 МГц.

2. Теоретический анализ

Теоретически проанализировано влияние тонкого проводящего слоя с конечной поверхностной проводимостью, расположенного вблизи свободной поверхности резонатора с поперечным электрическим полем. Схема этого резонатора представлена на рис. 1. Резонатор выполнен из пластины ниобата лития X среза, на одной стороне которой располагались два электрода с направлением возбуждающего поля вдоль оси Y (рис. 1).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Часть электродов и область вокруг них были покрыты специальным поглощающим покрытием для подавления паразитных волн Лэмба [4]. Наличие проводящего слоя с конечной поверхностной проводимостью,

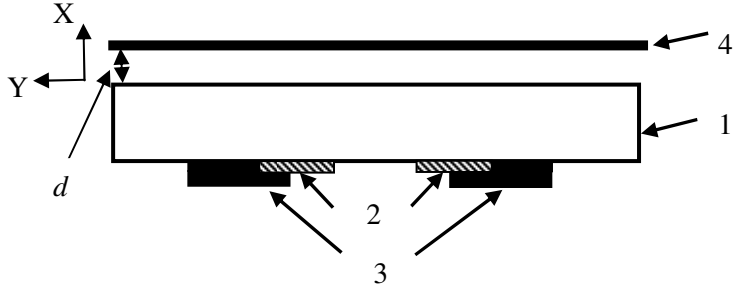


Рис. 1. Схема резонатора с поперечным электрическим полем с проводящим слоем: 1 – пластина из ниобата лития X – среза, 2 – электроды, 3 – поглощающее покрытие, 4 – проводящий слой

Fig. 1. The scheme of the resonator with lateral electric field with conducting layer: 1 – plate of X –cut lithium niobate, 2 – electrodes, 3 – damping coating, 4 – conducting layer

расположенного вблизи свободной стороны резонатора на расстоянии d, учитывалось при помощи следующих граничных условий в плоскости $X = d$ [5]: непрерывность потенциала и разрыв нормальной компоненты электрической индукции вследствие присутствия поверхностного заряда. Координатная ось Y лежит в плоскости резонатора перпендикулярно зазору между электродами, а ось X направлена по нормали к резонатору. В направлении третьей оси Z структура считалась бесконечной, и предполагалось, что все величины не зависят от этой координаты. Анализ уравнений распространения акустических волн в пьезопластине [5] с учетом граничных условий проводился методом конечных элементов [6].

На рис. 2 представлены рассчитанные зависимости частоты параллельного резонанса от поверхностной проводимости слоя при различных значениях ширины зазора d. Толщина пластины, ширина электродов и зазор между ними в точности соответствовали экспериментальному образцу и равнялись 511 мкм, 5 мм и 3 мм, соответственно. Рассматривались три ситуации: $d = 0$, $d = 100$ мкм и $d = 500$ мкм. Из рис. 2 видно, что во всех случаях с ростом поверхностной проводимости слоя частота параллельного резонанса вначале сохраняется практически постоянной, затем в определенном диапазоне уменьшается и далее опять остается неизменной. Теория показала, что в рассмотренных случаях $d = 0$, $d = 100$ мкм и $d = 500$ мкм

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

максимальные значения относительного изменения частоты параллельного резонанса при изменении поверхностной проводимости равны

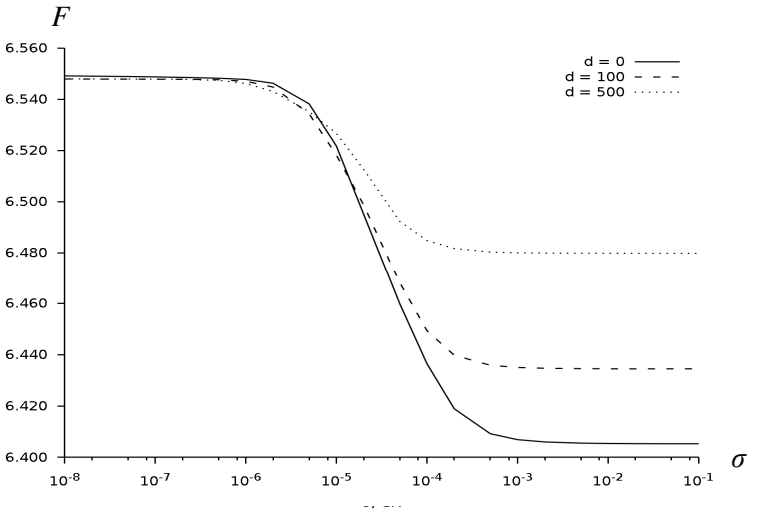


Рис. 2. Теоретические зависимости частоты параллельного резонанса F (МГц) от поверхностной проводимости слоя σ (См), расположенного на расстоянии d от резонатора из ниобата лития

Fig. 2. Theoretical dependencies of the frequency of the parallel resonance F (MHz) on the conductance of the layer σ (S) set on the distance d from the resonator based on lithium niobate

2.2 %, 1.73% и 1.07%, соответственно. Диапазон изменения поверхностной проводимости, соответствующий максимальному изменению резонансной частоты, во всех случаях составляет 10^{-6} – 10^{-3} См.

3. Экспериментальные результаты

Для проведения экспериментов использовался резонатор на основе пластины из ниобата лития X-среза толщиной 0.5 мм, схема которого представлена на рис. 1. Резонатор включал два прямоугольных электрода с размерами 10×5 мм^2 с зазором между ними 3 мм и поглощающее покрытие [4]. Резонатор подключался к измерителю LCR параметров 4285A (Agilent), с помощью которого измерялись частотные зависимости реальной и мнимой частей электрического импеданса. При проведении экспериментов заданный зазор между резонатором и пластиной с проводящей пленкой обеспечивался специальным микрометрическим устройством с

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

точностью порядка 10 мкм [3]. С помощью измерителя LCR параметров измерялись частотные зависимости реальной и мнимой частей электрического импеданса при различных значениях *d* и проводимости пленки.

Образцы проводящих пленок наносились в вакуумной установке на стеклянные пластины методом высокочастотного реактивного магнетронного распыления мишени из 99,99% олова в смеси кислорода с аргоном. В зависимости от соотношения компонентов в смеси менялась стехиометрия пленки [7] и, соответственно, ее сопротивление. Для контроля сопротивления пленки предварительно на подложку методом электронно- лучевого испарения были нанесены контакты хрома так, чтобы расстояние между контактами равнялось ширине контактов.

На рис. 3 приведены измеренные зависимости частоты параллельного резонанса от проводимости пленки при различных значениях ширины

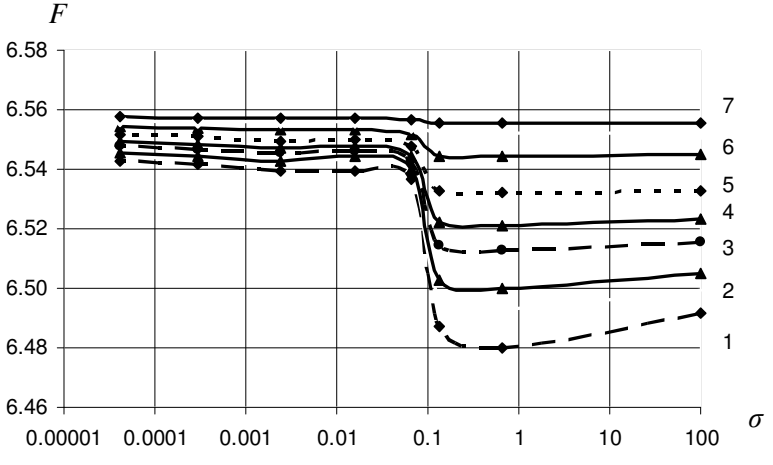


Рис. 3. Экспериментальные зависимости частоты параллельного резонанса *F* (МГц) от поверхностной проводимости слоя σ (мСм), расположенного на расстоянии *d* от резонатора: *d* = 0 (1), *d* = 0.1 мм (2), *d* = 0.2 мм (3), *d* = 0.3 мм (4), *d* = 0.5 мм (5), *d* = 1 мм (6), *d* = 3.5 мм (7)

Fig. 3. Experimental dependencies of the frequency of the parallel resonance *F* (MHz) on the conductance of the layer σ (mS) set on the distance *d* from the resonator: *d* = 0 (1), *d* = 0.1 mm (2), *d* = 0.2 mm (3), *d* = 0.3 mm (4), *d* = 0.5 mm (5), *d* = 1 mm (6), *d* = 3.5 mm (7)

зазора. Видно, что при фиксированном значении ширины зазора при увеличении поверхностной проводимости вплоть до 5×10^{-5} См частота парал-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

лельного резонанса незначительно уменьшается и затем в интервале 5×10^{-5} — 5×10^{-4} См испытывает резкий скачок. Далее, с ростом проводимости от значения 5×10^{-4} См частота параллельного резонанса незначительно увеличивается, причем с ростом ширины зазора степень увеличения уменьшается. При фиксированной ширине зазора частота параллельного резонанса монотонно увеличивается и, начиная с ширины зазора 2 мм, испытывает насыщение. Такое поведение вполне понятно с физической точки зрения, поскольку с ростом ширины зазора влияние проводящего слоя уменьшается. Сравнение экспериментальных данных с теоретическими результатами показало, что теоретические и экспериментальные зависимости частоты параллельного резонанса от проводимости слоя при фиксированной ширине зазора и от ширины зазора при фиксированной проводимости слоя качественно соответствуют друг другу.

4. Заключение

Теоретически проанализировано влияние тонкого слоя с конечной проводимостью, расположенного вблизи поверхности резонатора с поперечным электрическим полем на его характеристики. Рассмотрен резонатор на основе пластины из ниобата лития X – среза с резонансной частотой ~ 6.5 МГц. Экспериментально установлено, что с ростом проводимости слоя частота параллельного резонанса вначале сохраняется постоянной, затем в диапазоне 5×10^{-5}—5×10^{-4} См уменьшается и далее незначительно увеличивается. Максимальное изменение частоты при этом оказалось равной ~ 1%. Для заданной проводимости слоя эта частота увеличивается с ростом ширины зазора и достигает насыщения. При этом частота последовательного резонанса также уменьшается с ростом проводимости, но в более узком диапазоне. Экспериментальные результаты для выбранных значений проводимости и ширины зазора оказались в качественном соответствии с теорией. В целом, полученные результаты могут быть использованы при подборе параметров соответствующих газочувствительных пленок.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта Российского фонда фундаментальных исследований № 16-07-00821 и №16-07-00984.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Список литературы

[1] Winters S., Berngardt G., and Vetelino J.F. A dual lateral field bulk acoustic sensor array // IEEE Trans. on Ultrason., Ferroel., and Freq. Contr. 2013. V. 60. No. 3. P. 573-578.

[2] Ma T., Wang J., Du J., Yuan L., Qian Z., Zhang Z., and Zhang C. Lateral field excited bulk acoustic wave sensor on langasite working at different modes// IEEE Trans. on Ultrason., Ferroel., and Freq. Contr. 2013. V. 60. No. 4. P. 864-867.

[3] Zaitsev B.D., Shikhabudinov A.M., Teplykh A.A., Borodina I.A., Kisin V.V. The Meter of Microdisplacements Based on Piezoelectric Lateral Electric Field Excited Resonator // Proc. of 2016 IEEE Ultrasonics Symposium. 2016. P. 946-949.

[4] Zaitsev B.D., Kuznetsova I.E., Shikhabudinov A.M., Teplykh A.A., and Borodina I.A. The Study of Piezoelectric Lateral - Electric - Field - Excited Resonator// IEEE Trans. on Ultrason., Ferroel., and Freq. Contr. 2014. V. 61. No. 1. P. 166-172.

[5] Zaitsev B.D., Joshi S.G., Kuznetsova I.E., Borodina I.A. Influence of conducting layer and conducting electrode on acoustic waves in potassium niobate plates// IEEE Trans. on Ultrason., Ferroel., and Freq. Contr. 2001.V.48. No. 2. P. 624-626.

[6] Teplykh A.A., Zaitsev B.D., Kuznetsova I.E. Numerical model of piezoelectric lateral electric field excited resonator // Sensors & Transducers. 2015. V. 84. No. 1. P. 60-65.

[7] Кисин В.В., Ворошилов С.А., Сысоев В.В., Симаков В.В. Моделирование процесса низкотемпературного получения газочувствительных пленок оксида олова // Письма в ЖТФ. 1999. Т. 69. № 4. С. 112-113.

References

[1] Winters S., Berngardt G., and Vetelino J.F. A dual lateral field bulk acoustic sensor array. *IEEE Trans. on Ultrason., Ferroel., and Freq. Contr.*, 20139, vol. 60, no. 3, pp. 573-578.

[2] Ma T., Wang J., Du J., Yuan L., Qian Z., Zhang Z., and Zhang C. Lateral field excited bulk acoustic wave sensor on langasite working at different modes. *IEEE Trans. on Ultrason., Ferroel., and Freq. Contr.*, 2013, vol. 60, no. 4, pp. 864-867.

[3] Zaitsev B.D., Shikhabudinov A.M., Teplykh A.A., Borodina I.A., Kisin V.V. The Meter of Microdisplacements Based on Piezoelectric Lateral Electric Field Excited Resonator. *Proc. of 2016 IEEE Ultrasonics Symposium*. 2016. pp. 946-949.

[4] Zaitsev B.D., Kuznetsova I.E., Shikhabudinov A.M., Teplykh A.A., and Borodina I.A. The Study of Piezoelectric Lateral - Electric - Field - Excited Resonator. *IEEE Trans. on Ultrason., Ferroel., and Freq. Contr.*, 2014, vol. 61, no. 1, pp. 166-172.

[5] Zaitsev B.D., Joshi S.G., Kuznetsova I.E., Borodina I.A. Influence of conducting layer and conducting electrode on acoustic waves in potassium niobate plates. *IEEE Trans. on Ultrason., Ferroel., and Freq. Contr.*, 2001, vol. 48, no. 2, pp. 624-626.

[6] Teplykh A.A., Zaitsev B.D., Kuznetsova I.E. Numerical model of piezoelectric lateral electric field excited resonator. *Sensors & Transducers*, 2015, vol. 84, no. 1, pp. 60-65.

[7] Kisin V.V., Voroshilov S.A., Sysoev V.V., and Simakov V.V. Modeling of the low-temperature production of gas-sensitive tin oxide films. *Technical Physics*, 1999, vol. 44, no. 4, pp. 452-454.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of projects of the Russian Foundation for Basic Research No. 16-07-00821 and No. 16-07-00984.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Magnetoelectric microwave isolator-attenuators

[1]Tatarenko A.S., [1]Snisarenko D.V., [1]Bichurin M.I., [1]Havanova M.A.
[1]*Institute of electronic and information systems of Novgorod State University*
Veliky Novgorod, 173003, Russian Federation
alexandr.tatarenko@novsu.ru

Abstract: *Electrically controlled magnetoelectric (ME) microwave isolator-attenuators based on layered ferrite-piezoelectric structure formed on the slot line and coplanar waveguide are considered. A formula for calculating the magnetic resonance line shift when an electric field is applied to the electrodes of the ME resonator is given. The results of a computer simulation study of the isolation ratio dependence on the following parameters of the ME isolator-attenuators: length, thickness, width of the ferrite plate of the ME resonator and transmission line broadening are presented.*

Keywords: *ME microwave isolator-attenuator formed on the slot line, ME microwave isolator-attenuator formed on the coplanar waveguide, ferrite-piezoelectric resonator, isolation ratio.*

Магнитоэлектрические СВЧ вентили-аттенюаторы

[1]Татаренко А.С., [1]Снисаренко Д.В., [1]Бичурин М.И., [1]Хаванова М.А.
[1]*Институт электронных и информационных систем*
Новгородского государственного университета
г. Великий Новгород, 173003, Российская Федерация
alexandr.tatarenko@novsu.ru

Аннотация: *Рассмотрены электрически управляемые магнитоэлектрические (МЭ) СВЧ вентили-аттенюаторы на основе слоистой феррит-пьезоэлектрической структуры, реализованные на щелевой линии передачи и на копланарном волноводе. Приведена формула для расчета сдвига линии магнитного резонанса при приложении электрического поля к электродам МЭ резонатора. Представлены результаты исследования методом компьютерного моделирования зависимости величины вентильного отношения от следующих параметров МЭ вентилей-аттенюаторов: длины, толщины, ширины ферритовой пластины МЭ резонатора и от уширения щели линии передачи.*

Ключевые слова: МЭ СВЧ вентиль-аттенюатор, реализованный на щелевой линии передачи; МЭ СВЧ вентиль-аттенюатор, реализованный на копланарном волноводе; феррит-пьезоэлектрический резонатор; вентильное отношение.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

1. Введение

Антенно-фидерные устройства, генераторная, приемная, измерительная СВЧ аппаратура содержат в своем составе ферритовые развязывающие приборы, без которых невозможно создание многокаскадных усилительных схем-цепочек, а также усилителей, выполненных на активных двухполюсных элементах. Развязывающие приборы значительно упрощают создание фазированных антенных решеток и особенно активных фазированных антенных решеток [1].

