

28-я Международная Крымская конференция

СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии

Материалы конференции

9—15 сентября 2018 г.
Севастополь, Крым, Россия

Том 3

Секция 4/1: Антенные измерения
Секция 4/2: Антенны систем связи и передачи информации
Секция 4/3: Микрополосковые антенны и антенные решетки
Секция 5: Пассивные компоненты

Москва • Минск • Севастополь
2018

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431
С255

Организаторы:

Российский фонд фундаментальных исследований (РФФИ) — проект № 18-07-20051
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)
Уральский федеральный университет им. Б. Н. Ельцина (Екатеринбург)
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (Минск)
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
ОАО «НПП „Исток“ им. Шокина» (Фрязино)
АО «Микроволновые системы» (Москва)
АО «Научно-производственное предприятие „ФАЗА“» (Ростов-на-Дону)
НПП «Системные ресурсы» (Москва)
ООО «Радиокомп» (Москва)

Техническая и информационная поддержка:

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

С255 28-я Международная Крымская конференция «**СВЧ-техника** и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо’2018). Севастополь, 9—15 сентября 2018 г. : материалы конференции. — Москва ; Минск ; Севастополь, 2018. — ISBN 978-966-335-443-9 (тт. 1—9).

Т. 3 : vii, 314 [512—825] с. : ил. — ISBN 978-966-335-446-0.

В 3-й том включены материалы 48 докладов, которые были представлены на заседаниях секций 4/1: Антенные измерения; 4/2: Антенны систем связи и передачи информации; 4/3: Микрополосковые антенны и антенные решетки; 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

© Оргкомитет КрыМиКо’2018
© КНТЦ им. Попова, 2018

Том 3

СЕКЦИЯ 4/1: АНТЕННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

4.1 УГОЛКОВАЯ АНТЕННА
Юнгайтис Е. М., Фомин Д., Головнин А., Ершов А. В., Думчев В. А., Войтович Н. И. 512

4.2 МАГНИТНЫЙ ДАТЧИК КОНТРОЛЯ АФР АНТЕННЫ
Войтович Н. И., Фомин Д. Г. 519

4.3 РЕЗОНАТОРНАЯ АНТЕННА (опыт эксплуатации)
Бухарин В. А., Думчев В. А., Войтович Н. И. 526

4.4 РАЗРАБОТКА УНИВЕРСАЛЬНОГО АЛГОРИТМА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ГАРМОНИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ИЗ БЛИЖНЕЙ ЗОНЫ В ДАЛЬНЮЮ ЗОНУ
Анютин Н. В., Малай И. М., Озеров М. А., Шкуркин М. С. ..... *

4.5 СПОСОБ КАЛИБРОВКИ КОНФОРМНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ ПО ИЗМЕРЕНИЯМ КОМПЛЕКСНЫХ АМПЛИТУД ПОЛЯ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ
Коноваленко М. О., Христенко А. В., Самотугин А. В. 533

4.6 РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ И СРЕДСТВ УМЕНЬШЕНИЯ ПОГРЕШНОСТИ ПЕРЕДАЧИ ЕДИНИЦ ВЕЛИЧИН ОТНОШЕНИЙ УРОВНЕЙ И РАЗНОСТИ ФАЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ
Курбатов К. И., Шкуркин М. С. 540

4.7р ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА АППРОКСИМАЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В ОБЛАСТИ РАСПОЛОЖЕНИЯ ОПТИЧЕСКОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ, ОСНОВАННОГО НА ИСПОЛЬЗОВАНИИ ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПОЛЯ
Проскурин Д. К., Пастернак Ю. Г., Сафонов К. С., Сафонов Ф. С. ..... *

4.8р МЕТОДОЛОГИЯ ДЕФЕКТОСКОПИИ И КАЛИБРОВКИ ОПТИЧЕСКИХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК, ОСНОВАННАЯ НА АППРОКСИМАЦИИ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ СТРУКТУРЫ ПОЛЯ С ПОМОЩЬЮ МЕТОДА ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ ИСТОЧНИКОВ
Проскурин Д. К., Пастернак Ю. Г., Сафонов К. С., Сафонов Ф. С. ..... *

4.9р ОТРАЖАТЕЛЬНАЯ СПОСОБНОСТЬ СПУТНИКОВЫХ АНТЕНН
Николенко А. С., Паршин В. В. 545

4.11р ДИФРАКЦИЯ ВОЛН В ШИРОКОПОЛОСНОЙ ЩЕЛЕВОЙ ТУРНИКЕТНОЙ АНТЕННЕ
Юнгайтис Е. М., Ершов А. В., Войтович Н. И. 550

4.12р СИНТЕЗ НЕОДНОРОДНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ НАПРАВЛЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК БИКОНИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ
Маркова Е. А., Бобрешов А. М., Усков Г. К. ..... *

СЕКЦИЯ 4/2: АНТЕННЫ СИСТЕМ СВЯЗИ И ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

INV.7 ДВУХДИАПАЗОННАЯ СОВМЕЩЕННАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА НА ОСНОВЕ ОДНОРЕЗОНАНСНОГО ИСКУССТВЕННОГО МАГНИТНОГО ПРОВОДНИКА
Верба В. С., Волков А. П., Какшин В. В., Рыжов И. Ю., Козлов К. В., Курочкин А. П. 560

4.13 НИЗКОПРОФИЛЬНАЯ СОВМЕЩЕННАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА (ОВЧ/УВЧ) ДЛЯ АВИАЦИОННОГО МОНИТОРИНГА ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ
Измайлов А. А. ..... *

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

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

4.15 ДВУХДИАПАЗОННЫЕ АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ
Овчинникова Е. В., Фам Ван Винь …….. 570

4.16 КОМПАКТНАЯ ДВУХДИАПАЗОННАЯ АНТЕННО-ФИДЕРНАЯ СИСТЕМА СВЧ И КВЧ ДИАПАЗОНОВ
Галкина Э. В., Назаров В. С. …….. 575

4.17 ДВУХДИАПАЗОННАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА
Кирпанев А. В., Михайлов А. Н. …… 580

4.18 НЕЙРОННЫЕ СЕТИ В ДИАГРАММООБРАЗУЮЩЕЙ СХЕМЕ ЦАР
Кондратьева С. Г., Шмачилин П. А., Аносова Н. П. …… 587

4.19р ВЛИЯНИЕ КОРРОЗИИ ЗЕРКАЛА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗЕРКАЛЬНОЙ ПАРАБОЛИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ
Воробьев С. А., Раевский А. С., Щербаков В. В. …… 593

4.20р РАСЧЕТ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННЫ КАССЕГРЕНА В ДИАПАЗОНЕ 200—220 ГГц
Бирюков В. В., Вакс В. Л., Панин А. Н., Приползин С. И., Кисиленко К. И., Раевский А. С., Щербаков В. В. …… 600

4.22р ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ СФОКУСИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК В ДИССИПАТИВНЫХ СРЕДАХ
Веденькин Д. А., Акулинин Д. М. …….. 607

4.23р КОРОТКОВОЛНОВАЯ АНТЕННА УМЕНЬШЕННЫХ ГАБАРИТОВ ДЛЯ СИСТЕМ СВЯЗИ С ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ
Грищук А. В., Бадалов А. Г. …… *

4.24р ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ФАЗОВЫХ ОШИБОК МОДУЛЯ АКТИВНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ
Головин В. В., Снегур Д. А. …… 613

СЕКЦИЯ 4/3: МИКРОПОЛОСКОВЫЕ АНТЕННЫ И АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ

4.25 ЧАСТОТНЫЕ СВОЙСТВА ЩЕЛЕВОЙ СПИРАЛЬНОЙ АНТЕННЫ С КОНСТРУКТИВНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ В ВИДЕ МНОГОСЛОЙНОЙ ПОДЛОЖКИ И УКРЫТИЯ
Чебышев В. В., Ястребцова О. И. …… 620

4.26 ЯВЛЕНИЕ «ОСЛЕПЛЕНИЯ» В МИКРОПОЛОСКОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ С ДВУХСЛОЙНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПОДЛОЖКОЙ
Ястребцова О. И. …… 627

4.27 МНОГОПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ДИФРАКЦИОННОЙ РЕШЕТКИ СО СЛОЕМ ДИЭЛЕКТРИКА
Львович И. Я., Преображенский А. П., Чопоров О. Н., Кузьменкова Д. С. …… 634

4.28 ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ОТРАЖАТЕЛЬНЫХ РЕШЕТОК ПРИ СОЗДАНИИ ЛИНЗОВЫХ АНТЕНН С УЛУЧШЕННЫМИ МАССОГАБАРИТНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ
Касьянов А. О., Касьянова А. Н. …… 639

4.29 ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕЧАТНОЙ АНТЕННЫ НА ОСНОВЕ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОМПОЗИТОВ
Хаванова М. А., Юхно И. М., Лобекин В. Н., Кузьмин Е. В., Петров Р. В. …… 646

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4.30 МИКРОПОЛОСКОВАЯ АНТЕННА С ДВУМЯ КРУГОВЫМИ ПОЛЯРИЗАЦИЯМИ
Мишустин Б. А., Слезкин В. Г. …… 652

4.31р СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ РУПОРНЫЙ ИЗЛУЧАТЕЛЬ
Котельников А. Б., Харалгин С. В., Снастин М. В., Обухов А. Е. …….. 657

4.32р АНТЕННА С УПРАВЛЯЕМОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ
Лукьянчиков А. В., Ткачишин А. С. …….. 666

4.33р ИЗЛУЧЕНИЕ ПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ С ИЗМЕНЕНИЕМ ВОЛНОВОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ
Савочкин А. А. …….. *

4.34р ДВУХДИАПАЗОННАЯ АНТЕННА КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ С ИНТЕГРАЛЬНЫМ ДЕЛИТЕЛЕМ МОЩНОСТИ
Безгин А. А., Савочкин А. А. …… 673

4.35р ДИСКРЕТНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ФАЗОЙ ПОЛЯ РАССЕЯНИЯ В ПОЛОСКОВЫХ ОТРАЖАТЕЛЬНЫХ РЕШЕТКАХ
Обуховец В. А. …… 680

4.36р ДИФРАКЦИОННЫЕ ПОКРЫТИЯ ДЛЯ ИЗМЕНЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ПОРТРЕТА ОБЪЕКТА
Обуховец В. А. …… 685

4.37р ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩИЕ МОДУЛИ АФАР Ku ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ
Лисицын А. А., Алексеенков В. И., Василевский В. А., Далингер А. Г., Калашников Ю. Н., Манченко Л. В., Пчелин В. А., Семенюк С. С., Сучкова Е. В., Сытилин С. Н., Шалин Т. И. …… 690

СЕКЦИЯ 5: ПАССИВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ

5.1 ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЕ КОМПОНЕНТЫ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ТРАКТА НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИИ МЭМС
Савин Е. А., Бочкова Е. Н., Киртаев Р. В. …….. *

5.2 РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ВЫСОКОНАДЕЖНОГО ВЧ МЭМС-ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯ ЕМКОСТНОГО ТИПА
Лысенко И. Е., Ткаченко А. В. …… 696

5.3 РАЗРАБОТКА БЫСТРОПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ (ППФ) ДЕЦИМЕТРОВОГО И САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНОВ ЧАСТОТ НА МАГНИТОСТАТИЧЕСКИХ СПИНОВЫХ ВОЛНАХ (МСВ) С ВЫСОКОСКОРОСТНОЙ ЦИФРОВОЙ СИСТЕМОЙ УПРАВЛЕНИЯ
Ермаков А. М., Попина С. М., Куденко А. С., Симанчук Б. П., Чечетин А. В. ….. 706

5.4 СХЕМОТЕХНИКА ВЫСОКОИЗБИРАТЕЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ В БАЗИСЕ ВСТРЕЧНО-ГРЕБЕНЧАТЫХ СТРУКТУР
Аристархов Г. М., Аринин О. В., Кириллов И. Н. …… 712

5.5 ИССЛЕДОВАНИЕ КОМПАКТНОГО УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ ОТ БОЛЬШОГО СВЧ ИМПУЛЬСА С ВТСП ЭЛЕМЕНТОМ
Говорун И. В. …… 717

5.6 АНАЛИТИЧЕСКОЕ РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ СОГЛАСОВАНИЯ ЧАСТОТНОЙ ЗАВИСИМОСТИ ГРУППОВОГО ВРЕМЕНИ ЗАПАЗДЫВАНИЯ СВЧ УСТРОЙСТВ
Малютин Н. Д., Лощилов А. Г., Федоров В. Н., Малютина А. Н. …… 724

5.7р ОСОБЕННОСТИ СПЕКТРА ВОЛН ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ ЭКРАНИРОВАННОЙ СТРУКТУРЫ С ДИСПЕРГИРУЮЩИМ СЛОЕМ
Малахов В. А., Павлович Е. В., Раевский С. Б. …… 732

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

5.8р НЕСОБСТВЕННЫЕ ВОЛНЫ МНОГОСЛОЙНОГО КРУГЛОГО ОТКРЫТОГО ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВОЛНОВОДА
Малахов В. А., Нечаев А. С., Никитин А. А., Раевская Ю. В. …… 739

5.9р ПОГОННЫЕ ПОТЕРИ ПРЯМОУГОЛЬНОГО И КРУГЛОГО ВОЛНОВОДОВ С ШЕРОХОВАТЫМИ ЭКРАНИРУЮЩИМИ ПОВЕРХНОСТЯМИ
Бирюков В. В., Грачев В. А., Лобин С. Г. …… 746

5.10р РАЗРАБОТКА ДИПЛЕКСЕРА С ФИЛЬТРАМИ НА ВСТРЕЧНЫХ СТЕРЖНЯХ ДЛЯ СИСТЕМ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ
Кобрин К. В., Рудаков В. А., Следков В. А., Li Zimeng, Мануилов М. Б. …… 753

5.11р КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЛИПТИЧЕСКОГО ФИЛЬТРА НА РЕЗОНАНСНЫХ ДИАФРАГМАХ В ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ
Крутиев С. В., Земляков В. В., Клещенков А. Б. …… 759

5.12р СИНТЕЗ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ФОКУСИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ С НЕОДНОРОДНЫМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ЗАПОЛНЕНИЕМ
Донец И. В., Лерер А. М., Следков В. А., Цветковская С. М. …… 766

5.13р ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ УСТРОЙСТВ СВЧ КОММУТАЦИИ
Никитин А. О., Петров Р. В., Хаванова М. А., Лаврова И. Г., Бичурин М. И. ….. 771