Однако в ферритовых невзаимных устройствах управление параметрами реализуется магнитной управляющей системой, поэтому такие устройства имеют низкое быстродействие, высокое энергопотребление и не могут быть изготовлены в интегральном исполнении.

Отличие МЭ СВЧ вентилей-аттенюаторов от ферритовых прототипов заключается в замене ферритового резонатора и магнитной управляющей системы на феррит-пьезоэлектрический резонатор и систему электродов, подключенных к источнику управляющего электрического напряжения.

МЭ СВЧ вентили-аттенюаторы имеют следующие преимущества перед прототипами: более высокое быстродействие; меньшую мощность, потребляемую в цепи управления; отсутствие наводок, возникающих при управлении магнитным полем; осуществление развязки цепей управления одновременно электрическим и магнитным полями; более простую конструкцию и технологию изготовления [2].

Принцип действия МЭ СВЧ вентилей-аттенюаторов основан на микроволновом МЭ эффекте, заключающемся в сдвиге линии ФМР под действием электрического поля.

Феррит-пьезоэлектрический резонатор (далее МЭ резонатор) представляет собой образец композита цирконат-титанат свинца (ЦТС) – железо иттриевый гранат (ЖИГ) в форме пластины (рис. 1). Необходимое подмагничивающее поле в объеме МЭ резонатора создает постоянный магнит, к управляющим электродам подводится управляющее напряжение.

Сдвиг линии магнитного резонанса при приложении электрического поля определяется как:

$$\delta H_E = A \cdot E \qquad (1)$$

где A – магнитоэлектрический коэффициент, который зависит прямо пропорционально от магнитострикционных и пьезоэлектрических коэффициентов и обратно пропорционален намагниченности феррита;
E – прикладываемое постоянное электрическое поле [2].

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

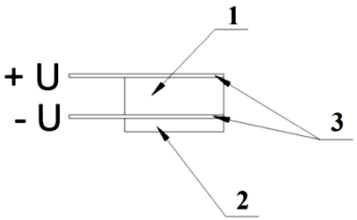


Рис. 1. МЭ резонатор: 1 – пьезоэлектрическая компонента; 2 – ферритовая компонента; 3 – металлические электроды

Fig. 1. ME resonator: 1 – piezoelectric component, 2 – ferrite component, 3 – metal electrodes

2. Результаты исследования зависимости вентильного отношения от параметров структуры МЭ СВЧ вентилей-аттенюаторов

Представлены результаты исследования, проведенные методом компьютерного моделирования, в виде графиков - зависимости величины вентильного отношения предлагаемых вентилей-аттенюаторов от параметров структуры: длины, толщины, ширины ферритовой пластины МЭ резонатора и уширения щели линии передачи (см. рис. 2).

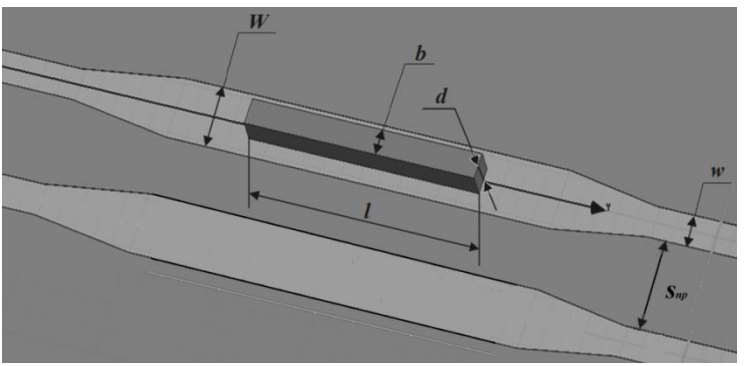


Рис. 2. Обозначение размеров конструкции МЭ СВЧ вентилей-аттенюаторов, реализованных на щелевой линии передачи и копланарном волноводе: W – уширение щели, l – длина ферритовой пластины, b – ширина ферритовой пластины, d – толщина ферритовой пластины, w – ширина щели, $S_{пр}$ - ширина центрального проводника

Fig. 2. Designation of the dimensions of the structure of ME microwave isolator-attenuators formed on the slot line and coplanar waveguide: W – broadening of the slot, l – length of the ferrite plate, b – width of the ferrite plate, d – thickness of the ferrite plate, w – width of the slot, $S_{пр}$ - width of the centre conductor

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Основой конструкции МЭ СВЧ вентилей-аттенюаторов, реализованных на щелевой линии передачи и копланарном волноводе, является щелевая линия передачи и копланарный волновод соответственно на диэлектрической подложке, а также МЭ резонатор, помещенный в центр щели. В обоих случаях на обратной стороне подложки металлизация отсутствует, подмагничивающее поле направлено по касательной.

Для структуры с уширением щели линии передачи (рис. 3), величина вентильного отношения начинает убывать из-за более резкого увеличения величины прямых потерь (по сравнению с предыдущим отрезком кривой). Это происходит, когда ферритовая пластина резонатора становится настолько длинной, что выходит за пределы отрезка линии передачи с уширением щели.

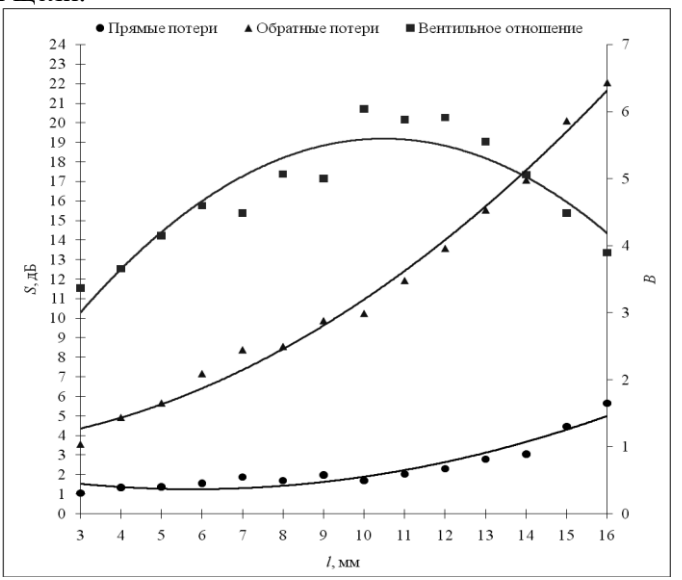


Рис. 3. Зависимость величины прямых потерь, обратных потерь (S, дБ) и вентильного отношения (B) от длины ферритовой пластины МЭ резонатора (l, мм) вентиля-аттенюатора, реализованного на щелевой линии передачи. Параметры структуры: b = 1 мм, d = 0,1 мм; w = 0,2 мм, W = 1,2 мм; относительная диэлектрическая проницаемость подложки ε = 10, толщина подложки h = 2 мм; подмагничивающее поле H_0 = 4524 Э

Fig. 3. Dependence of forward losses, backward losses (S, dB) and isolation ratio (B) on the length of the ferrite plate of the ME resonator (l, mm) of isolator-attenuator formed on the slot line. Parameters of a structure: b = 1 mm, d = 0,1 mm; w = 0,2 mm, W = 1,2 mm; relative permittivity of a substrate ε = 10, substrate thickness h = 2 mm; bias field H_0 = 4524 Oe

Для достижения максимального МЭ эффекта и вентильного отношения необходимо оптимизировать структуру вентилей-аттенюаторов –

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

подобрать определенные параметры линии передачи и МЭ резонатора. Толщина слоя ЖИГ должна быть в пределах (0,1…0,5) мм, поскольку для достижения максимального МЭ коэффициента в структуре ЖИГ–ЦТС требуется соблюдать определенное соотношение толщин данных слоев, а чем больше толщина слоя ЦТС, тем большее управляющее напряжение нужно будет прикладывать к электродам. При увеличении длины ферритовой пластины МЭ резонатора наблюдается возрастание величины прямых, обратных потерь, а также вентильного отношения.

Для структуры без уширения щели (рис. 4), зависимости прямых и обратных потерь от длины ферритовой пластины являются линейными.

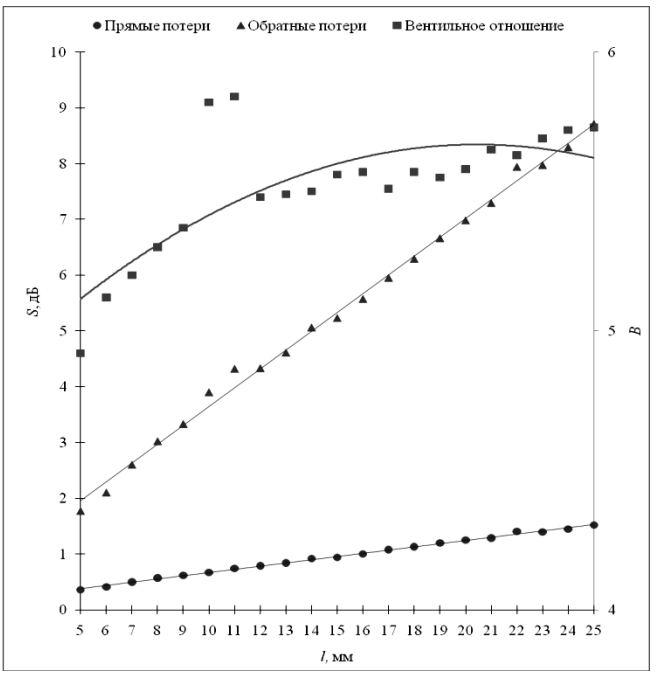


Рис. 4. Зависимость величины прямых потерь, обратных потерь (S, дБ) и вентильного отношения (B) от длины ферритовой пластины МЭ резонатора (l, мм) вентиля-аттенюатора, реализованного на копланарном волноводе. Параметры структуры: b = 0,8 мм, d = 0,05 мм; w = 1,2 мм, $S_{пр}$ = 1 мм; ε = 20, h = 2 мм; H_0 = 1131 Э

Fig. 4. Dependence of forward losses, backward losses (S, dB) and isolation ratio (B) on the length of the ferrite plate of the ME resonator (l, mm) of isolator-attenuator formed on the coplanar waveguide. Parameters of a structure: b = 0,8 mm, d = 0,05 mm; w = 1,2 mm, $S_{пр}$ = 1 mm; ε = 20, h = 2 mm; H_0 = 1131 Oe

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

При увеличении толщины ферритовой пластины МЭ резонатора наблюдается возрастание прямых и обратных потерь.

Характер зависимости величины вентильного отношения от толщины ферритовой пластины имеет разный вид для каждого конкретного случая. Например, вентильное отношение плавно возрастает или наблюдается его спад из-за более резкого возрастания прямых потерь по сравнению с возрастанием обратных потерь.

3. Анализ полученных результатов

Для достижения максимального МЭ эффекта и вентильного отношения необходимо оптимизировать структуру МЭ СВЧ вентилей-аттенюаторов - подобрать определенные параметры линии передачи и МЭ резонатора. При увеличении длины, толщины, ширины ферритовой пластины МЭ резонатора наблюдается возрастание величины как обратных потерь, так и прямых. Основным критерием при выборе параметров структуры данных устройств является толщина слоя ЖИГ МЭ резонатора, которая должна быть в пределах (0,1…0,5) мм.

Характер зависимости величины вентильного отношения от толщины ферритовой пластины имеет различный вид для каждого конкретного случая. Поскольку вентильное отношение с увеличением данного параметра меняется незначительно, толщину целесообразно брать 100 мкм, исходя из предыдущего условия, т. к. чем меньше толщина слоя ЖИГ, тем тоньше должна быть пластина ЦТС и поэтому тем меньшее напряжение требуется прикладывать к электродам резонатора.

Значительно упрощает конструкцию устройства отсутствие уширения щели линии передачи. В случае с щелевой линией достигнуть этого не удастся, т. к. при волновом сопротивлении 50 Ом ширина щели получается узкой для помещения в нее резонатора. В копланарном волноводе увеличение ширины щели достигается увеличением диэлектрической проницаемости подложки. Ширина и длина (для структуры с уширением щели линии передачи) ферритовой пластины МЭ резонатора не должны выходить за пределы щели линии передачи. Ширину ферритовой пластины резонатора следует выбирать приблизительно равной двум третям от ширины щели, поскольку в данной точке величина вентильного отношения достигает своего максимума.

Длина ферритовой пластины МЭ резонатора ограничивается допустимыми прямыми потерями устройства и длиной отрезка линии передачи с уширением щели (для структуры с уширением щели линии передачи).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Заключение

Представлены результаты исследования, выполненного с целью подбора оптимальных параметров структуры МЭ СВЧ вентилей-аттенюаторов, реализованных на щелевой линии передачи и копланарном волноводе. Результаты представлены в виде графиков зависимости величины вентильного отношения от размеров ферритовой пластины МЭ резонатора - длины, ширины, толщины и от уширения щели линии передачи. Сделаны выводы о влиянии параметров структуры предлагаемых устройств на величину вентильного отношения и даны рекомендации по выбору параметров структуры.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта РФФИ грант №16-07-00510 А, а также в рамках выполнения государственного задания Минобрнауки России №11.7069.2017/8,9.

Список литературы

[1] Вамберский М.В., Абрамов В.П., Казанцев В.И. Конструирование ферритовых развязывающих приборов СВЧ/ Под ред. М.В. Вамберского. - М.: Радио и связь, 1982, ил, - (Б-ка радиоконструктора). С. 3-4.

[2] Бичурин М.И., Петров В.М., Филиппов Д.А., Сринивасан Г., Нан С.В. Магнитоэлектрические материалы. – М.: Изд-во Академия Естествознания, 2006. – 296 с.

References

[1] Vamberskiy M.V., Abramov V.P., Kazantsev V.I. [Engineering of decoupling ferrite microwave devices] Ed. M.V. Vamberskiy. - *M. Radio i svyaz'*, 1982, fig, - (*B-ka radiokonstruktora*) - pp. 3-4. (In Russian).

[2] Bichurin M.I., Petrov V.M., Filippov D.A., Srinivasan G., Nan S.V. [Magnetoelectric materials]. - M.: Publ. *Akademiya Estestvoznaniya*, 2006. 296 p. (In Russian).