5.14 ВЛИЯНИЕ ТОНКОЙ МЕТАЛЛИЧЕСКОЙ ПЛЕНКИ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РЕЗОНАТОРА С ПОПЕРЕЧНЫМ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ПОЛЕМ НА ОСНОВЕ КЕРАМИКИ ЦТС-19
Зайцев Б. Д., Семенов А. П., Теплых А. А., Бородина И. А. …… 778

5.15 ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЩЕЛЕВОЙ МОДЫ АКУСТИЧЕСКОЙ ВОЛНЫ В СТРУКТУРЕ ИЗ ДВУХ ПЬЕЗОПЛАСТИН КОНЕЧНЫХ РАЗМЕРОВ
Теплых А. А., Зайцев Б. Д., Бородина И. А., Семенов А. П. …… 785

5.16 ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ВОЛНОВОДНЫЕ УГОЛКИ ДЛЯ МОДЫ HE_{11} КРУГЛОГО ГОФРИРОВАННОГО ВОЛНОВОДА
Соболев Д. И., Денисов Г. Г., Калынова Г. И., Луковников Д. А., Чирков А. В. …… 791

5.17 БРЭГГОВСКИЕ РЕЗОНАТОРЫ ПОВЕРХНОСТНОЙ ВОЛНЫ С ОПТИМАЛЬНЫМ СООТНОШЕНИЕМ ОМИЧЕСКИХ И РАДИАЦИОННЫХ ПОТЕРЬ
Малкин А. М., Гинзбург Н. С., Заславский В. Ю., Железнов И. В., Кочаровская Е. Р., Фильченков С. Е. …… 797

5.18 ЛЕСТНИЧНЫЕ ФИЛЬТРЫ НА ПАВ СВЧ ДИАПАЗОНА В МИНИАТЮРНЫХ SMD КОРПУСАХ
Веремеев И. В., Доберштейн С. А. …… 803

5.19р МНОГОКАНАЛЬНОЕ ЧАСТОТНО-РАЗДЕЛИТЕЛЬНОЕ УСТРОЙСТВО СВЧ ДИАПАЗОНА
Тюменцев А. И. …… 808

5.20р СЕЛЕКЦИЯ МОД В ДВУМЕРНЫХ БРЭГГОВСКИХ РЕЗОНАТОРАХ НА ОСНОВЕ ПЛАНАРНЫХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВОЛНОВОДОВ
Кочаровская Е. Р., Гинзбург Н. С., Заславский В. Ю., Песков Н. Ю., Малкин А. М., Сергеев А. С. …… 812

5.21р МЕТОДИКА СОГЛАСОВАНИЯ ИМПЕДАНСОВ ИСТОЧНИКА УПРАВЛЯЮЩЕГО СИГНАЛА И ШИРОКОПОЛОСНОГО ПЬЕЗОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПЕРЕСТРАИВАЕМОГО АКУСТООПТИЧЕСКОГО ФИЛЬТРА
Мальцев О. С. …… *

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

5.22p ВЛИЯНИЕ ПРОВОДИМОСТИ ТОНКОЙ ПЛЕНКИ, РАСПОЛОЖЕННОЙ ВБЛИЗИ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПЛАСТИНЫ, НА ХАРАКТЕРИСТИКИ РАСПРОСТРАНЯЮЩЕЙСЯ SH_0 ВОЛНЫ
Бородина И. А., Зайцев Б. Д., Теплых А. А. …….. 819

5.23p ОСОБЕННОСТИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН В АКУСТИЧЕСКИЕ В МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СТРУКТУРАХ
Орленсон В. Б., Ахрамович Л. Н., Старостенко В. В. …….. *

* Материалы доклада не поступили в Оргкомитет к моменту формирования сборника и будут опубликованы в дополнительном 9-м томе при условии их получения Оргкомитетом не позднее 30 сентября 2018 г.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Уголковая антенна

[1]Юнгайтис Е.М., [2]Фомин Д.Г., [2]Головнин А.,
[2]Ершов А.В., [2]Думчев В.А, [2]Войтович Н.И.
[1]АО «Челябинский радиозавод «Полет»
г.Челябинск, 454080, Российская Федерация, jungaitis92@gmail.com
[2]ФГАОУ ВО «Южно-Уральский государственный университет (НИУ)»
Россия, 454080, г. Челябинск, проспект Ленина, 76
voytovichni@mail.ru

Аннотация: *В работе представлена уголковая антенна, КСВ которой, не превышает величину, равную 1,07, в полосе 13% от средней рабочей частоты. Антенна имеет удобный ввод фидера в антенну. Антенна решает проблему излучения сигналов нескольких радиопередающих устройств.*

Ключевые слова: уголковая антенна, параболический цилиндр, плоский рефлектор, КНД.

1. Введение

Уголковая антенна, представляющая собой первичный излучатель с уголковым отражателем, известна давно [1-4]. В известных уголковых антеннах первичный излучатель чаще всего представляет собой полуволновый диполь, расположенный параллельно вершине двухгранного угла, образующего отражатель. Отражатель состоит из двух плоских металлических пластин, равных размеров, пересекающихся под некоторым углом α. Если представить угол раскрыва в виде $\alpha = \frac{180^0}{n}$, где n — натуральное число, то диаграмму направленности антенны с уголковым отражателем обычно приближённо рассчитывают методом зеркального отображения [2-4]. Однако для точного расчёта требуется применить методы теории дифракции. Предложенный впервые J.D.Kraus вариант конструкции уголковой антенны конструктивно не удобен для практической реализации, имеет узкую полосу согласования с фидером. Предложенная в настоящем докладе уголковая антенна устраняет указанные недостатки.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

2. Постановка задачи

Сравнить коэффициент направленного действия антенны с отражателем в виде параболического цилиндра, антенны с уголковым отражателем и антенны с плоским рефлектором, каждая из которых имеет раскрыв в плоскости вектора H близким к двум длинам волн. Для определённости расчёты выполнить на частоте 992 МГц (λ=302,5 мм). В качестве первичного источника излучения принять полуволновый вибратор. Для моделирования использовать фрагмент (в плоскости вектора E) антенны нерезонансной длины, равный 702 мм (2,32 λ). Для всех трёх вариантов антенны вертикальный размер апертуры составляет 576 мм (1,904 λ).

В антенне с плоским отражателем применить двухэтажную антенную решётку излучающих элементов. Излучающие элементы расположить на расстоянии 25 мм от поверхности отражателя. Расстояние между верхним и нижним излучающими элементами равно 250 мм.

3. Метод решения

Характеристики антенн находятся из решения краевой задачи в строгой дифракционной постановке прямыми численными методами. 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 Мейкснера. Единственность решения и минимум невязки решения в выбранном конечномерном пространстве базисных функций гарантируется проекционным методом решения дифракционной задачи.

4. Решение задачи

Антенна с отражателем в виде параболического цилиндра.