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of RFBR grant #16-07-00510 A, and the state task of the Ministry of Education and Science of Russia №11.7069.2017/8,9.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The analysis of a scheme of electromagnetic pulses formation in multichannel waveguide resonant system by a method of interferential addition of fluctuation

[1]Alekseev B.A., Chumerin P.Y.
Tomsk Polytechnic University
Tomsk, Lenin Avenue, 30, 634050, Russian Federation
[1]*boris19912204@mail.ru*

Abstract: *A scheme that forms powerful electromagnetic pulses was analyzed by a method of interferential addition of N fluctuations; each of them differs from others by the same frequency interval. Generators of such system are connected to the general loading via frequency filters. The scheme was analyzed for two cases: formations of the sequence of pulses and formation of a single impulse. Parameters at which the best characteristics of pulses for both cases yield were determined.*

Keywords: *resonator, frequency filter, interferential addition, equidistant frequency, pulse train, single pulse.*

Анализ схемы формирования электромагнитных импульсов в многоканальной волноводной резонансной системе, методом интерференционного сложения колебаний

[1]Алексеев Б.А., Чумерин П. Ю.
Томский политехнический университет
г. Томск, пр. Ленина, 30, 634050, Российская Федерация
[1]*boris19912204@mail.ru*

Аннотация: *Исследуется схема предназначенная, для формирования мощных электромагнитных импульсов, реализующая метод интерференционного сложения колебаний, состоящая из N-го количества генераторов имеющих частоты сдвинутые друг относительно друга на равный интервал и*

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

подключенные на общую нагрузку через частотные фильтры. Схема анализируется для случаев получения последовательности импульсов и одиночного импульса, определены параметры, при которых получаются наилучшие характеристики импульсов для обоих случаев.

Ключевые слова: резонатор, частотный фильтр, интерференционное сложение, эквидистантные частоты, цуг импульсов, одиночный импульс.

1. Введение

Существует ряд устройств, предназначенных для преобразования параметров исходных импульсов до тех, которые необходимы для их использования. Такие устройства можно разделить на две группы: активные, в которых применяются коммутационные элементы и пассивные, которые работают на других физических принципах. Из-за своей инерционности, коммутационные элементы понижают КПД системы, а также создают ограничения, связанные со временем срабатывания. Тематике отказа от коммутационных элементов посвящены работы [1, 2, 3]. Один из методов, который не нуждается в наличии коммутаторов, является метод интерференционного сложения N колебаний с частотами, отличающимися друг от друга на одну и ту же величину, при котором происходит перераспределение энергии во времени или в пространстве. Первыми работами по данному направлению стали работы по многочастотным антенным решеткам [4] формирующим импульсы в пространстве. Позже в работе [1] был предложен метод формирования импульсов в резонансной системе во времени, однако устройства, реализующего данный принцип, предложено не было.

Метод основан на том, что при сложении нескольких колебаний одинаковой мощности с частотами, отличающимися друг от друга на одну и ту же величину $\Delta\omega$ (эквидистантными частотами), такую, что $\Delta\omega << \omega$, где ω - минимальная частота генератора, происходит перераспределение энергии во времени по закону:

$$P_N \approx \frac{P_{ген} \sin^2(\frac{1}{2}\Delta\omega t)}{\left(\frac{1}{2}\Delta\omega t\right)^2}. \qquad (1)$$

Здесь P_N - мощность на выходе системы для N-го количества генераторов; $P_{ген}$ - мощность одного генератора; t - время. Характерной особенностью данного способа увеличения мощности, является возможность отказа от

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

коммутационных элементов, что позволяет сокращать импульсы во времени до величины $1/N\Delta f$, где $\Delta f = \Delta\omega/2\pi$, с частотой их следования, равной разности между частотами Δf (рисунок 1).

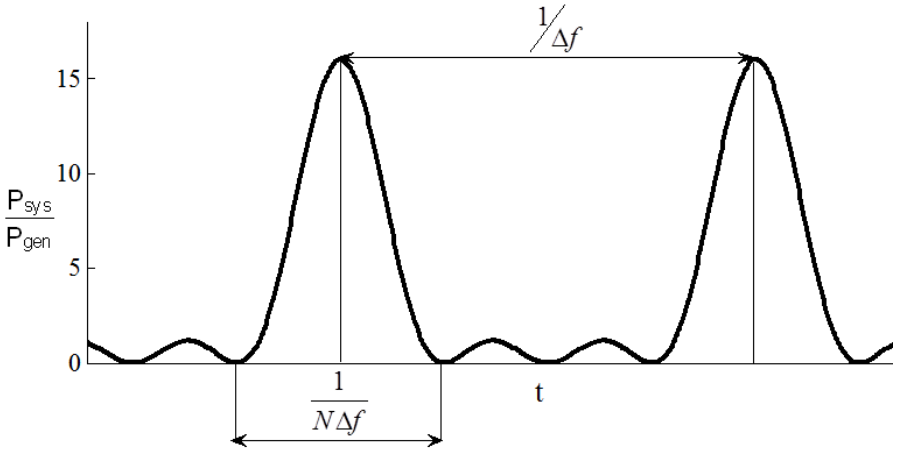


Рисунок 1. Временная зависимость суммы четырех гармонических колебаний с эквидистантными частотами.

Fig. 1. Time dependence of the sum of four harmonic oscillations with equidistant frequencies.

Расчет системы интерференционного сложения колебаний производился методом матриц рассеяния.

2. Принцип работы исследуемого устройства

Для реализации принципа интерференционного сложения колебаний с эквидистантными частотами предлагается схема, предназначавшаяся в работе [5] для их разделения. Схема состоит из *N*-го количества генераторов (1), каждый из которых генерирует электромагнитные колебания одинаковой мощности, но разной частоты, отличающейся друг от друга на одну и ту же величину Δf. Каждый из генераторов соединен через фильтр, представляющий собой резонатор бегущей волны (5) с общим волноводом (3-4). Фильтр необходим для обеспечения развязки между волноводом и генератором. Каждый фильтр имеет коэффициент передачи на частоте, равной частоте питающего его генератора близкий к единице, в то же время коэффициент передачи на других частотах близок к нулю. В плече 2 располагается согласованная нагрузка, обеспечивающая режим бегущей волны в резонаторе.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

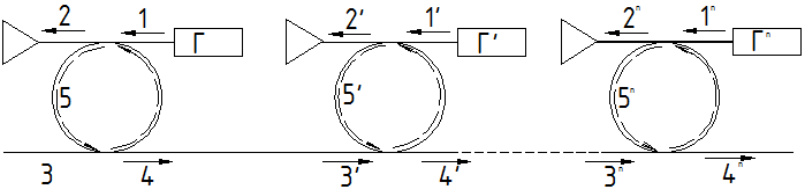


Рисунок 2. Схема системы, реализуюшей принцип интерференционного сложения колебаний.
Fig. 2. The Scheme of the system that realizes the principle of interference addition of oscillations.

3. Оптимизация параметров импульсов

Система позволяет получать одиночные импульсы, либо цуги импульсов, с частотой их следования равной Δf в зависимости от времени питания генераторами системы. Оптимизация параметров системы интерференционного сложения колебаний связана с регулированием параметров резонатора бегущей волны. В работе учитываются параметры оптимизации, такие как количество резонаторов N, коэффициентов связи между резонаторами и волноводом k, время прохождения волны по резонатору T а также потери в резонаторах α. Также учитываются резонансы, превышающие минимальную частоту в целое число раз, предполагается, что других резонансов нет. Кроме того, предполагается, что в момент времени $t=0$, все генераторы имеют фазу $\varphi=0$. Расчет приводит к следующему выражению:

$$\begin{cases} S_4^n = -\dfrac{k_1 k_2}{1-K_1K_2R_0}\left(1-(K_1K_2R_0)^{\frac{t}{T}}\right)\times\ldots \\ \ldots\times\left(a_n+\sum\limits_{i=1}^{n-1}\prod\limits_{j=1}^{n-i}\left[K_2-\dfrac{k_2^2K_1R_i}{1-K_1K_2R_i}\left(1-(K_1K_2R_j)^{\frac{t}{T}}\right)\right]a_i\right) \\ S_4^n = -\dfrac{k_1k_2\sqrt{R_0}}{1-K_1K_2R_0}\left(1-(K_1K_2R_0)^{\frac{t_{имп}}{T}}\right)(K_1K_2R_0)^{\frac{t-t_{имп}}{T}}\times\ldots \\ \ldots\times\left(a_n+\sum\limits_{i=1}^{n-1}\prod\limits_{j=1}^{n-i}\left[K_2-\dfrac{k_2^2K_1R_j}{1-K_1K_2R_j}\left(1-(K_1K_2R_0)^{\frac{t_{имп}}{T}}\right)(K_1K_2R_j)^{\frac{t-t_{имп}}{T}}\right]a_i\right) \end{cases} \quad (2)$$

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Первая строка описывает накопление энергии в резонаторах, вторая строка описывает работу системы после отключения генераторов.

3.1. Режим формирования цуга импульсов

Для оптимизации устройства в режиме формирования цуга импульсов необходимо из требуемой длительности импульсов определить разницу частот между соседними генераторами по выражению:

$$\Delta f = \frac{1}{Nt} \tag{3}$$

Минимальная частота генеарторов, должна выбираться из условия $\omega_0 >> \Delta\omega$, для чего достаточно будет принять ω_0 в десять раз большим $\Delta\omega$. Стоит учитывать, что на резонансной частоте, равной частоте непосредственно подключенного генератора, коэффициент пропускания должен быть близким к единице. Это обеспечивается, если потери во внешней цепи намного больше потерь в резонансном контуре, то есть выполняется условие $Q_n << Q_0$, где Q_n - нагруженная добротность, Q_0 - собственная добротность. С другой стороны коэффициент пропускания для частот не равных резонансной частоте должен быть близким к нулю, что определяется из условия $Q_n > \omega_0 / \Delta\omega$. Данное условие обеспечивает узкую полосу пропускания резонатора.

Как известно, связь между нагруженной и собственной добротностью определяется из выражения:

$$Q_n = \frac{\alpha Q_0}{\alpha + k^2}, \tag{4}$$

В то же время добротность можно определить из условия:

$$Q_0 = \frac{T\omega_0}{\alpha} \tag{5}$$

Это выражение справедливо в том случае, если $T\Delta f << 1$, удобно выбирать равным $T\Delta f = 0.1$. Далее рассчитывается добротность по выражению (5), где потери α подставляются в неперах. Нагруженная добротность при этом должна во много раз превышать собственную добротность для максимального прохождения волны от генератора в волновод, в тоже время нужно учитывать, что поглощение в последующем резонаторе будет минимальным, если нагруженная добротность выполняет условию $Q_n > \omega_0 / \Delta\omega$. Коэффициент связи k определяется из выражения 4.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Система позволяет увеличивать мощность до величины близкой к квадрату количества генераторов умноженной на мощность отдельного генератора, КПД системы может достигать 86%, что существенно превышает возможности системы, использующие коммутационные элементы, КПД которых составляет не более 50%.

3.2. Режим формирования одиночных импульсов

Для формирования одиночных импульсов все параметры остаются теми же самыми, изменится только выбор коэффициента связи k, что связано с необходимостью более быстрого накопления энергии для получения максимальной мощности. В случае генерации с нулевой фазы, получим выражение для нахождения коэффициента связи. Для этого рассмотрим только один работающий генератор и примем, что потери возможны только в первых двух резонаторах: с резонансной частотой равной частоте электромагнитной волны и с частотой отличной от частоты волны на величину Δf, так как частоты $n\Delta f$, где $n>1$ находятся за пределами полосы пропускания резонаторов. Тогда выражение (2) примет вид:

$$S_4^n = -\frac{k_1 k_2}{1-K_1K_2R_0}\left(1-(K_1K_2R_0)^{\frac{t}{T}}\right)\left[K_2 - \frac{k_2^2 K_1 R_i}{1-K_1K_2R_i}\left(1-(K_1K_2R_j)^{\frac{t}{T}}\right)\right] \qquad (6)$$

После преобразования данного выражения, его можно свести к уравнению, содержащему только один параметр $x = \alpha Q_0 \Delta\omega \Big/ \left[(\alpha + k^2)\omega_0\right]$, если принять время сложения всех амплитуд равным $t = 1/\Delta f$:

$$S_4^n \approx \left(1-e^{-\frac{2\pi}{x}}\right)\left[1-\frac{1}{1+jx}\left(1-e^{-\frac{2\pi}{x}}\right)\right] \qquad (7)$$

Решая это уравнение, получается значение $x \approx 2.3$. Из полученного результата находится коэффициент связи:

$$k = \sqrt{\frac{\alpha Q_0 \Delta\omega}{2.3\cdot\omega_0} - \alpha} \qquad (8)$$

Такая система позволяет получать одиночные импульсы с мощностью составляющей величину равную $0.65N^2P_0$, а КПД системы достигает 62%.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Заключение

Таким образом, в работе предлагается схема реализующая принцип интерференционного сложения колебания, показано, что данный метод позволяет перераспределять энергию во времени для получения больших мощностей в волноводном тракте. Система может работать в двух режимах работы генераторов: при работе генератора в непрерывном режиме получается последовательность импульсов, с мощностью близкой к квадрату количества генераторов, умноженному на мощность одного генератора N^2P_0; при работе генераторов в режиме импульсов равных по времени к величине $1/\Delta f$, мощность близка к величине $0.65N^2P_0$. В режиме непрерывной работы генераторов 86% энергии за период времени $1/\Delta f$ концентрируется во временном интервале $1/N\Delta f$. В режиме работы генератора в импульсном режиме во временном интервале $1/N\Delta f$ концентрируется 62% энергии.

Источники финансирования

Работа выполнена при финансовой поддержке ГЗ «Наука», проект 11.1928.2017/4.6.

Список литературы

[1] Шапошников. С. С. Многоканальный накопитель СВЧ - энергии. – Москва: МРТИРАН, 1992. – 12 с.

[2] Christopher D. N. Radio-frequency pulse compression for linear accelerators. Ph.D. thesis. 1995

[3] Farkas Z.D., Weaver J.N. RF pulse compression development. SLAC/AP-59.

[4] Сканирующая антенна// Патент Франции №2153076. 01.06.1973.

[5] Альтман Дж.Л. Устройства сверхвысоких частот. – Москва: Мир, 1968. – 487 с.

References

[1] Shaposhnikov S. S. [Multichannel store of microwave energy] – *Moscow: MRTIRAN,* 1992. – 12 s. (In Russian).

[2] Christopher D. N. Radio-frequency pulse compression for linear accelerators. Ph.D. thesis. 1995

[3] Farkas Z.D., Weaver J.N. RF pulse compression development. SLAC/AP-59.

[4] The scanning antenna. Application No. 2153076, France, publication 1973, Jine 1.

[5] Altman J. L. [Microwave circuits]. – *Moscow: Mir,* 1968. – 487 s. (In Russian).

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Расчет замкнутых электромагнитных экранов с апертурами методом минимальных автономных блоков

[1,2]Орлов Е.Е., [1]Малый С.В.
[1] *Белорусский государственный университет*
г. Минск, 220030, Республика Беларусь
orlovraf @gmail.com
[2] *Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники*
г. Минск, 220013, Республика Беларусь
emc@bsuir.by

Аннотация: *Представлена методика расчета распределения электромагнитного поля внутри замкнутого электромагнитного экрана с апертурами методом минимальных автономных блоков. Методика имеет высокую вычислительную эффективность, достигаемую за счет использования: 1) внешних граничных условий на основе матрицы рассеяния свободного пространства; 2) гибридной методики, предполагающей совместное использование минимальных автономных блоков и линейных автономных блоков; 3) методики локальной вторичной декомпозиции.*

Ключевые слова: электромагнитный экран, апертура, метод минимальных автономных блоков, гибридные методы.

1. Введение

Анализ электромагнитной совместимости устройств, расположенных внутри экранирующей оболочки, имеет большое значение для оценки защищенности радиоэлектронных систем различного назначения от преднамеренных и непреднамеренных электромагнитных помех.

Разумным подходом к анализу экранирующих оболочек, имеющих сложную геометрическую форму, апертуры с заполнением и содержащих в себе ряд дополнительных объектов (оборудования), является вычислительный эксперимент.