Введем в рассмотрение декартовую систему координат с началом в точке O (рис. 1). На рис. 1 плоскость Z = 0 соответствует плоскости апертуры антенны. Ось полуволнового вибратора параллельна оси X.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

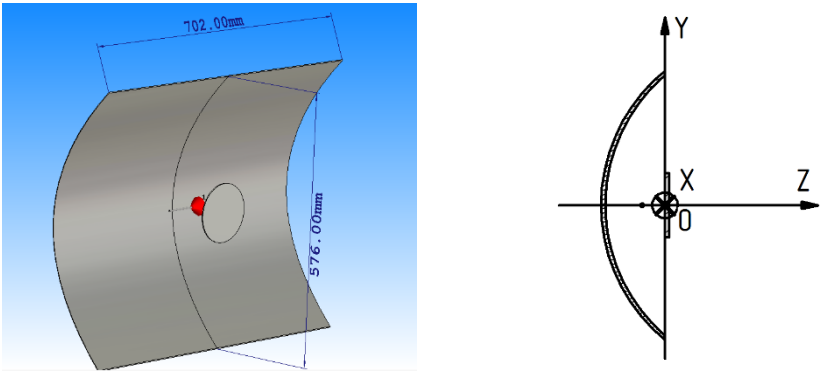


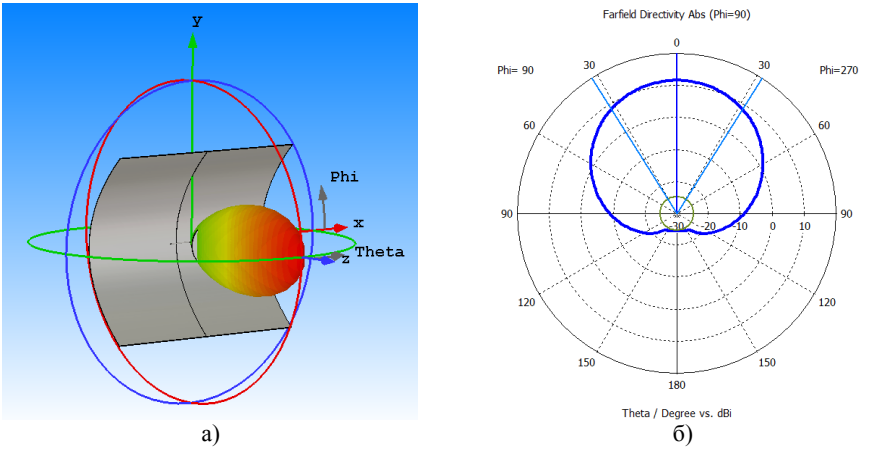
Рис. 1. Антенна с отражателем в виде параболического цилиндра.

Сечение зеркала антенны в цилиндрической системе координат описывается уравнением:

$$R = \frac{2L}{1+\cos(\theta)}, L=144 \text{ мм}.$$

Контррефлектор представляет собой металлический круг радиусом 78 мм (0,25λ).

Пространственная диаграмма направленности (ДН) и ДН в плоскости вектора Н на частоте 992 МГц приведены на рис. 2.



а) б)

Рис. 2. Диаграмма направленности антенны с отражателем в виде параболического цилиндра: а) пространственная б) в плоскости вектора Н (в вертикальной плоскости)

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Антенна с уголковым отражателем

Отражатель (рис. 3) состоит из двух плоских металлических пластин, равных размеров, расположенных относительно друг друга под углом 90^0 и плоской металлической полоски, расположенной в окрестности вершины двугранного угла параллельно раскрыву антенны.

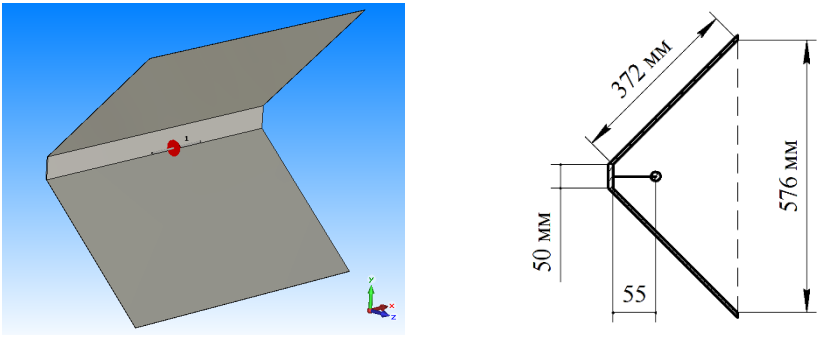
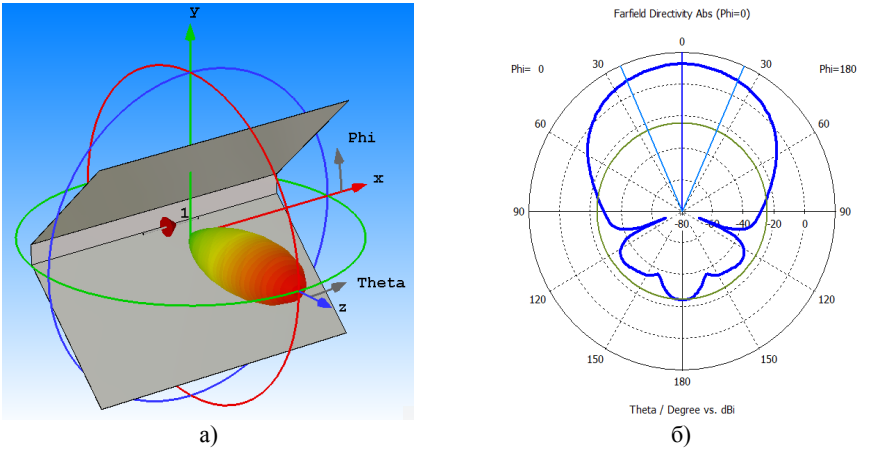


Рис. 3. Уголковая антенна

Пространственная диаграмма направленности (ДН) и ДН в плоскости вектора Н на частоте 992 МГц приведены на рис. 4.



а) б)

Рис. 4. Диаграммы направленности уголковой антенны

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Антенна с плоским рефлектором

Рефлектор (рис.5) представляет собой плоскую пластину с небольшой отбортовкой для придания антенне жёсткости. Пространственная диаграмма направленности(ДН) и ДН в плоскости вектора Н на частоте 992 МГц приведены на рис. 5.

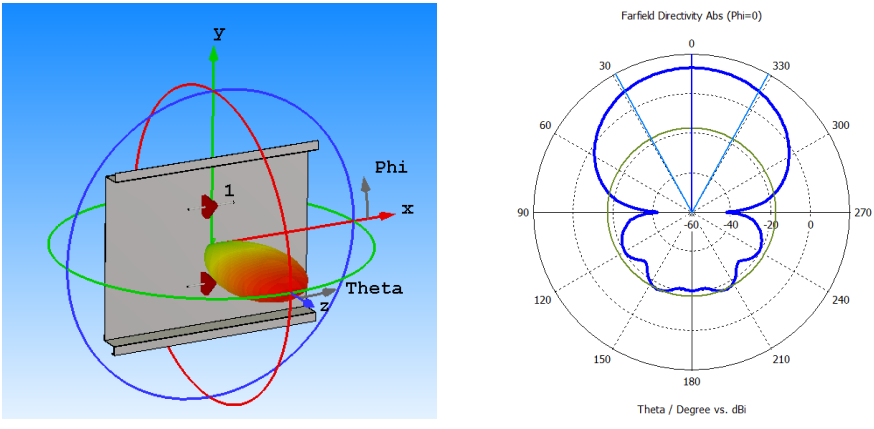


Рис. 5. Диаграммы направленности антенны с плоским рефлектором

На рис. 6 приведена зависимость КНД рассматриваемых трёх антенн от азимутального угла.