Одним из перспективных методов моделирования электромагнитных экранов является метод минимальных автономных блоков (МАБ) [1]. Это обусловлено его вычислительной устойчивостью, возможностью эффективного моделирования электродинамических систем, в состав которых входят композиты и метаматериалы [2], а также разработанными ал-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

горитмами, повышающими вычислительную эффективность метода МАБ [3,4,5].

В данной статье описывается применение метода МАБ для вычислительно эффективного расчета замкнутых электромагнитных экранов.

2. Гибридный алгоритм расчета распределения электромагнитного поля в замкнутом экране с апертурами

Точность и вычислительная эффективность метода МАБ при моделировании замкнутых электромагнитных экранов достигается за счет использования следующих подходов к моделированию:

1. При расчете электромагнитного экрана, облучаемого внешним электромагнитным полем низкой частоты (при которой характерные размеры электромагнитного экрана значительно меньше длины волны электромагнитного поля), используются внешние граничные условия на основе матрицы рассеяния свободного пространства [5], позволяющие размещать эти границы на небольших волновых расстояниях от поверхности исследуемых объектов.

2. С целью уменьшения числа блоков в декомпозиционной схеме применяется гибридная методика [3], предполагающая совместное использование стандартных блоков (во внешней области) и линейных автономных блоков (Л-МАБ, [6]) (во внутренней области и апертурах).

3. Для моделирования структурно неоднородных объектов малых волновых размеров, композитов и метаматериалов используются методики локальной вторичной декомпозиции [4] и усредненной матрицы рассеяния [2].

3. Результаты вычислительного эксперимента

Для иллюстрации возможностей разработанного подхода рассмотрим двухмерную задачу, представленную на рисунке 1. Экран из меди имеет прямоугольную форму. Апертура размером 5 см расположена посередине одной из стенок экрана. Размеры экрана: 20 см (вдоль оси x) на 30 см (вдоль оси y), толщина стенки – 1 мм. Рассматривался случай E-поляризации. Экран облучался плоской линейно поляризованной волной с амплитудой 1 В/м и частотой 3 МГц, падающей в положительном направлении оси y. В декомпозиционной схеме в области между внешней границей и экраном находилось по три ряда блоков. В области апертуры использована локальная вторичная декомпозиция (каждый блок разбивался

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

на 8 дополнительных блоков). Пространство внутри экрана разбивалось на 20 (по оси x) и 30 (по оси y) блоков. С учетом толщины скин-слоя для меди на расчетной частоте, равной 0.04 мм, конечная проводимость металла учитывается через блоки металлизации.

На рисунке 2 приведено распределение модуля электрического поля. Дополнительно было рассчитано поле на частоте 3 ГГц без изменения декомпозиционной схемы.

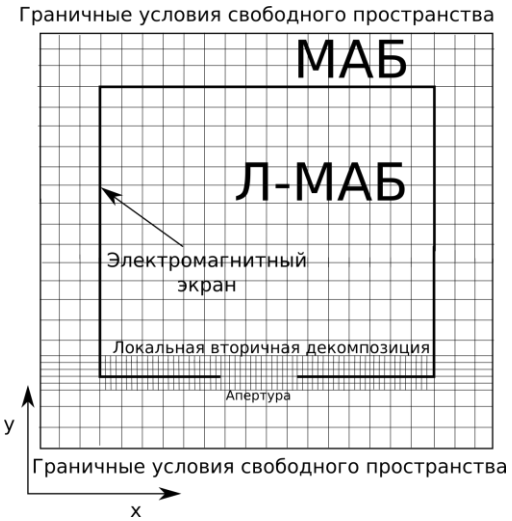
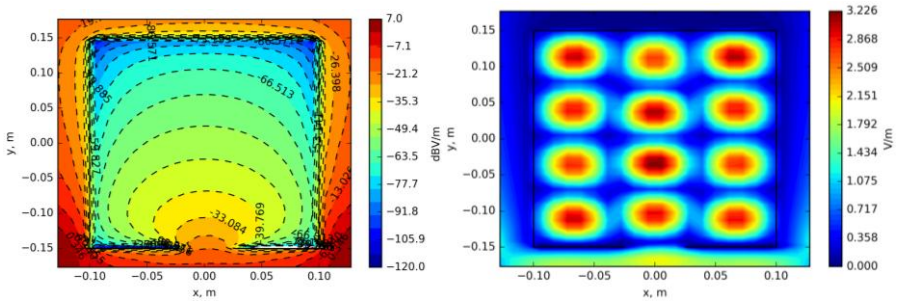


Рис. 1. Конфигурация экрана с апертурой и декомпозиционная схема.



a) b)

Рис. 2. Распределение модуля электрического поля:
a) на частоте 3 МГц; b) на частоте 3 ГГц.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Приведенные результаты вычислительного эксперимента иллюстрируют возможность расчета электромагнитного поля в экранированных оболочках с апертурами в широком динамическом диапазоне амплитуд и частот.

4. Заключение

Предложена гибридная методика для расчета пространственного распределения электромагнитного поля в замкнутом электромагнитном экране, содержащем апертуры. Работоспособность предложенной методики продемонстрирована на двумерном примере.

Список литературы

[1] Никольский В.В., Никольская Т.И. Декомпозиционный подход к задачам электродинамики / В.В. Никольский – М.:Наука, 1983. 304 с.

[2] Maly S. V. The electrodynamic analysis of composites and metamaterials on the basis of the method of minimal autonomous blocks // Abstracts of the International conference "DAYS ON DIFFRACTION'2011". – Russia, Saint Petersburg, May 30 – June 3, 2011. - P. 145.

[3] Arlou Y.Y. Hybridization of MAB and L-MAB methods / Y.Y. Arlou, S.V. Maly // International Conference on Metamaterials and Nanophotonics MetaNano-2016: materials of International scient. conf., Russia, Anapa, 5-9 sept. 2016 / ITMO Univ., Russian Science Foundation – Anapa, 2016. – P. 46

[4] Arlou Y.Y. Technique of local secondary decomposition in solving two-dimensional electromagnetic problems by minimal autonomous blocks method // Международный конгресс по информатике: информационные системы и технологии (CSIST'2016), Минск, Республика Беларусь, 24-27 октября, 2016, P. 838-843

[5] Орлов Е.Е., Малый С.В. Моделирование распространения электромагнитных волн в протяженных каналах методом минимальных автономных блоков // Материалы IV Всероссийской Микроволновой конференции, Москва, Российская Федерация, 23-25 ноября, 2016, С. 236-240

[6] T.I. Nikolskaya, V.V. Nikolskii. "New Discretization Method L-MAD and its Application to Waveguide Structures with Metallic, Dielectric and Ferrite Inserts."1990 20th European Microwave Conference. No. 1. 1990. P. 469-474.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Waveguide DC breaks for TE_{01} and HE_{11} microwave transmission lines

[1]Sobolev D.I., [1]Gashturi A.P., [1]Denisov G.G., [1]Kalynova G.I., [1]Lukovnikov D.A.
[1]*Institute of Applied Physics of the Russian Academy of Sciences*
Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation
nrtnm@mail.ru

Abstract: *Specially designed waveguide converters allow low-loss transmission of high-power microwaves through big waveguide gaps (with Fresnel number near unity). A method for synthesis of such converters is presented. Converters for widely used circular waveguide modes were calculated, manufactured and tested: one for TE_{01} mode of smooth waveguide, another for HE_{11} mode of corrugated waveguide. It is shown that losses can be made extremely low for single frequency or minimized in certain frequency band.*

Keywords: *microwave transmission lines, multimode waveguides, DC breaks.*

Волноводные разрывы для линий передачи СВЧ на модах TE_{01} и HE_{11}

[1]Соболев Д.И., [1]Гаштури А.П., [1]Денисов Г.Г., [1]Калынова Г.И., [1]Луковников Д.А.
[1]*Институт прикладной физики Российской академии наук*
г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
nrtnm@mail.ru

Аннотация: *Предложен метод синтеза поверхности волноводных преобразователей, позволяющих с малыми потерями передавать мощное СВЧ-излучение через большие разрывы волновода (с параметром Френеля порядка единицы). Рассчитаны, изготовлены и проверены разрывы для широко используемых мод круглого волновода: TE_{01} – гладкого и HE_{11} – гофрированного. Показана возможность достижения как экстремально низких потерь в доли процента на одной частоте, так и минимизации в заданной полосе частот.*

Ключевые слова: линии передачи СВЧ-излучения, многомодовые волноводы, волноводные разрывы.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

1. Введение

Передача мощного СВЧ-излучения предполагает использование сверхразмерных (или многомодовых) волноводов для обеспечения низких омических потерь и достаточно малых значений электрического поля. Линии передачи на основе многомодовых волноводов широко используются в установках УТС, мощных радарах, технологических установках и т.д. Как правило, диаметр круглых волноводов в таких установках составляет от единиц до десятков длин волн. Минимизация дифракционных потерь в больших разрывах волноводов является очень важной задачей, так как волноводные разрывы являются основой для построения ключевых волноводных компонентов, таких как волноводные повороты, фильтры, откачные порты и т.д. [1]. Чистая мода линии передачи при прохождении длинных разрывов, как правило, имеет неприемлемо высокие потери, к тому же частотная характеристика становится изрезанной и увеличивается вероятность ВЧ-пробоя из-за многократных отражений и запертых высоких «паразитных» мод. Уменьшение потерь возможно при помощи установки с обеих сторон разрыва волноводных преобразователей, один из которых превращает моду линии передачи в волновой пучок, обладающий малыми дифракционными потерями, а второй – обратно. Авторами ранее был предложен систематический подход для нахождения поверхности таких преобразователей, позволяющий в разы или даже на порядки уменьшить потери [2]. Он основан на том, что малые потери при прохождении разрыва будет иметь одна из низших мод двухзеркального резонатора, размеры и расположение зеркал которого совпадают с передающим и приемным сечениями волноводов линии передачи. Поверхность волноводных преобразователей, осуществляющих трансформацию рабочей моды линии передачи в волновой пучок, соответствующий моде резонатора, и обратно, синтезировалась при помощи разработанного авторами итерационного метода [3]. В дальнейшем выяснилось, что и этот подход не свободен от недостатков: хотя мода резонатора может сама по себе иметь крайне низкие дифракционные потери вплоть до теоретического минимума, но при этом содержать высокие (возможно, нераспространяющиеся) волноводные моды, из-за чего потери в волноводных преобразователях становятся больше дифракционных потерь и заметно снижают общую эффективность. Представленный ниже метод позволяет избавиться от данного недостатка за счет лучшего согласования между преобразователями и свободным пространством.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

2. Синтез поверхности волноводных преобразователей

Для синтеза преобразователей использовался итерационный метод, разработанный авторами ранее [4]. Рассмотрим монохроматическую электромагнитную волну с волновым числом $k = \omega/c = 2\pi/\lambda$. В начале каждой итерации волновод (Рис. 1) состоит из фиксированных входного сечения S_1, выходного сечения S_2 и исходной (изменяемой) проводящей стенки S_0. Два различных распределения электромагнитных полей рассчитываются внутри волновода: для первого в качестве граничного условия используются заданные на входе поля E_1 и H_1, а для второго – развернутые в пространстве поля E_2 и H_2 на выходе. Малая (много меньше λ) и гладкая деформация l, перпендикулярная поверхности стенки волновода, влияет на эффективность преобразования первого поля во второе (взаимную мощность) P в соответствии с формулой

$$\Delta P = \int_{S_0} l F \, dS, \quad F = -ik\left(\bar{H}_{\tau 1}\bar{H}_{\tau -2} + E_{n1}E_{n-2}\right), \tag{1}$$

где τ и n обозначают тангенциальную и нормальную компоненты полей, соответственно. Чтобы увеличить эффективность преобразования на величину ΔP при одновременной минимизации нормы $\int_{S_0} l^2 dS$, деформация должна иметь вид $l = \alpha \operatorname{Re} F + \beta \operatorname{Im} F$, где константы α и β выражаются через ΔP и поверхностные интегралы функции F [4].

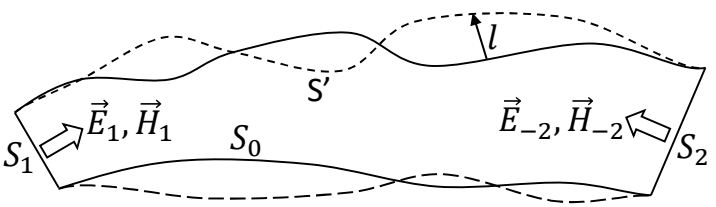


Рис. 1. Схема итерационного синтеза: два заданных сечения волновода S_1 и S_2 (вход и выход, соответственно), поверхность до итерации S_0 и после итерации S', деформация l в некоторой точке поверхности, заданные входные поля E_1 и H_1, развернутые желаемые выходные поля E_{-2} и H_{-2}.

Fig. 1. Waveguide synthesis notations: two given waveguide cross-sections S_1 and S_2 (input and output, respectively), the waveguide surface before iteration S_0 and the surface after iteration S', the deformation value l at some point of the surface, the specified input fields E_1 and H_1, and the reversed desired output fields E_{-2} and H_{-2}.

При решении данной задачи на каждой итерации изменяются поверхности обоих волноводных преобразователей, граничными условиями

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

является рабочая мода линии передачи на границах областей I и II (Рис. 2), а поле должно рассчитываться в объединении областей II и III. Используемый метод синтеза обычно требует несколько десятков расчетов полей внутри системы для сходимости. Несмотря на прогресс методов анализа полей и увеличение скорости компьютеров, один расчет поля в системе большого объема произвольной геометрии прямыми методами во временной (напр., методом FDTD) или частотной (напр., MLFMA-MoM) области может занять несколько часов или дней. Мы можем отдельно рассчитать поля внутри преобразователей (Рис. 2, области II) при помощи быстрых методов, таких как метод связанных волн или матриц рассеяния, но вынуждены использовать прямые методы во внешней области (Рис. 2, область III) для достижения высокой точности. Для значительного снижения общего времени синтеза мы можем использовать тот факт, что *в уже оптимизированной системе с низкими потерями* практически вся мощность на передающем и приемном сечениях волноводных преобразователей (граница областей II и III) содержится всего в нескольких волноводных модах, в рассматриваемых нами случаях это первые 4-5 TE_{0n} мод гладкого или HE_{1n} мод гофрированного волновода. Излучение каждой из этих мод во внешнюю область рассчитывается отдельно, а затем поля преобразуются в относительно небольшую матрицу рассеяния, что может давать большую погрешность в случаях, когда значительная часть мощности уходит в паразитные моды или дифракционные потери, но точность увеличивается с увеличением общей эффективности прохождения излучения. При постоянных сечениях волноводных преобразователей, постоянной длине разрыва и неизменной форме внешней области это позволяет использовать прямые методы только несколько раз до начала итерационной процедуры и уменьшить общее время расчетов на порядок или больше, если сходимость медленная.

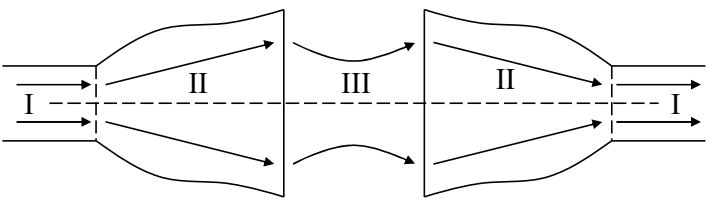


Рис. 2. Сечение волноводного разрыва. I – регулярный волновод, II – волноводные преобразователи, III – свободное пространство. Распространение излучения показано стрелками.

Fig. 2. Cross-section of DC break. I – regular waveguides, II – waveguide converters, III – free space. Arrows show radiation propagation.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

3. Синтезированные компоненты

Для изоляции постоянного напряжения 80 кВ был синтезирован волноводный разрыв для моды TE_{01} гладкого круглого волновода. Рабочая частота 28 ГГц, длина разрыва 100 мм. Волноводные преобразователи одинаковые, длиной 318 мм, диаметр волновода внутри преобразователя изменяется от 32.54 мм со стороны линии передачи до 100 мм со стороны свободного пространства. После синтеза вся система была численно проверена в CST Microwave Studio, расчетная эффективность на центральной частоте составила 99.8%. Изолятор прошел испытания под напряжением до 85 кВ, измеренная эффективность составила 99%±1%. Внешний вид изолятора и измеренная зависимость эффективности от частоты показаны на Рис. 3.

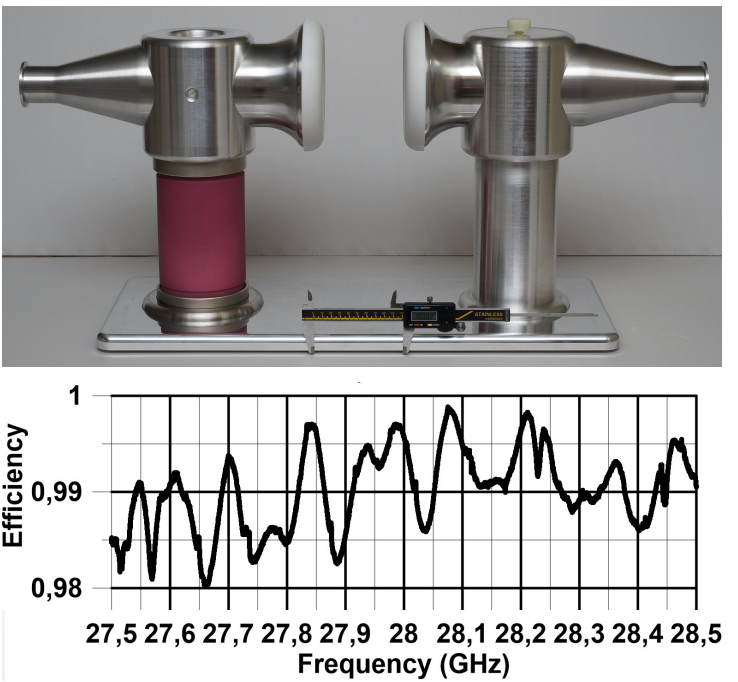


Рис. 3. Вверху – волноводный изолятор на 80кВ для моды TE_{01}, внизу – измеренное значение коэффициента передачи.

Fig. 3. Top – 80 kV DC break for TE_{01} mode, bottom – its measured efficiency.

Также был синтезирован и испытан широкополосный разрыв для моды HE_{11} гофрированного волновода. Расчетная центральная частота бы-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ла выбрана равной 33 ГГц, длина разрыва – 70 мм. Два одинаковых волноводных преобразователя длиной 295 мм с диаметром от 40 до 63.5 мм позволили получить расчетную эффективность не менее 97.5% в полосе частот 5% и не менее 95% в полосе частот 10%. В эксперименте была подтверждена расчетная эффективность только в полосе 5%, что, вероятно, связано с упоминавшимся ранее уменьшением точности расчета поля в синтезе при меньшей эффективности прохождения. Сравнительный график эффективности изображен на Рис. 4.

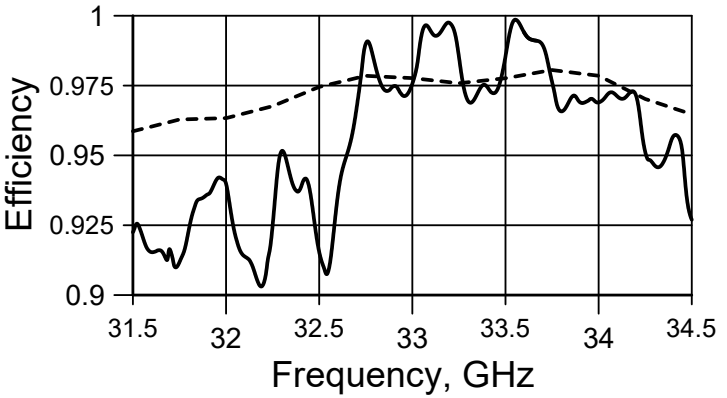


Рис. 4. Прерывистая линия – расчетная эффективность волноводного разрыва для моды HE_{11}, сплошная линия – измеренная.

Fig. 4. Dashed line – calculated efficiency of HE_{11} DC break, solid line – measured efficiency.

4. Заключение

Таким образом, предложенный метод синтеза поверхности волноводных преобразователей позволяет снизить потери в больших разрывах волноводов до долей процента при работе на одной частоте и до нескольких процентов – при работе в полосе частот до 10%.

Список литературы

[1] Thumm M., Kasparek W. Passive high-power microwave components // IEEE Trans. Plasma Sci. 2002. V. 30. No. 3. P. 755-786.

[2] Sobolev D.I., Chirkov A.V., Denisov G.G., Lukovnikov D.A., Malygin V.I. Minimization of diffraction losses in big gaps of multi-mode waveguides // Int. J. Infrared Millim. Waves. 2005. Т. 26. № 7. С. 953-966.

[3] Денисов Г.Г., Соболев Д.И., Кальнова Г.И. Метод синтеза волноводных преобразователей // Изв. вузов. Радиофизика. 2004. Т. 47. № 8. С. 688-693.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[4] Sobolev D.I., Denisov G.G. Principles of Synthesis of Multimode Waveguide Units // IEEE Trans. Plasma Sci. 2010. Т. 38. № 10. С. 2825-2830.

References

[1] Thumm M., Kasparek W. Passive high-power microwave components. *IEEE Trans. Plasma Sci.,* 2002, vol. 30, no. 3, pp. 755 - 786.

[2] Sobolev D.I., Chirkov A.V., Denisov G.G., Lukovnikov D.A., Malygin V.I. Minimization of diffraction losses in big gaps of multi-mode waveguides. *Int. J. Infrared Millim. Waves,* 2005, vol. 26, no. 7, pp. 953 -966.

[3] Denisov G.G., Sobolev D.I., Kalynova G.I. Method for synthesis of waveguide mode converters. *Radiophys. Quantum Electron.,* 2004, vol. 47, no. 8, pp. 615 -620.

[4] Sobolev D.I., Denisov G.G. Principles of Synthesis of Multimode Waveguide Units. *IEEE Trans. Plasma Sci.,* 2010, vol. 38, no. 10, pp. 2825 -2830.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Developent and research of the Ultra-wideband matched filter

Sergey L. Chernyshev
Bauman Moscow Sstate University
Moscow, 105005, Russian Federation
chernshv@bmstu.ru

Abstract:
The principles for constructing Ultra-wideband matching filters based on irregular transmission lines are given. The synthesis by the given impulse response of the filter is considered. The mechanism of formation of the reflected signal is realized in the form of an algorithm allowing both analysis and synthesis of an irregular line(IL) in the time domain. Synthesis of a matched filter for a Ultra-wideband signal in the form of a monocycle is given, during which the geometric dimensions of a microstrip irregular line are determined.

Keywords: *Ultra-wideband, matched filter, analysis, synthesis, impulse response, monocycle, irregular line.*

.

Разработка и исследование сверхширокополосного согласованного фильтра

Чернышев С.Л.
Московский государственный технический университет им. Н.Э.Баумана
г.Москва, 105005, Российская Федерация
chernshv@bmstu.ru

Аннотация: *Приводятся принципы построения сверхширокополосных фильтров на основе нерегулярных линий передачи. Рассмотрен синтез по заданной импульсной характеристике фильтра. Механизм формирования отраженного сигнала реализуется в виде алгоритма, позволяющего анализировать и синтезировать нерегулярную линию во временной области. Дается синтез согласованного фильтра для сверхширокополосного сигнала в виде моноцикла, в ходе которого определяются геометрические размеры микрополосковой нерегулярной линии.*

Ключевые слова: *сверхширокополосный, согласованный фильтр, анализ, синтез, импульсная характеристика, моноцикл, нерегулярная линия.*

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

1. Введение

Сверхширокополосные (СШП) сигналы имеют относительную полосу частот от 50% до 200% и применяются в радиолокации, радиосвязи, при подповерхностном зондировании, при обнаружении малозаметных целей и др. [1]. Геометрическая длина СШП импульса гораздо меньше продольного размера цели при отражении СШП сигнала от цели его форма изменяется. При наличии данных о возможных дальностных портретах цели может применяться согласованная фильтрация [2]. Если же такие данные отсутствуют, согласованная с зондирующим сигналом фильтрация позволяет улучшить отношение сигнал-шум перед последующей обработкой [3]. Стандарт IEEE 802.15.4a/b предусматривает сверхширокополосную беспроводную связь со скоростью до 500 Мбит/с. СШП устройства, в силу своей специфики, не могут опираться на традиционную элементную базу, присущую узкополосным системам, особенно если полоса сигнала шире полосы АЦП. В этом случае применяются СШП нерегулярные линии, на которые записывается необходимая информация [4]. Они применяются и при обработке сигналов в радиолокации и при создании антенн [5-8].Такие линии нужно синтезировать по заданной частотной зависимости коэффициента отражения [8]. Однако уравнение, описывающее НЛП, имеет тип Риккати и не требует численного решения. Лишь в частном случае, после представления через степенные ряды [9], это решение можно найти. Переход из частотной области во временную позволяет осуществить синтез СШП устройств по заданным временным характеристикам, в частности, по заданной импульсной характеристике [10,11]. Данная статья посвящена разработке и исследованию СШП согласованного фильтра во временной области.

2. Механизм формирования отраженной волны

Механизм формирования отраженной волны в нерегулярной линии во многом совпадает с механизмом формирования отраженного сигнала от радиолокационной цели. На рис.1 приведена ступенчатая аппроксимация нерегулярной линии передачи (НЛП). Волновое сопротивление линии в

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

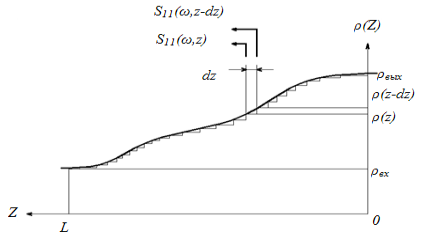


Рис. 1. Ступенчатая аппроксимация НЛП.
Fig. 1. Step approximation of irregular line

разных поперечных сечениях разное и зависит от продольной координаты $\rho(z)$. Соответственно, и местные коэффициенты отражения $S(z)=\dfrac{\rho(z)-\rho(z-dz)}{\rho(z)+\rho(z-dz)}$ разные в разных поперечных сечениях. Обозначим, как S_i, коэффициент отражения от *i*-ой по счету от начала линии неоднородности. На рис.1 показаны зависимости $S_{11}(\omega,z)$ входного коэффициента отражения. Эти зависимости анализируются при частотном синтезе НЛП. Однако мы отдаем предпочтение синтезу во временной области. Для этого нужно рассматривать временные отсчеты волн, отраженных и прошедших через НЛП, а также волн, распространяющихся внутри НЛП. На рис.2 приведен механизм формирования таких волн, которые при

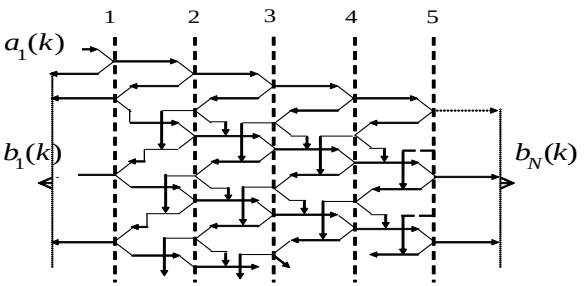


Рис.2. Схема отражений в НЛП.
Fig.2.Scheme of reflections in irregular line.

подаче на вход волны $a_1(k)$ отражаются от всех скачков и формируют как отраженную $b_1(k)$, так и прошедшую $b_N(k)$ волны.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

2. Алгоритм анализа

Алгоритм анализа НЛП основан на приведенном выше механизме формирования волн. Этот механизм можно смоделировать, если представить НЛП в виде дискретной системы с многочисленными обратными связями, что наглядно проиллюстрировано на рис.2.

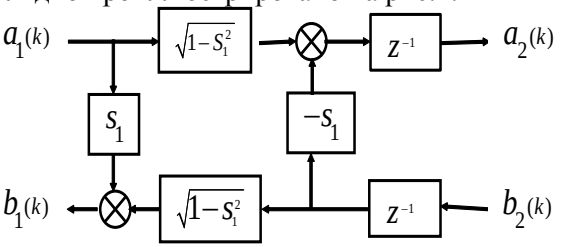


Рис.3. Схема дискретной системы.
Fig.3. Sheme of discrete system

На рис.3 представлена схема такой дискретной системы, вернее, ее первая часть, относящаяся к первому скачку. Многоточием показано, что схема должна быть продолжена для других скачков с номерами 2,3,…,*N*. Таких звеньев, как на рис.3, в схеме будет *N*. Элементы схемы с передаточной функцией z^{-1} означают задержку волны на один период дискретизации, за который взято время прохождения волна через один элементарный участок на рис.1. Использование такой схемы позволило связать прошедшие и отраженные волны на разных участках в разные моменты времени и построить алгоритм анализа НЛП. В основе этого алгоритма лежат уравнения, связывающие Z-изображения падающих и отраженных волн:

$$b_i(z) = a_i(z)S_i + b_{i+1}(z)\sqrt{1-S_i^2}/z, \quad a_{i+1}(z) = \left[a_i(z)\sqrt{1-S_i^2} - S_i b_{i+1}(z)/z \right]/z .$$

Эти же уравнения можно использовать и для синтеза, при котором задаются падающая $a_1(k)$ и отраженная $b_1(k)$ волны, а рассчитываются последовательно все необходимые коэффициенты отражения S_i (i=1,2,…,N). Если в качестве падающей волны задать волну с отсчетами 1,0,0,0,…, то отраженная волна $b_1(k)$ будет представлять собой импульсную характеристику НЛП на отражение, что и используется при синтезе согласованных фильтров.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

3. Практические результаты

Для синтеза согласованного фильтра был задан падающий СШП сигнал в виде моноцикла, изображенного на рис.4.

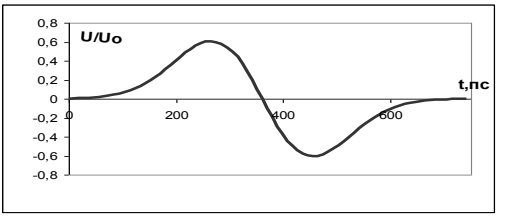


Рис.4. СШП сигнал.
Fig.4. UWB signal

Применяя алгоритм синтеза НЛП по заданной импульсной характеристике, согласованной с сигналом, изображенным на рис.4, была синтезирована конфигурация согласованного микрополоскового фильтра, показанная на рис.5.

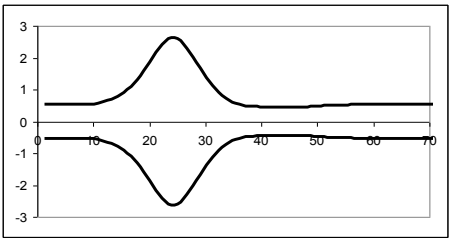


Рис.5. Конфигурация микрополоскового согласованного фильтра.
Fig.5. Configuration of microstrip matched filter

Экспериментальное исследование этого фильтра в стробоскопическом измерителе показало отличное воспроизведение импульсной характеристики, согласованной с сигналом рис.4.

4. Заключение

Таким образом, в работе исследовано формирование СШП сигнала в НЛП, исследован механизм отражений, найдены выражения, связываю-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

щие отраженные и падающие волны на отдельных неоднородностях, которые легли в основу алгоритмов анализа и синтез фильтров. Экспериментальное исследование согласованного микрополоскового фильтра показало хорошее совпадение теоретических и практических результатов и возможност корреляционной обработки СШП сигналов известной формы.

Список литературы

[1] Introduction to ultra-wideband radar systems / Edited by James D. Taylor.-CRC Press, Inc..-1995. 670 p.