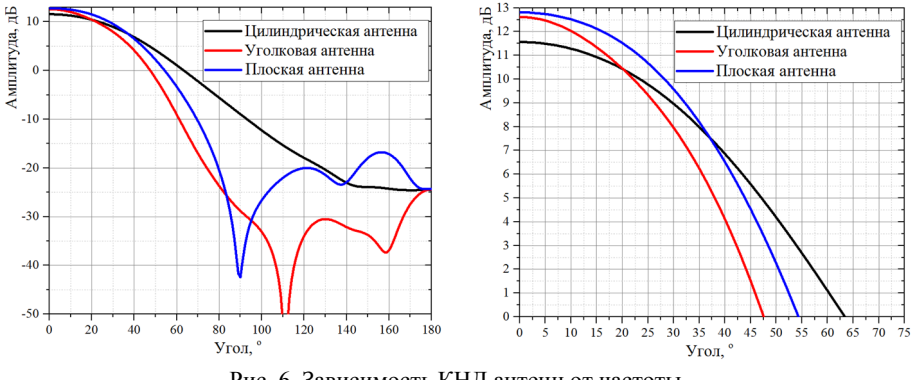


Рис. 6. Зависимость КНД антенн от частоты.

Как видно (рис. 6) в направлении нормали к раскрыву антенна с уголковым отражателем и антенна с плоским рефлектором имеют примерно

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

равный КНД. КНД антенны с отражателем в виде параболического цилиндра на 1 дБ меньше КНД антенны с уголковым отражателем.

Антенна с уголковым отражателем имеет преимущества в сравнении с двумя другими рассматриваемыми антеннами. В сравнении с антенной с отражателем в виде параболического цилиндра она не требует применения контррефлектора, имеет более простую с точки зрения изготовления форму отражателя. В сравнении с антенной с плоским рефлектором в ней использован лишь один этаж излучающих элементов. Сокращение количества излучающих элементов в два раза приводит к упрощению фидерного тракта, т.к. исчезает необходимость в делителях мощности на два направления и связанных с ними фидерах. В результате снижается вес фидерного тракта, трудоёмкость его изготовления, повышается надёжность антенны, снижаются потери мощности в антенне, в соединителях радиочастотных и соединительных кабелях.

Антенну с уголковым отражателем проще защитить от неблагоприятного влияния метеофакторов в виде дождя, мокрого снега, воспользовавшись плоским обтекателем в раскрыве антенны. Другие варианты антенн потребуют обтекатель выпуклой формы, на котором может скапливаться мокрый снег, образовываться лёд, негативно влияющие на характеристики антенн.

Учитывая преимущества антенны с уголковым отражателем в сравнении с антенной с цилиндрическим отражателем и антенной с плоским рефлектором в отношении КНД, конструктивного исполнения, простоты изготовления, веса и потерь электромагнитной энергии, следует при выборе варианта построения антенны с вертикальным размером раскрыва близким к двум длинам волн отдать предпочтение антенне с уголковым отражателем.

На рис.7 показаны зависимости от частоты действительной и мнимой частей импеданса уголковой антенны с магнитоэлектрическим диполем в качестве первичного источника излучения. На рис. 8 показана зависимость КСВ от частоты.

Зависимость КСВ от частоты (рис.8) характеризуется наличием протяженного участка КСВ ниже 1,07 от 865 до 985 МГц, за пределами которого КСВ довольно быстро возрастает. Таким образом, полоса согласования на уровне ниже 1,07 предложенной антенны составляет 120 МГц, т.е. 13% от средней частоты диапазона.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

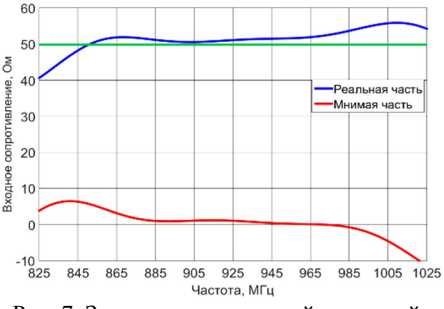


Рис. 7. Зависимость реальной и мнимой частей входного сопротивления уголковой антенны от частоты

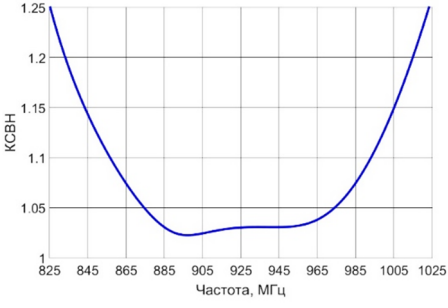


Рис. 8. Зависимость КСВ уголковой антенны от частоты

5. Заключение

Предложена новая широкополосная антенна, решающая проблему излучения сигналов нескольких радиопередающих устройств. Рабочий диапазон частот антенны при КСВ, не превышающим величину, равную 1,07, составляет 13% от средней рабочей частоты. Антенна конструктивно проста, обеспечивает удобное подключение фидера, удобную опору для симметрирующего устройства, возможность выполнения обтекателя в виде плоской пластины.

Список литературы

[1] J.D.Kraus. Korner Reflector Antenna. - US Patent №2270314, Filled 31.01.1940.
[2] Harris E.F. Gains of Finite-Size Corner_Reflector Antennas Trans. IRE, AP-7 (Juli 1959), Nr.3, S.281.
[3] Wilson A.C.,Cottony Y.V. Radiftion Patterrs of Finite-Size Corner-Reflector Antennas. Trans. IRE, AP-8 (Marz 1960) Nr.2, S.144-157.
[4] J. Antennas. Tata McCraw – Hill. New Delhi. 2001.
[5] Zhou Changfei and lawerence Kwan Yeung. A Simple Wideband Slot Antenna. The 12th European Conference on Antennas and Propagation. 9-13 April 2018, ExCel, London, UK.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Магнитный датчик контроля АФР антенны

Фомин Д. Г., Войтович Н. И.

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет)» Россия, 454080, Челябинск, пр. Ленина,76.
fomin95@ya.ru, voytovichni@mail.ru

Аннотация: *В работе представлен датчик для контроля амплитудно-фазового распределения токов по измерениям в ближней зоне излучающих элементов антенной решетки курсового радиомаяка системы посадки самолётов. Датчик отличается применением оригинального устройства компенсации реактивной составляющей входного сопротивления для согласования датчика с фидером. Обсуждаются преимущества использования датчика магнитного поля перед датчиком электрического поля для измерения амплитудно-фазового распределения токов в излучающих элементах антенной решетки. Приведены основные электродинамические параметры датчика, полученные в результате моделирования в строгой постановке краевой задачи электродинамики. Представленные экспериментальные результаты, полученные на макете датчика, хорошо согласуются с расчётными результатами.*

Ключевые слова: амплитудно-фазовое распределение, магнитный датчик, антенна, курсовой радиомаяк.

1. Введение

Как известно, основным средством обеспечения инструментального захода на посадку самолетов гражданской авиации являются радиомаячные системы посадки метрового диапазона длин волн формата ILS (Instrument Landing System). Одним из основных устройств ILS является курсовой радиомаяк (КРМ), который обеспечивает пилота информацией о смещении в горизонтальной плоскости относительно оси взлетно-посадочной полосы (ВПП). Характеристики КРМ, а именно диаграммы направленности узкого и широкого каналов КРМ, определяются амплитудно-фазовым распределением токов (АФРТ) в излучающих элементах антенной решетки КРМ. Контроль формы диаграмм направленности узкого и широкого каналов (УК и ШК) может осуществляться несколькими способами. Например, летным путем с использованием воздушного судна лаборатории; наземным путем в

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

дальней зоне антенны КРМ с использованием мобильной наземной лаборатории; или с помощью апертурного контроля, при котором каждым излучающим элементом антенной решетки КРМ связан малогабаритный электромагнитный зонд. Электромагнитные колебания, принятые на соответствующий каждому излучающему элементу зонд, по фидерным линиям поступают в сумматор. Сумматор формирует сигналы, пропорциональные уровням суммарной и разностной диаграмм направленности антенной решетки для заданных направлений (в направлении оси ВПП, в направлении границы полусектора). Ни один из упомянутых методов не пригоден для оперативного контроля и диагностики амплитудно-фазового распределения токов в антенной решетке КРМ при вводе системы посадки в эксплуатацию, или при необходимости обнаружения неисправностей в процессе эксплуатации.