[2] Чернышев С.Л. Распределенные нерегулярные фильтры для обработки сверхширокополосных радиолокационных сигналов // Антенны. 2001. №8. С. 48-53.

[3] Чернышев С.Л. Применение согласованной фильтрации для обработки сверхширокополосных сигналов. Наука и образование: научное издание МГТУ им. Н.Э. Баумана. 2013. № 10. С. 315-324.

[4] Chernyshev S.L. “The synthesis of ultra-wideband devices in frequency domain,” in Proceedings of 4th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, Sevastopol. 2008, P.207-209.

[5] Чернышев С.Л., Виленский А.Р. Исследование балансных печатных щелевых антенн бегущей волны в составе широкополосных антенных решеток X-диапазона. Радиотехника. 2013. № 11. С. 118-122.

[6] Чернышев С.Л., Виленский А.Р. Разработка и исследование модифицированной антенны Вивальди в составе плоской широкополосной антенной решетки X-диапазона. Наука и образование: научное издание МГТУ им. Н.Э. Баумана. 2011. № 11. С. 44.

[7] Vivaldi antenna with printed lens in aperture. A.S. Avdushin, A.V. Ashikhmin, V.V. Negrobov, Yu.G. Pasternak, S.M. Fedorov // Microwave and Optical Technology Letters / 2014. V. 56, №. 2. pp. 369-371.

[8] Чернышев С.Л., Виленский А.Р. Анализ и синтез сверхширокополосных устройств в частотной области. Вестник Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана. Серия: Приборостроение. 2009. № А. С. 150-156.

[9] Чернышев С.Л. Решение дифференциального уравнения плавной нерегулярной линии передачи с Т-волнами. Наука и образование: научное издание МГТУ им. Н.Э. Баумана. 2009. № 1. С. 1-2.

[10] Чернышев С.Л. Анализ и синтез плавных нерегулярных линий передачи во временной области. Вестник МГТУ им. Н.Э.Баумана, сер. Приборостроение, 1994, № 4, С.52-54.

[11] Chernyshev S.L. Analysis and Synthesis of UWB Filters and Shapers in Time Domain. 2013 IEEE International Conference on Microwave Technology & Computational Electromagnetics. Proceedings. 6812452. Циндао. КНР. 2013. С.127-130.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

References

[1] Introduction to ultra-wideband radar systems / Edited by James D. Taylor.-CRC Press, Inc..-1995. 670 p.

[2] Chernyshev S.L. [Distibuted irregular filters for Ultra-wideband radiolocation signals processing]. Antennas, 2001, no.8, pp. 48-53. (In Russian).

[3] Chernyshev S.L. [Matched filtration application for Ultra-wideband signals processing]. Science and education: scientific edition of Bauman Moscow State Technical University, 2013, no. 10, pp. 315-324. (In Russian).

[4] Chernyshev S.L. The synthesis of ultra-wideband devices in frequency domain, in Proceedings of 4th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, Sevastopol. 2008, pp.207-209.

[5] Chernyshev S.L., Vilenskiy A.R. [The research of balanced printed slotted antennas of a traveling wave in the composition of wide-band antenna arrays of the X-band], Radio engineering, 2013, no. 11, pp. 118-122. (In Russian).

[6] Chernyshev S.L., Vilenskiy A.R. [Development and investigation of the modified Vivaldi antenna in the X-band flat-band antenna array]. Science and education: scientific edition of Bauman Moscow State Technical University, 2011, no.1, pp. 44. (In Russian).

[7] Vivaldi antenna with printed lens in aperture. A.S. Avdushin, A.V. Ashikhmin, V.V. Negrobov, Yu.G. Pasternak, S.M. Fedorov // Microwave and Optical Technology Letters / 2014. V. 56, N. 2. PP. 369-371.

[8] Chernyshev S.L., Виленский А.Р. [Analysis and synthesis of Ultra-wideband devices in the frequency domain]. Vestnik of Bauman Moscow State Technical University Series: Instrument making, 2009, no A. pp. 150-156. (In Russian).

[9] Chernyshev S.L. [Solution of the differential equation of a smooth irregular transmission line with T-waves]. Science and education: scientific edition of Bauman Moscow State Technical University, 2009, no.1, pp. 1-2. (In Russian).

[10] Chernyshev S.L. [Analysis and synthesis of smooth irregular transmission lines in the time domain].Vestnik of Bauman Moscow State Technical University Series: Instrument making, 1994, no 4, pp. 52-54. (In Russian).

[11] Chernyshev S.L. Analysis and Synthesis of UWB Filters and Shapers in Time Domain. 2013 IEEE International Conference on Microwave Technology & Computational Electromagnetics. Proceedings. 6812452. Qingdao, China, 2013. pp.127-130.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Synthesis of microstrip group delay equalizers for the equipment of the formation and reception of LFM signals with a wide frequency range

[1]Malyutin N.D., [2]Gusev A.N., [1]Rovkin M.E., [1]Fedorov V.N., [3]Malyutina A.N.

[1]Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
[2]JSC "NPF "Micran"
[3]National Research Tomsk State University

Abstract: *We solve the problem of group delay (GD) equalizing characteristics of band-pass filters with the help of correctors constructed on the basis of coupled lines segments. Examples are given of constructing microstrip GD equalizer, leveling GD band-pass filters in the transparency bandwidth.*

Keywords: *group delay equalizers, coupled lines, synthesis of GD equalizers according to given parameters.*

Синтез микрополосковых корректоров ГВЗ аппаратуры формирования и приема ЛЧМ сигналов с широкой полосой частот

[1]Малютин Н.Д., [2]Гусев А.Н.2, [1]Ровкин М.Е., [1]Федоров В.Н., [3]Малютина А.Н.

[1]Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
[2]АО «НПФ «Микран»
[3]Национальный исследовательский Томский государственный университет
г. Томск 634050, пр. Ленина, 40
ndm@main.tusur.ru

Аннотация: *Решена задача выравнивания ГВЗ полосно-пропускающих фильтров с помощью корректоров, построенных на основе отрезков связанных линий. Приводятся примеры построения микрополосковых корректоров ГВЗ, выравнивающих ГВЗ полосно-пропускающих фильтров в полосе частот прозрачности.*

Ключевые слова: корректоры группового времени запаздывания, связанные линии, синтез корректоров ГВЗ по заданным параметрам.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

1. Введение

Для решения задач создания малошумящих формирователей сигнала на частоты К-диапазона с широким (до 2 ГГц) спектром, структура которых задается программными методами на низкой ПЧ [1, 2], используют перенос на несущую частоту СВЧ с увеличением абсолютной полосы путём умножения частоты. Качество формируемого при этом сигнала существенно зависит от неравномерности группового времени запаздывания (ГВЗ) в полосе частот, выделяемой посредством цепочки фильтров. Сложность достижения заданных параметров состоит в том, что проектирование полосно-пропускающих фильтров с требуемой частотной избирательностью сопряжено с необходимостью их оптимизации по ГВЗ. На рис. 1 показана типичная частотная зависимость группового времени запаздывания $\tau_{гр}$ полосно-пропускающего фильтра, разработанного для применения в формирователе СВЧ сигнала ЛЧМ с полосой частот до 2 ГГц при трехступенчатом умножении на 2 (полоса пропускания 3,8 – 5 ГГц). Задача синтеза корректора ГВЗ формулируется так: изменить зависимость ГВЗ от частоты в полосе пропускания, обеспечив минимальное отклонение ГВЗ $\tau_{гр} = \tau_0 \pm \delta$ и минимальную неравномерность вносимых потерь в полосе пропускания.

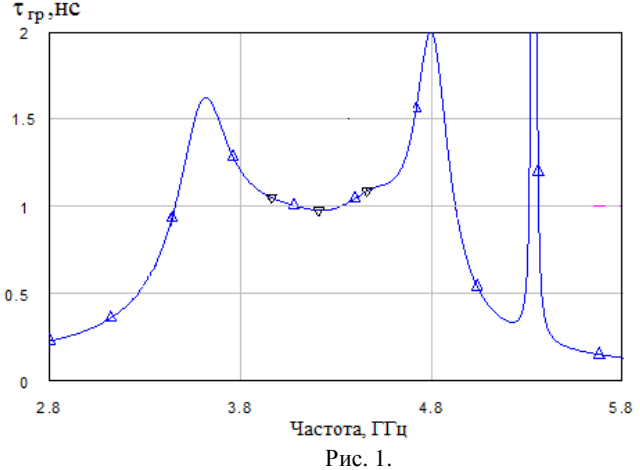


Рис. 1.
Fig. 1.

В данной работе наряду с решением задачи оптимизации фильтров по ГВЗ рассматривается использование звеньев фазовых фильтров [3, 4], выполняющих роль корректоров частотной зависимости ГВЗ.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

При оптимизации фильтров по неравномерности ГВЗ было реализовано следующее решение. Как видно из рис. 1, наибольшая неравномерность ГВЗ в полосе пропускания ППФ наблюдается ближе к границе прозрачности фильтра. Схема проектируемого формирователя допускает расширение полосы выделяемых частот, т.к. основная роль фильтров состоит в выделении второй гармоники после умножителя частоты. Поэтому неравномерность ГВЗ снижается при расширении полосы прозрачности фильтра. На рис. 1 выделены черными метками границы используемой полосы частот, которые расположены на участке минимальной неравномерности ГВЗ. Однако использованный прием не всегда возможен, т.к. теряется качество фильтрации получаемых сигналов.

Наиболее универсальным и оптимальным решением является, на наш взгляд, применение корректоров ГВЗ в качестве отдельных или встраиваемых в конструкцию фильтров устройств.

Корректоры выполняются на основе секций связанных линий, обладающих свойствами неминимально фазовых цепей [4]. Сообщается о решении задачи синтеза корректоров по заданному виду частотной зависимости ГВЗ. Интегрирование таких корректоров с традиционными фильтрами дает возможность уменьшить неравномерность ГВЗ в полосе частот, не ухудшая избирательность.

2. Исследуемая модель

Эквивалентная схема одной из модификаций корректоров показана на рис. 2. Устройство состоит из отрезка четвертьволновых электромагнитно связанных полосковых линий с волновыми сопротивлениями $Z_{1e,o}$, электрическими длинами $\theta_{1e,o}$ синфазного и противофазного возбуждения (соответственно индексы «*e*» и «*o*»). Эти линии образуют противонаправленный ответвитель (ПНО) с возможностью его трансформации в другой тип направленного ответвителя [5]. Диагональные плечи ПНО соединены с фильтрующими звеньями Ф1 и Ф2. Фильтрующие звенья могут быть выполнены на сосредоточенных элементах, а также на связанных линиях с параметрами $Z_{2e,o}$, $\theta_{2e,o}$, шунтируемые на заземляемое основание комплексными сопротивлениями Z_3, Z_4, Z_5. Вход и выход корректора нагружены на сопротивления Z_1, Z_2. В общем случае Ф1 и Ф2 выполнятся как управляемые фильтры. Изменение их параметров происходит путем

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

изменения Z_3, Z_4, Z_5 , следовательно, корректор ГВЗ также является управляемым устройством.

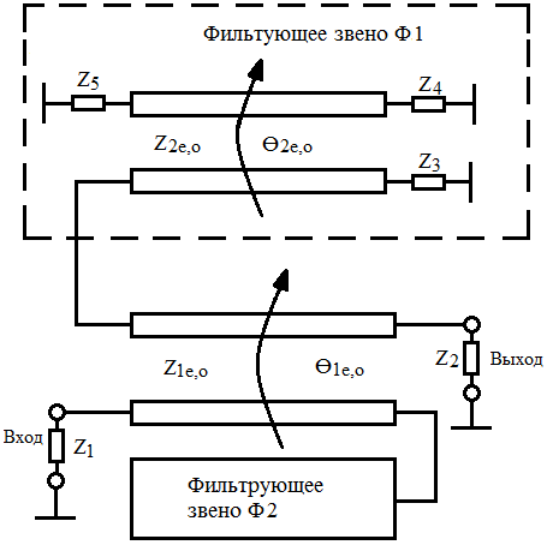


Рис. 2. Эквивалентная схема корректора на трех парах связанных линий
Fig. 2. Equivalent circuit of corrector with 3 pair of related lines

Корректор с рассматриваемой эквивалентной схемой, по сути, представляет многофункциональное устройство с широким спектром свойств. Реализация заданных характеристик зависит от выявления и классификации функциональных возможностей в связи с различными вариантами детализации эквивалентной схемы.

Решение задач анализа и синтеза целесообразно проделать на обобщённой схеме, показанной на рис. 3. Эта схема позволяет исследовать

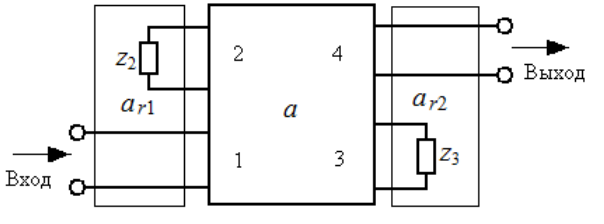


Рис. 3. Обобщенная структурная схема корректора, содержащая регулирующие восьмиполюсники a_{r1} и a_{r2} без детализации схем фильтрующих звеньев и базового восьмиполюсника *a*.

Fig. 3. Common circuit of corrector

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

частотные характеристики на множестве состояний в процессе моделирования, не привязываясь к конкретной реализации фильтрующих звеньев. При таком подходе задача анализа даёт возможность выяснить влияние параметров управляющих восьмиполюсников с матрицами a_{r1}, a_{r2} и связанных линий, описываемых матрицей a, на характеристики корректоров как многофункциональных устройств, а затем через общую классификацию переходить к расчёту уточнённых эквивалентных схем.

Рассмотрим корректор как восьмиполюсник, в диагональные плечи 2 и 3 которого включены регулирующие двухполюсники с эквивалентными сопротивлениями z_2 и z_3 (рис. 3). Разобъем схему на три части, описываемых матрицами a_{r1}, a, a_{r2}. Такое представление дает возможность записать результирующую матрицу a_Σ в виде произведения трех матриц: $a_\Sigma = a_{r1} \times a \times a_{r2}$, затем вычислить матрицу передачи четырехполюсника, описываемого матрицей $\tilde{a}$, производного от восьмиполюсника с матрицей a_Σ [6]. В результате мы получаем элементы матрицы $\tilde{a}$:

$$\begin{aligned}
\Delta &= z_2(a_{41}z_3 + a_{43}) + (a_{21}z_3 + a_{23});\\
\tilde{a}_{11} &= a_{12} - (a_{11}z_3 + a_{13})(a_{42}z_2 + a_{22})\Delta^{-1};\\
\tilde{a}_{12} &= a_{13} - (a_{11}z_3 + a_{13})(a_{44}z_2 + a_{24})\Delta^{-1};\\
\tilde{a}_{21} &= a_{32} - (a_{31}z_3 + a_{33})(a_{42}z_2 + a_{22})\Delta^{-1};\\
\tilde{a}_{22} &= a_{34} - (a_{31}z_3 + a_{33})(a_{44}z_2 + a_{24})\Delta^{-1},
\end{aligned} \qquad (1)$$

Анализ (1) показывает, что при вариации сопротивлений z_2, z_3 от 0 до ∞ происходит переход от схемы, порты 2 и 3 которой меняют состояние от короткого замыкания до холостого хода. Это может происходить вследствие регулировки z_2 и z_3 на фиксированной частоте, либо при изменении частоты, если эти элементы частотно-зависимые. Расчеты показывают, что при 3 дБ связи между линиями изменение $z_2 = z_3$ от 0 до ∞ мало сказывается на изменении модуля коэффициета передачи $|S_{21}|$ в полосе частот, но его фаза меняется на 180 град. Это свойство широко применяется при построении фазовращателей [7], управляемых *p-i-n* диодами или варикапами. Частотная зависимость z_2, z_3 может быть использована для получения заданной частотной зависимости фазы коэффициента пере-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

дачи $\psi(f)=\arg(S_{21}(f))$, следовательно, и функции $\tau_{гр}(f)$, поскольку

$$\tau_{гр}(f)=-\frac{1}{2\pi}\frac{\partial\psi(f)}{\partial f}$$

Формулы (1) представляют достаточно полную математическую модель устройств исследуемого класса. Рабочие параметры t_{11}, S_{11}, S_{21}, так же как матрица передачи $\tilde{a}$, являются функциями многих комплексных переменных, сводящихся при определённых условиях к более простому виду. Выражения для t_{11}, S_{11}, S_{21} представляют отношение полиномов второй степени относительно z_2 и z_3 [8, с. 88-91]. Если структура восьмиполюсника a определена, что рационально с практической точки зрения, тогда коэффициенты $a_{i,j}$ $(i,j=1,...4)$ можно считать комплексными постоянными величинами на множестве состояний четырёхполюсника с матрицей $\tilde{a}$, переменные в данном случае – эквивалентные сопротивления z_2 и z_3 или одно сопротивление $z_r = z_2 = z_3$. В этом случае решается задача определения частотной зависимости $z_r = z_2 = z_3$ по заданным коэффициентам S_{11}, S_{21}. Искомая функция $z_r(f)$ может быть найдена, если определены модули и фазы S_{11}, S_{21}. Симметрия устройства вследствие равенства $z_r = z_2 = z_3$ упрощает задачу синтеза, суть которой состоит в отыскании параметров цепи, имеющей частотную зависимость $z_r(f)$. Данная задача аналогична задаче синтеза согласующей цепи, имеющей заданное комплексное сопротивление.

Приведем теперь некоторые данные анализа и синтеза корректора ГВЗ. Связанные полосковые линии (СПЛ) рассчитываемого устройства были выполнены в виде рельефных СПЛ (поперечное сечение показано на рис. 4). Параметры СПЛ определялись с помощью программы RDL и работ [9, 10].

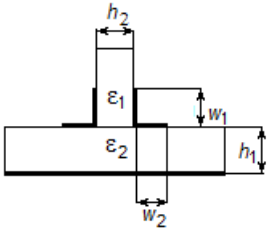


Рис. 4. Конструкция связанных линий корректора ГВЗ.
Fig. 4. Design of related line corrector

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Получены матрицы погонных емкостей C и индуктивностей L СПЛ:

$$C = \begin{bmatrix} 175.04 & -132.41 \\ -132.41 & 175.04 \end{bmatrix}, \text{ пФ/м;}$$

$$L = \begin{bmatrix} 0.3689 & 0.2736 \\ 0.2736 & 0.3689 \end{bmatrix}, \text{ мкГн/м.}$$

Длина отрезка связанных линий $l = 0{,}011$ м.

Выбранная конструкция СПЛ имеет волновые сопротивления синфазного и противофазного возбуждения $Z_{oe} = 122.77$ Ом, $Z_{00} = 17.61$ Ом эффективные диэлектрические проницаемости $\varepsilon_{эф} = 2.47$, $\varepsilon_{эф} = 2.64$, коэффициенты емкостной и индуктивной связи $k_C = 0.7565$, $k_L = 0.7417$. Такие СПЛ можно отнести к полосковым структурам со слабой неуравновешенностью электромагнитной связи [8].

В качестве фильтрующих звеньев в данной работе были синтезированы фильтры на сосредоточенных элементах в виде параллельно включенных цепочек последовательно соединенных *LCR* элементов. Частотная зависимость модуля сопротивления фильтрующего звена показана на рис. 5. Высокочастотный нуль $|z_r(f)|$ расположен на частоте, близкой к частоте, на которой наблюдается минимум $\tau_{гр}(f)$ ППФ (рис. 6). Это приводит к возрастанию производной от функции частотной зависимости фазового сдвига, вносимого противонаправленным ответвителем, и тем самым обеспечивается максимум $\tau_{гр}(f)$ корректора на частоте минимума $\tau_{гр}(f)$ фильтра (см. рис. 6).

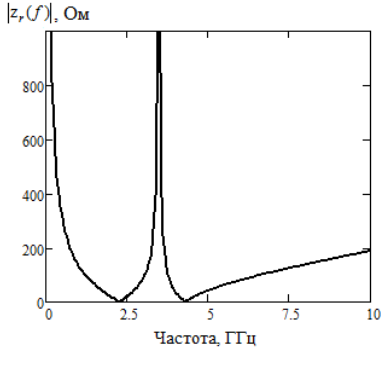


Рис. 5.
Fig. 5.

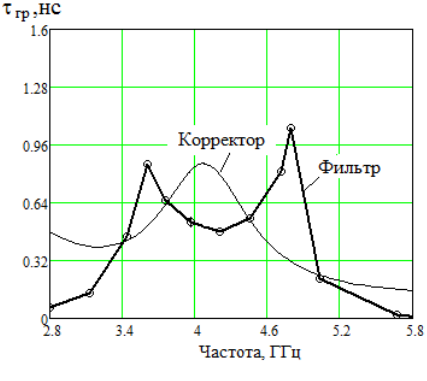


Рис. 6.
Fig. 6.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Выбор положения низкочастотного нуля $z_r(f)$ осуществлен исходя из обеспечения формы зависимости $\tau_{гр}(f)$ корректора, при которой получается минимальное отклонение $\tau_{гр}(f)$ от условия $\tau_{гр} = \tau_0 \pm \delta$, где τ_0 – произвольное значение ГВЗ, получающееся в процессе синтеза; δ – допустимое отклонение ГВЗ от τ_0 в полосе прозрачности цепочки, состоящей из каскадного включения фильтра и корректора ГВЗ.

Результат выравнивания неравномерности ГВЗ ППФ показан на рис. 7. Неравномерность ГВЗ снижена от значения $\delta = 0.286$ нс до $\delta = 0.111$ нс без дополнительных действий по оптимизации найденного решения. Неравномерность вносимого затухания корректора ГВЗ составила 0.13 дБ, причем отклонение $|S_{21}|$ имеет противоположный знак по отношению к отклонени$|S_{21}|$ фильтра.

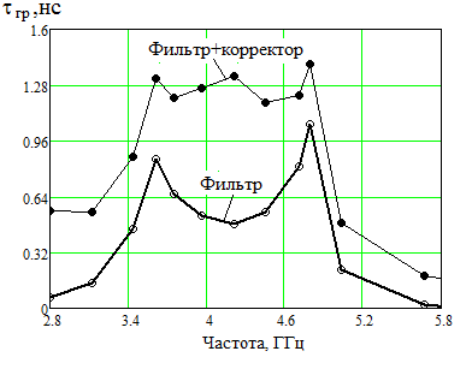


Рис. 7.
Fig. 7.

3. Синтез регулирующих элементов

Задача синтеза регулирующих элементов, как отмечалось выше, сводится к определению эквивалентного сопротивления z_r фильтрующего звена. Если компенсируемые перепады ГВЗ большие, то необходимо иметь широкие пределы изменения $|z_r|$ и достаточную крутизну изменения величины модуля $z_r(f)$ в зависимости от частоты. Вопрос о возможности достижения заданного изменения $\tau_{гр}(f)$ оказывается связан с так называемыми регулировочными характеристиками корректора, т.е. с зависимостями $\tau_{гр}(f)$ от $|z_r|$. Анализ и экспериментальные исследования по-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

казали, что наибольшей крутизны регулировки фазы и, следовательно, $\tau_{\text{гр}}(f)$ можно добиться в диапазонах малых значений $|z_r|$. Самый простой пример – применение резонаторов на основе последовательных колебательных контуров, шунтирующих на заземляемое основание диагональные плечи направленного ответвителя. Этот вариант и был выбран в качестве примера.

При синтезе корректоров возникла еще одна проблема, связанная с заданием исходной величины S_{11}. Это связано с тем, что при задании фазового сдвига $\Psi_{11} = \arg(S_{11})$ нет достаточно четких критериев. В то же время результат вычисления z_r характеризуется весьма высокой чувствительностью к Ψ_{11}. Несколько упростить отыскание z_r, физическая реализация которого возможна, позволяет иной подход, когда в отношении Ψ_{11} допускается произвольное его определение в области $\Psi_{11} = 0,...,360$ град, а к z_r применяются очевидные условия физической реализуемости для пассивных цепей.

4. Заключение

Таким образом, показана реализация корректоров группового времени запаздывания на основе связанных микрополосковых линий. Синтез устройств рассмотренного типа сведен к построению схемы цепи нагрузок, включаемых в диагональные плечи противонаправленного ответвителя на связанных линиях.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ, соглашение 14.577.21.0188 от 27.10.2015 г., идентификатор RFMEFI57715X0188.

Список литературы

[1] Rovkin, M.E., Khlusov, V.A., Hristenko, A.V., Osipov, M.V., Swarovsky, O.Yu. Increasing of dynamic range of the homodyne receiving microwave channel of FM-CW radar. 2016 Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines, Dynamics 2016; Omsk; Russian Federation; 15 November 2016 to 17 November 2016. DOI: 10.1109/Dynamics.2016.7819074.

[2] Dotsenko V. V., Osipov M. V., Khlusov V. A. Rising of energetic potential of radar with continuous LFM-signal // Proceedings of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 2011, no 1 (23), pp. 29–33.

[3] Wardrop B., Tech B. Strip-line microwave group-delay equalizers // Marconi Review, 1970. V. 33 - P. 150-177.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[4] Семенов Э.В., Малютин Н.Д. Широкополосные корректоры группового времени запаздывания на основе спиралеобразных связанных линий// Радиотехника, 1998, № 2. Радиосистемы, вып. 27. Конфликтно - устойчивые радиоэлектронные системы, №4. С. 50-53.

[5] Sychev A.N. A novel trans-directional coupler based on vertically installed planar circuit / A.N. Sychev, S.M. Struchkov, V.N. Putilov, N.Yu. Rudyi // 18th European Microwave Week 2015.– Proc. of the 45th Eur. Microwave Conf., 6–11 Sept. 2015, Paris, France. – P. 283–286.

[6] Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ (второе издание, переработанное и дополненное). М.: Из-во «Связь», 1971. 386 С.

[7] Хижа Г.С. СВЧ фазовращатели и переключатели: особенности создания на p-i-n-диодах в интегральном исполнении / Г.С. Хижа, И.Б. Вендик, Е.А. Серебрякова. М.: Радио и связь, 1984. 184 с.

[8] Малютин Н.Д. Многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе. Изд-во Том. ун-та, Томск, 1990. 164 с.

[9] Sychev A.N., Dolgushin M. E. Analysis of the broad-side coupled lines on the vertical substrate using the numerical conformal transformations. Proceedings Conference: 20th Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2010), Sevastopol, Crimea, Ukraine. Pp. 636-638.

[10] Сычев А.Н. Системы параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью / А.Н. Сычев, С.М. Стручков // Доклады ТУСУРа, № 1 (31), март 2014. С. 39-50.

References

[1] Rovkin, M.E., Khlusov, V.A., Hristenko, A.V., Osipov, M.V., Swarovsky, O.Yu. Increasing of dynamic range of the homodyne receiving microwave channel of FM-CW radar. 2016 Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines, Dynamics 2016; Omsk; Russian Federation; 15 November 2016 to 17 November 2016. DOI: 10.1109/Dynamics.2016.7819074.

[2] Dotsenko V. V., Osipov M. V., Khlusov V. A. Rising of energetic potential of radar with continuous LFM-signal // Proceedings of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 2011, no 1 (23), pp. 29–33.

[3] Wardrop B., Tech B. Strip-line microwave group-delay equalizers // Marconi Review, 1970. V. 33 - P. 150-177.

[4] Semyonov E.V., Malyutin N.D. Broadband correctors of group delay based on spiral-like coupled lines. Radio Engineering, 1998, no. 2. Radio systems, no. 27. Conflict-resistant radio electronic systems, №4. Pp. 50-53.

[5] Sychev A.N. A novel trans-directional coupler based on vertically installed planar circuit / A.N. Sychev, S.M. Struchkov, V.N. Putilov, N.Yu. Rudyi // 18th European Microwave Week 2015.– Proc. of the 45th Eur. Microwave Conf., 6–11 Sept. 2015, Paris, France. – P. 283–286.

[6] Feldshtein A.L., Yavich L.R. Synthesis of microwave four-ports and eight-ports (second edition, revised and enlarged). Moscow. Publisher "Svyaz", 1971. 386 p.

[7] Hidja G.S., Vendik I.B., Serebryakova E.A. Microwave phase shifters and switch: Features of the creation on p-i-n-diodes in integrated performance. Moscow, Radio i Svyaz, 1984. 184 p.

[8] Malyutin N.D. Multi-coupled stripe structures and devices based on them. Publisher Tomsk Univercity. Tomsk, 1990. 164 p.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[9] Sychev A.N., Dolgushin M. E. Analysis of the broad-side coupled lines on the vertical substrate using the numerical conformal transformations. Proceedings Conference: 20th Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2010), Sevastopol, Crimea, Ukraine. Pp. 636-638.

[10] Sychev A.N., Struchkov S.M. Parameter sets of the uniform coupled transmission lines with unbalanced electromagnetic coupling. Doklady TUSUR, 2014, No 1 (31). Pp. 39-50.

Acknowledgements

This work was supported by the Ministry of Education and Science of the Russian Federation under the agreement of 14.577.21.0188 of 27.10.2015, identifier RFMEFI57715X0188.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Quasi-optical five-channel multiplexer of the frequency range 12-90 GHz

[1,2]Belousov V.I., [1,2]Denisov G.G., [1,2]Khozin M.A., [3,4]Shelukhin D.A., [3,4]Vershkov V.A.

[1]*Institute of Applied Physics of the Russian Academy of Sciences*
Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation
mkhozin@appl.sci-nnov.ru
[2]*Scientific Production Enterprise «GYCOM»*
Nizhny Novgorod, 603155, Russian Federation
[3]*National Research Center «Kurchatov Institute»*
Moscow, 123182, Russian Federation
[4]*International Fusion Projects Coordinating Centre*
Moscow, 123182, Russian Federation

Abstract: *In this paper, we discuss the new principle of efficient division of the microwave signal into five frequency ranges – Ku, K, Ka, U, E – from 12 to 90 GHz. Due to reciprocity principle, the multiplexer can be used for both splitting and combining signals. Our quasi-optical multiplexer has relatively small losses (about 1.5 dB) in the band of 80% for each channel and has a uniform transmission coefficient. A detailed analysis of the diffraction and ohmic losses for each channel of the multiplexer is carried out.*

Keywords: *multiplexer, Bragg reflector, quasi-optical confocal transmission line, broadband waveguide taper, higher-modes resonances.*

Квазиоптический пятиканальный мультиплексор частотного диапазона 12-90 ГГц

[1,2]Белоусов В.И., [3,4]Вершков В.А., [1,2]Денисов Г.Г., [1,2]Хозин М.А., [3,4]Шелухин Д.А.

[1]*Институт прикладной физики Российской академии наук*
г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
mkhozin@appl.sci-nnov.ru
[2]*ЗАО НПП «ГИКОМ»*
г. Нижний Новгород, 603155, Российская Федерация
[3]*Национальный исследовательский центр «Курчатовский институт»*
г. Москва, 123182, Российская Федерация

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

[4]*Автономная некоммерческая организация Координационный центр «Управляемый термоядерный синтез – международные проекты» (УТС-Центр)*
г. Москва, 123182, Российская Федерация

Аннотация: *Впервые разработан эффективный квазиоптический пятиканальный мультиплексор, распределяющий СВЧ сигналы частотного диапазона 12-90 ГГц по 5-ти частотным каналам – Ки, K, Ка, U, E (частотные диапазоны стандартных одномодовых волноводов) или объединяющий эти каналы в один волновой поток. При этом в 80% полосы каждого диапазона достигается сравнительно однородная характеристика с общим уровнем потерь около 1.5 дБ. Проведен детальный анализ дифракционных и омических потерь в частотных каналах мультиплексора.*

Ключевые слова: мультиплексор, Брэгговский рефлектор, квазиоптическая конфокальная линия передач, широкополосный волноводный излучатель, резонансы на высших типах мод.