В данной работе представлен вариант переносного датчика электромагнитного поля, предназначенного для измерения электромагнитного поля в ближней зоне излучающих элементов антенной решетки КРМ. Предложенный датчик используется для оперативной настройки и диагностики антенных систем курсового радиомаяка. Показано преимущество использования датчика магнитного поля в сравнении с датчиком электрического поля. Показаны основные электродинамические параметры датчика, полученные в результате численного моделирования в строгой постановке электродинамической задачи. Приведены экспериментальные результаты, полученные на макете датчика на антенном полигоне.

2. Выбор и моделирование датчика электромагнитного поля

В известных курсоглиссадных системах посадки самолетов в качестве излучающих элементов курсового радиомаяка широкое распространение нашли антенны вибраторного типа. Как известно, напряжённость электрического поля $\dot{E}_{m\theta}$ и напряжённость магнитного поля $\dot{H}_{m\varphi}$ элементарного электрического вибратора определяются следующими соотношениями:

$$\dot{E}_{m\theta} = \frac{i\dot{I}_m^{cm} l k^3}{4\pi\omega\varepsilon}\left[\frac{1}{kr} - i\left(\frac{1}{kr}\right)^2 - \left(\frac{1}{kr}\right)^3\right]\sin\theta e^{-ikr} \quad (1)$$

$$\dot{H}_{m\varphi} = \frac{i\dot{I}_m^{cm} l k^2}{4\pi}\left[\frac{1}{kr} - i\left(\frac{1}{kr}\right)^2\right]\sin\theta e^{-ikr} \quad (2)$$

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

где $\dot{I}_m^{cm}$ - комплексная амплитуда электрического тока в элементарном электрическом диполе, l - длина диполя, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ - волновое число, λ - длина волны, ω - угловая частота колебаний, r - расстояние между диполем и точкой наблюдения, (r, θ, φ) - сферические координаты, ε - диэлектрическая проницаемость среды.

Из (1) и (2) следует, что электрическое поле в сравнении с магнитным полем в ближней зоне дипольных антенн ($kr << 1$) имеет более резкий характер изменения в зависимости от расстояния между диполем и точкой наблюдения. Следовательно, измерение электрической составляющей накладывает более высокие требования к точности позиционирования датчика в процессе измерений. С другой стороны, магнитное поле диполя подвергается меньшему воздействию неблагоприятных погодных условий (снег, дождь). Таким образом, для измерения амплитудно-фазового распределения токов в антенной решетке, состоящей из антенн вибраторного типа, целесообразно предпочтение отдать измерению магнитного поля.

Опираясь на закон электромагнитной индукции Фарадея, в качестве датчика магнитного поля необходимо использовать рамку. Рамка должна удовлетворять следующим требованиям: малые габариты, согласование с фидером, механическая прочность. Кроме того, датчик не должен оказывать заметного влияния на поле излучения антенны [1]-[4].

3. Конструкция датчика

Для компенсации реактивной (индуктивной) части входного сопротивления рамки, необходимо введение согласующей реактивности емкостного характера. Также важной особенностью при проектировании электродинамического устройства является его симметрия, позволяющая избежать антенного эффекта фидера. Этим требованиям удовлетворяет датчик электромагнитного поля, представленный на рис. 1.

Датчик содержит проводящую трубку, согнутую в кольцо с образованием зазора между первым и вторым концом трубки, фидер, соединитель радиочастотный, первую и вторую проводящую втулку, согласующий отрезок кабеля. На проводящей трубке в области, диаметрально противоположной указанному зазору, выполнено отверстие.

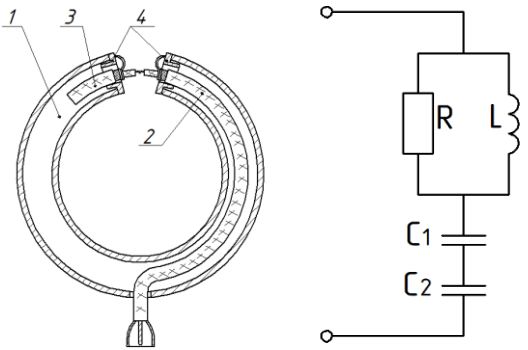
Первая (вторая) втулка установлена на первый (второй) конец трубки с образованием гальванического контакта. Соединитель радио-

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

частотный заделан на первый конец фидера. Вторым концом фидер введен через упомянутое отверстие в проводящую трубку и проложен в проводящей трубке до ее первого конца.

Внешний проводник фидера соединен с первой проводящей втулкой. Центральный проводник фидера и диэлектрик фидера проложены в области зазора. Согласующий отрезок кабеля проложен в проводящей трубке через вторую проводящую втулку. В области зазора внешний проводник согласующего отрезка кабеля соединен со второй втулкой. Второй конец согласующего отрезка кабеля разомкнут и ни с чем не соединен. В области зазора центральный проводник согласующего отрезка кабеля соединен с центральным проводником фидера.

Эквивалентная схема датчика на сосредоточенных элементах R, L, C выглядит следующим образом.



а) б)

Рис.1. а) сечение конструкции датчика электромагнитного поля,

б) эквивалентная схема датчика (1 – проводящая трубка, 2 – фидер, 3 – согласующий отрезок кабеля, 4 – втулки, R – активная часть входного сопротивления, L – собственная индуктивность, C_1 – емкость между поверхностями втулок, C_2 – емкость согласующего отрезка кабеля)

Емкость, образованная между поверхностью втулок и емкость согласующего отрезка кабеля, в совокупности, компенсируют собственную индуктивность датчика электромагнитного поля. Таким образом, за счет регулирования длины согласующего отрезка кабеля становится возможным настройка датчика в резонанс [5].

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Экспериментальные и теоретические результаты

Экспериментальные и теоретические результаты для макета датчика приведены ниже.

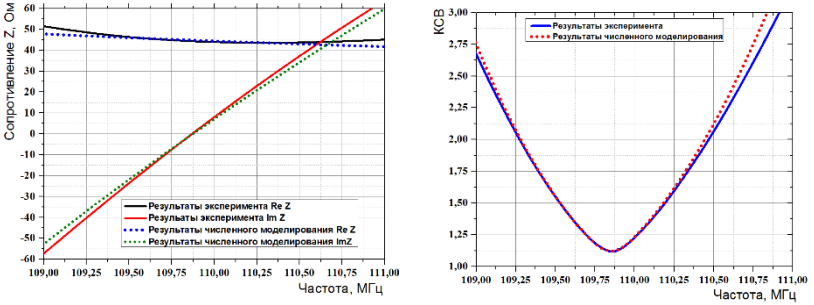


Рис.2. Зависимость КСВ и входного сопротивления датчика от частоты

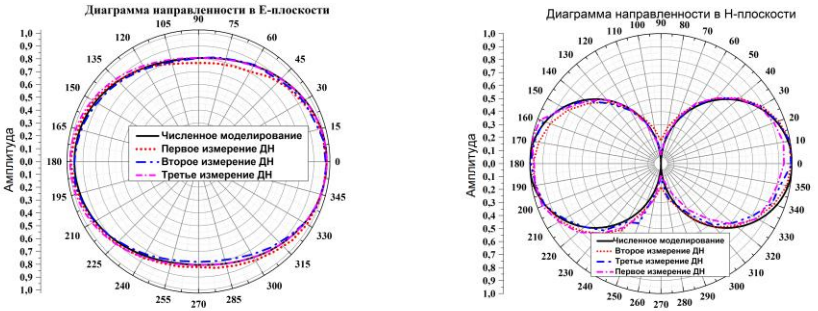


Рис.3. Диаграммы направленности датчика в Е- и Н-плоскостях

Из представленных зависимостей видно, что результаты экспериментов, полученные на макете датчика электромагнитного поля и результаты численного моделирования, находятся в хорошем количественном соответствии.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

5. Контроль амплитудно-фазового распределения токов в излучающих элементах антенной решетки КРМ

Разработанный датчик был использован для контроля амплитудно-фазового распределения токов семнадцати элементной антенной решетки курсового радиомаяка системы посадки нового поколения СП-2010. Измерения выполнялись на частоте 110 МГц с использованием векторного анализатора цепей Обзор-103.

Как известно, диаграмма направленности линейной излучающей системы полностью определяется законом размещения центров излучающих элементов вдоль оси и законом распределения комплексных амплитуд возбуждения излучающих элементов [7].

Диаграмма направленности разностного типа, измеренная в дальней зоне с помощью передвижной мобильной лаборатории на удалении 2 км, а также диаграмма направленности, рассчитанная, “восстановленная” по измеренному АФРТ в излучающих элементах антенной решетки КРМ с помощью датчика, представлены на рис.4.

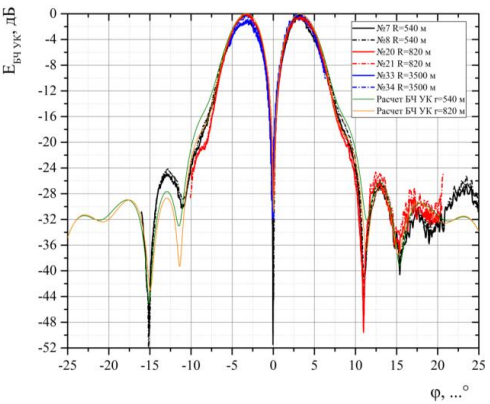


Рис. 4. Диаграммы направленности расчетная, “восстановленная” по измеренному АФРТ в антенной решетке КРМ, и измеренная с помощью передвижной автомобильной лаборатории

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

6. Заключение

Представленный датчик содержит проводящую трубку, согнутую в кольцо с образованием зазора между первым и вторым концом трубки, фидер, соединитель радиочастотный, первую и вторую проводящую втулку, согласующий отрезок кабеля. На проводящей трубке в области, диаметрально противоположной указанному зазору, выполнено отверстие. Фидер введен через упомянутое отверстие в трубку и проложен в проводящей трубке до ее зазора. При указанной конструкции и соединении элементов датчика, датчик свободен от антенного эффекта фидера, имеет согласование с фидером на уровне КСВ, равного 1,1 на резонансной частоте.

Результаты расчёта входного сопротивления датчика численным решением непосредственно уравнений Максвелла в интегральной форме и экспериментальные результаты, полученные на макете датчика, находятся в хорошем количественном соответствии.

Датчик отличается простотой конструкции, малыми габаритами, возможностью настройки его на рабочей частоте в резонанс.

Список литературы

[1] Kanda, M. Standard Probes for Electromagnetic Field Measurements / M. Kanda // IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPOGATION. – 1993. - V. 41, №. 10. – p. 1349-1364.

[2] Frank, M.G. Develop of Electric and Magnetic Near-Field Probes / Frank M. G. – Colorado, 1975. – 64 p.

[3] Morgan, G.A. ANALYSIS AND CALIBRATION OF LOOP PROBES FOR USE IN MEASURING INTERFERENCE FIELDS / Morgan G.A. - Washington, DC. 1949. – 54 p.

[4] Licking, L.D. AN ANALYSIS OF THIN-WIRE CIRCULAR LOOP ANTENNAS OF ARBITRARY SIZE / L.D. Licking, D. E. Merewether. - Sandia Laboratories, 1970. – 74 p.

[5] Патент RU 2645452 C1. 24.11.2016

[6] Storer, J.E. IMPEDANCE OF THIN WIRE LOOP ANENNA / J. E. Storer. – Massachusetts, 1955. – 60 p.

[7] Balanis, C.A. ANTENNA THEORY ANALYSIS AND DESIGN / Balanis C.A. – New Jersey, 2005. – 1070 p.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Cavity antenna (operational experience)

[1]Bukharin V.A., [2]Dumchev V.A., [1]Voytovich N.I.
[1]*FSAEI HE "South Ural State University (national research university)"*
Chelyabinsk, 454080, Russian Federation
bukharinva@susu.ru
[2]*Corporation "Chelyabinskii radiozavod "Polyot"*
Chelyabinsk, 454080, Russian Federation
vladimir.dumchev@mail.ru

Abstract: *The technological aspects of matching a sample of a flat resonator antenna (RA), which is the radiating element of the antenna array of the glide slope (GS) of instrument landing system (ILS), are considered. Experimental results and strict electrodynamic calculations of the RA impedance matching are presented. The main characteristics and parameters of a flat resonator cavity antenna are presented.*

Keywords: *resonator, cavity antenna, partially transparent wall, matching, phased array antenna, ILS.*

Резонаторная антенна (опыт эксплуатации)

[1]Бухарин В.А., [2]Думчев В.А., [1]Войтович Н.И.
[1]*ФГАОУ ВО «Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет)»*
г. Челябинск, 454080, Российская Федерация
bukharinva@susu.ru
[2]*АО «Челябинский радиозавод «Полёт»*
г. Челябинск, 454080, Российская Федерация
vladimir.dumchev@mail.ru

Аннотация: *Рассмотрены технологические аспекты согласования образца плоской резонаторной антенны (РА), являющейся излучающим элементом антенной решётки глиссадного радиомаяка (ГРМ) системы посадки самолётов формата ILS. Приведены экспериментальные результаты и строгие электродинамические расчёты согласования РА. Представлены основные характеристики и параметры плоской резонаторной антенны.*

Ключевые слова: резонатор, резонаторная антенна, частично прозрачная стенка, согласование, фазированная антенная решётка, система посадки по приборам.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

1. Введение

Резонаторная антенна обладает уникальными электродинамическими и конструкторско-технологическими характеристиками, имеет высокую пространственно-временную избирательность и стойкость к воздействиям внешних факторов окружающей среды. Электродинамические характеристики РА рассматривались в ряде работ [1–4]. Большой интерес разработчиков антенн вызывает решение сложной задачи согласования высокодобротных электродинамических систем. Согласование резонаторных антенн является важной и актуальной задачей. Классические способы согласования здесь не работают. Для практического согласования РА необходимо знать закономерности в поведении характеристик антенны от параметров элементов конструкции в рабочем диапазоне частот. Рассмотрим основные закономерности в поведении характеристик плоской РА.