1. Введение

Мультиплексоры, разделяющие или объединяющие сигналы различных частотных диапазонов, находят применение в таких областях науки и техники, как диагностика плазмы, спектроскопия, радиоастрономия и т.д. В качестве дисперсионных элементов для разделения сигналов различных частот применяются дифракционные решётки, имеющие свойство отражать сигналы разных частот под разными углами, либо различного рода частотные фильтры, позволяющие пропускать сигналы определённого частотного диапазона и отражать сигналы на всех других частотах.

Дифракционные решётки нашли наибольшее применение в оптической области диапазона длин волн. В этом диапазоне линейные размеры всех элементов мультиплексора велики по сравнению с длиной волны, дифракционные искажения волновых пучков при этом несущественны, и схема устройства получается простой и компактной. Применение дифракционных решеток в диапазоне миллиметровых и субмиллиметровых волн затруднено значительной угловой дисперсией, но для узкополосных сигналов мультиплексоры с дифракционными решётками в виде металлических гребёнок могут быть компактными и электропрочными [1-3]. Альтернативой могут служить частотные фильтры в виде специальным образом перфорированных зеркал. В [4] приведены параметры экспериментальной реализации квазиоптического мультиплексора, в котором перфорированными зеркалами осуществлено разделение сигнала диапазона 30-

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 27th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2017)
Sevastopol, Russian Federation, September 10—16, 2017

110 ГГц на 8 относительно узких частотных каналов с полосой каждого канала 10 ГГц и потерями в каждом из них около 2 дБ.

В данной работе в качестве частотных фильтров квазиоптического мультиплексора рассматриваются брэгговские рефлекторы. Такие рефлекторы могут иметь существенно более широкую полосу, чем перфорированные зеркала. Полоса отражения может превышать 50%, что позволяет разделять СВЧ излучение на стандартные волноводные диапазоны.

2. Модель мультиплексора и дисперсионного элемента

Квазиоптическая схема устройства, предназначенного для работы в диапазоне 12-90 ГГц, представлена на Рис. 1. Схема представляет конфокальную линию передачи. В зонах плоского фазового фронта расположены брэгговские рефлекторы. Компактность и технологичность изготовления обеспечивает угол падения 45°. Высокие частоты последовательно отражаются от соответствующих им брэгговских зеркал и через согласующую конфокальную пару попадают на вход приёмного рупора. Диапазон 12-18 ГГц проходит через брэгговские рефлекторы без отражений. Поскольку мультиплексор состоит из взаимных элементов, он может использоваться как для сложения, так и для разделения частот. Все элементы системы расположены между двумя проводящими плоскостями перпендикулярными электрическому полю. Такой подход позволяет изготовить сравнительно компактный мультиплексор. Расстояние между плоскостями в 12 мм обеспечивает приемлемый уровень омических потерь.

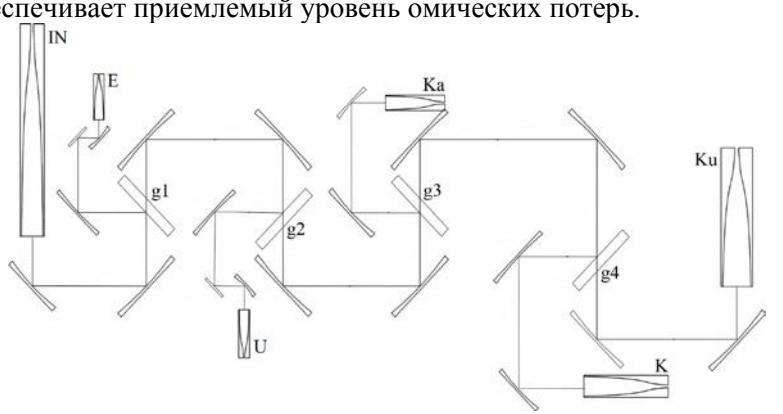


Рис. 1. Схема мультиплексора: IN – излучающий рупор; Ku, K, Ka, U, E – приемные рупоры соответствующих диапазонов; g1-g4 – частотно селективные элементы.

Fig. 1. Multiplexer scheme: IN – broadband taper; Ku, K, Ka, U, E - receiving tapers of corresponding ranges; g1-g4 - frequency selective elements.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

В качестве брэгговских рефлекторов мы использовали наборы периодически расположенных пластин из полистирола (по 6 пластин) с воздушными промежутками. Схема такого частотного фильтра представлена на Рис. 2а. Толщина основных диэлектрических слоев составляет $d = \lambda / (4\sqrt{\varepsilon - \sin^2 \theta_0})$, а $D = \lambda / (4\cos\theta_0)$ - толщина воздушных промежутков, где λ – длина волны для центральной частоты полосы отражения, ε – диэлектрическая проницаемость отражающих пластин, θ_0 – угол падения волнового пучка на рефлектор. Рефлектор с диэлектрическими слоями одинаковой толщины имеет паразитный максимум на частоте ниже основной полосы. Вследствие этого он не пригоден для использования в мультиплексоре. Рефлектор с крайними слоями уменьшенной толщины лишен этого недостатка [5]. АЧХ модифицированного брэгговского рефлектора для плоской волны приведена на Рис. 2б.

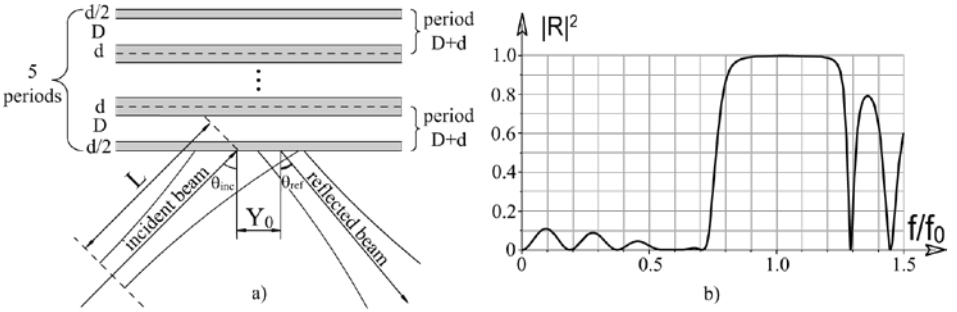


Рис. 2. Схема рефлектора (а) и коэффициент отражения к частоте при $\theta_0 = 45^0$ (б).

Fig. 2. The scheme of the reflector (a) and reflection coefficient to the frequency at $\theta_0 = 45^0$ (b).

3. Теоретические и расчётные потери

Кроме однородной характеристики разделения частот, для мультиплексора важен низкий уровень потерь мощности. Потери можно разделить на группы: омические и дифракционные потери в рупорах; омические и дифракционные потери в линии передачи; диэлектрические и дифракционные потери в брэгговских зеркалах, потери на согласование.

Профиль излучающего и приёмного рупоров выбирался в соответствии с рекомендациями [6] для волноводных переходов, сохраняющих при минимальной длине пришедшую на вход волноводную моду. Для каждого из рупоров уровень расчётных потерь в высшие типы волн на его

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

выходной апертуре не превышает 0,05 дБ. Дифракционные потери на согласование волноводной моды с основной модой квазиоптической линией передачи мультиплексора для каждого диапазона составляют 0,18 дБ и приводят к возбуждению высших типов волн TE_{n0} в устройстве.

Омические потери в конфокальной линии для алюминиевого сплава Ад1 изменяются (в зависимости от пути, пройденного сигналом) от 0,3 дБ для диапазона 60-90 ГГц до 0,5 дБ. для диапазона 12-18 ГГц и могут быть уменьшены либо за счёт увеличения расстояния между пластинами, либо за счёт применения материала с более высокой проводимостью.

Брэгговские рефлекторы, за счёт присущей им угловой дисперсии, вносят существенные искажения в падающий на них волновой пучок. Часть из этих искажений может быть компенсирована подбором геометрических параметров расположения рефлектора. Однако на границах частотных диапазонов искажение волнового пучка усиливается, что приводит к дополнительному рассеянию мощности в высшие типы волн [5].

Табл. 1. Основные потери в каждом из каналов мультиплексора.

Table 1. The main losses in each of the multiplexer channels

Канал мультиплексора Multiplexer channel	**Ku**	**K**	**Ka**	**U**	**E**
Омические потери в параллельных металл. плоскостях, дБ Ohmic losses in the parallel metal planes, dB	0,42	0,49	0,45	0,38	0,27
Омические потери в зеркалах, дБ Ohmic losses in mirrors, dB	0,01	0,02	0,02	0,03	0,02
Омические потери в рупорах, дБ Ohmic losses in horns, dB	0,19	0,21	0,24	0,27	0,35
Рассогласование структуры поля между рупорами и линией передачи, дБ Mismatch of the field structure between the tapers and the transmission line, dB	0,18	0,18	0,18	0,18	0,18
Потери на отражения от рефлекторов, дБ Reflection losses on Bragg structures, dB	0,40	0,50	0,30	0,20	0,05
Суммарные теоретические потери для плоской волны, дБ Total theoretical losses for plane wave, dB	1,20	1,40	1,19	1,06	0,87
Потери, полученные в численногм моделировании, дБ Total numerical calculated losses, dB	1,50	1,50	1,10	1,00	1,10

Численный анализ показывает, что для волновых пучков с угловой полушириной более 3° полоса отражения от брэгговского рефлектора сужается по сравнению с плоской волной. Это значение определяет минимальные размеры мультиплексора. Для g1, g2, g3 и g4 угловые полуширины волновых пучков составляют 1.2°, 1.8°, 2.7° и 3.2° соответственно.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Дифракционные потери на элементах мультиплексора не оказывают существенного влияния на средний коэффициент передачи, но способны вызвать возбуждение резонансов на паразитных модах в системе нагруженной на одномодовые волноводы [7]

4. Результаты измерений АЧХ

Измерения коэффициентов передачи проводились отдельно для каждого из частотных диапазонов, нагружая систему на волноводные переходы с одномодового сечения (рупоры сделаны из нержавеющей стали). Такая система измерений повышает омические потери для запертых колебаний и существенно снижает добротность и глубину резонансов на паразитных модах [7]. При измерениях в диапазонах Ka, U, E в передающий тракт включался волноводный фильтр в виде 100 мм прямоугольного волновода с прорезанной вдоль длинной стенки щелью, который нагружает высшие моды волновода, возбуждающиеся при прохождении электромагнитной волны через различные элементы устройства. Из полученных результатов вычитался коэффициент передачи согласующих переходов. Результаты измерений АЧХ для всех каналов представлены на Рис. 3.

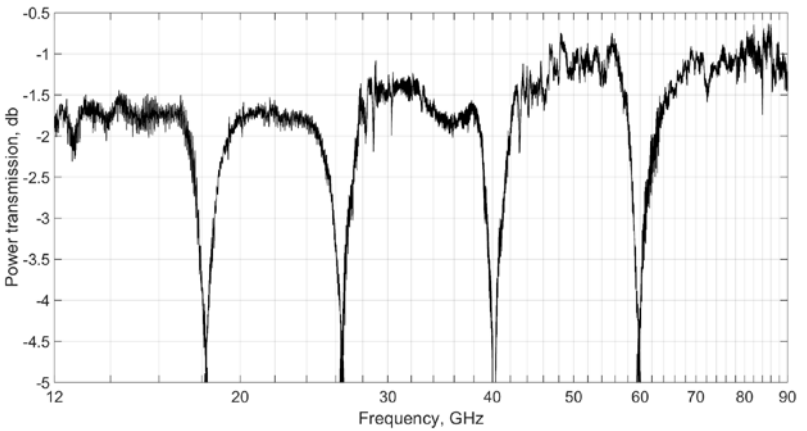


Рис. 3. Измеренная АЧХ пятиканального мультиплексора. Для каждого частотного диапазона приведён график коэффициента передачи соответствующего канала.

Fig. 3. The measured frequency response of a five-channel multiplexer. For each frequency range, the transmission factor of the corresponding channel is plotted.

Разработанный мультиплексор позволяет проводить разделение и объединение сигналов на пять волноводных каналов в диапазоне от 12 до 90 ГГц, и обеспечивает уровень потерь около 1.5 дБ в 80% полосе.

Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен в рамках госконтракта № Н.4а.241.9Б.17.1001 «Разработка, опытное изготовление, испытание и подготовка к поставке специального оборудования в обеспечение выполнения российских обязательств по проекту ИТЭР в 2017 году».

Список литературы

[1] Belousov V.I., Denisov G.G., Peskov N.Yu. Quasi-optical multiplexer based on reflecting diffraction grating // Int. J. IRMM Waves, 1991. V. 12, Is. 9, P. 1035-1043.

[2] W. Kasparek, M.I. Petelin, D.Yu Shchegolkov et al. A fast switch, combiner and narrow-band filter for high-power millimetre wave beams // Nucl. Fusion, 2008 48 054010, P. 1-9.

[3] Власов С.Н., Копосова Е.В., Кошуринов Ю.И., Лубяко Л.В., Павельев В.Г. Дифракционная теория квазиоптических диплексеров // Изв. ВУЗов. Радиофизика. 2012. Т. 55, №6, С. 440-454.

[4] Moore E.L., Audette D.J. An eight channel co-boresighted mm-wave receiver system // Microwave J., V. 35, p. 72-85, Oct. 1992.

[5] Хозин М.А., Денисов Г.Г., Белоусов В.И.. Повышение эффективности квазиоптических брэгговских рефлекторов // Изв. ВУЗов. Радиофизика. 2016. Т. 59, № 8–9, С. 743-750.

[6] H.G. Unger. Circular Waveguide Taper of Improved Design // BSTJ, 1958. V. 37, Is. 4, P. 899-912.

[7] Ваганов Р.Б., Матвеев Р.Ф., Мерикари В.В. Многоволновые волноводы со случайными нерегулярностями. / М.: Советское радио, 1972. 232 с.

References

[1] Belousov V.I., Denisov G.G., Peskov N.Yu. Quasi-optical multiplexer based on reflecting diffraction grating // Int. J. IRMM Waves, 1991. V. 12, Is. 9, P. 1035-1043.

[2] W. Kasparek, M.I. Petelin, D.Yu Shchegolkov et al. A fast switch, combiner and narrow-band filter for high-power millimetre wave beams // Nucl. Fusion, 2008 48 054010, P. 1-9.

[3] Vlasov S.N., Koposova E.V., Koshurinov Yu. I, Lubyako L.V., and Pavel'ev V.G. Difraction theory of quasi-optical diplexers // Radiophysics and Quantum Electronics, Vol. 55, No. 6, November, 2012

[4] Moore E.L., Audette D.J. An eight channel co-boresighted mm-wave receiver system // Microwave J., V. 35, p. 72-85, Oct. 1992.

[5] Khozin M.A., Denisov G.G., and Belousov V.I. Improving the efficiency of quasi-optical Bragg reflectors // Radiophysics and Quantum Electronics, Vol. 59, No. 8–9, January–February, 2017

[6] H.G. Unger. Circular Waveguide Taper of Improved Design // BSTJ, 1958. V. 37, Is. 4, P. 899-912.

[7] Vaganov RB, Matveev RF, Merikari VV Multiwave waveguides with random irregularities. / M .: Soviet radio, 1972. 232 pp.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, within the framework of the state contract "Development, pilot production, testing and preparation for delivery of special equipment to ensure the fulfillment of Russian obligations under the ITER Project in 2017".

Подписано в печать 11.11.2017
Формат 32×45/4. Условн. печ. л. 17,61
Уч.-изд. л. 17,2. Зак. 4566/3. Тир. 100

Отпечатано в типогр. Printex
ул. Кулакова, 59, оф. А, Севастополь, 299011
Тел.: +7 8692 464 744