2. Конструкция антенны

Плоская резонаторная антенна (рис. 1) является излучающим элементом фазированной антенной решётки глиссадного радиомаяка (рис. 2) системы посадки самолётов метрового диапазона формата ILS III категории ICAO для аэродромов гражданской авиации, включая аэродромы с высоким уровнем снежного покрова и сложным рельефом местности.

Антенна изготовлена из материалов алюминиевого сплава и состоит из двух связанных между собой объёмных резонаторов [1]: цилиндрического резонатора с частично прозрачной (излучающей) стенкой и размещённого в нём коаксиально-щелевого резонатора. В резонаторной антенне нет сложной диаграммообразующей схемы, распределяющей электромагнитную энергию между излучателями. Роль делителя мощности выполняет цилиндрический резонатор. Излучающая апертура антенны в виде частично прозрачной стенки возбуждается синфазно основной резонансной модой цилиндрического резонатора антенны [2]. Коаксиально-щелевой резонатор выполняет сложные функции преобразования типов волн, возбуждения щелей и оптимальной связи с объёмным цилиндрическим резонатором. Коаксиальная линия передачи с коаксиально-щелевым резонатором проходит перпендикулярно оси цилиндра и пересекает боковые стенки цилиндрического резонатора. Такое техническое решение обеспечивает стабилизацию поляризации основного типа колебания и гашение нежелательных типов колебаний. Коаксиально-щелевой резонатор может быть повёрнут, при настройке РА, вокруг оси коаксиальной линии передачи.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

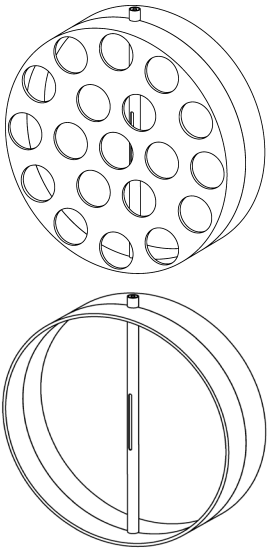


Рис. 1. Резонаторная антенна.
Fig. 1. Cavity antenna design

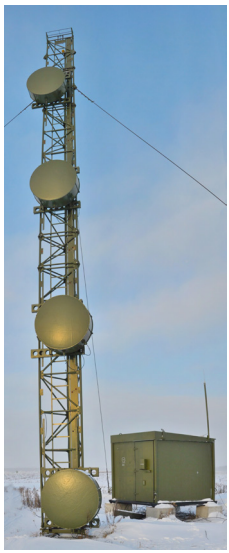


Рис. 2. Глиссадный радиомаяк.
Fig. 2. The Glide Path

3. Методы исследования характеристик антенны

Для исследования характеристик РА использованы численные и натурные эксперименты. Экспериментальные исследования проведены на образце резонаторный антенны по известной методике с применением измерителя комплексных коэффициентов передачи и отражения «ОБЗОР-103» (векторный анализатор цепей).

Теоретические исследования выполнены в строгой дифракционной постановке краевой задачи пространственно-временными численными методами [2]. 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 Мейкснера. Единственность решения и минимум невязки решения в выбранном конечномерном пространстве базисных функций гарантируется проекционным методом решения дифракционной задачи. Смешанная краевая задача решается эволюционно последовательными шагами во времени.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Практические результаты

Рассматривается плоская РА (рис. 1), имеющая следующие геометрические размеры, выраженные в длинах рабочей волны λ: диаметр цилиндра 1,55λ; длина резонатора 0,497λ; толщина стенки частично прозрачной поверхности 0,0033λ; диаметр отверстий 0,272λ. Излучающие отверстия расположены регулярно на двух окружностях радиусами 0,31λ и 0,62λ. Одно отверстие расположено в центре апертуры антенны.

Теоретически и экспериментально установлено, что согласование РА зависит от положения частотных полюсов цилиндрического и коаксиально-щелевого резонаторов, от добротности резонаторов и коэффициента связи между резонаторами.

Добротность цилиндрического резонатора зависит от свойств частично прозрачной стенки, от соотношения фазовой скорости неоднородной плоской волны и скорости поперечной плоской однородной волны в среде резонатора [3]. Добротность коаксиально-щелевого резонатора определяется шириной щелей. Правильный подбор добротностей и частотных полюсов резонаторов обеспечивает компенсацию реактивных сопротивлений и плавное монотонное изменение активного сопротивления антенны в рабочем диапазоне частот.

Коэффициент связи между резонаторами регулируется двумя способами. Первый способ заключается в повороте коаксиально-щелевого резонатора вокруг оси симметрии коаксиальной линии передачи. Второй способ заключается в перемещении короткозамыкателя внутри коаксиальной линии передачи вдоль линии передачи в области излучающих щелей (на рис. 1 короткозамыкатель не показан). Правильное расположение короткозамыкателя в коаксиальной линии передачи имеет принципиально важное значение: обеспечивает оптимальное возбуждение излучающих щелей и значение коэффициента связи коаксиально-щелевого резонатора с объёмным цилиндрическим резонатором, формирует режим бегущей волны в коаксиальной линии передачи.

Поворот коаксиально-щелевого резонатора вокруг оси коаксиальной линии передачи приводит к возбуждению двух ортогональных типов колебаний в объёмном цилиндрическом резонаторе антенны. Одна мода является основной, формирующей необходимое амплитудно-фазовое распределение в апертуре антенны. Вторая мода, ортогональная основной моде, не участвует в формировании излучаемого электромагнитного поля резонаторной антенны. Оптимальный баланс энергий между этими модами обеспечивает необходимое условие для согласования антенны.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

На рис. 3 изображена зависимость коэффициента стоячей волны (КСВН) плоской резонаторной антенны в диапазоне частот.

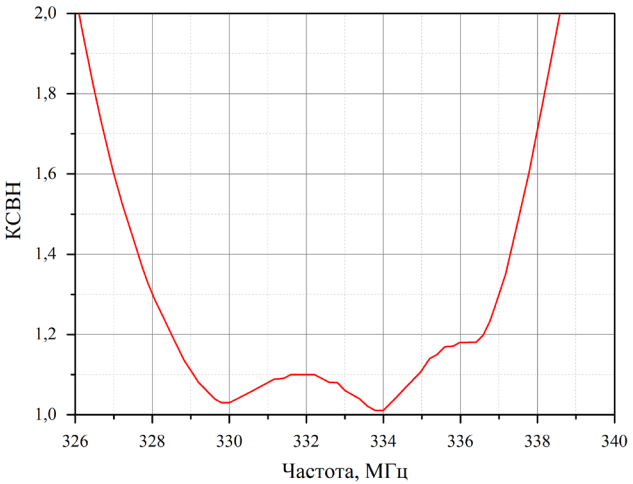


Рис. 3. Зависимость КСВН резонаторной антенны от частоты.
Fig. 3. Dependence of the VSWR of the Cavity antenna on the frequency

В табл. 1 приведены характеристики согласования резонаторной антенны с указанием коэффициента отражения $\left|\dot{S}_{11}\right|$, относительной полосы согласования и относительной доли отражённой мощности.

Табл. 1. Характеристики согласования резонаторной антенны.
Table 1. Cavity antenna matching characteristics

КСВН VSWR	$\left\|\dot{S}_{11}\right\|$,	$\left\|\dot{S}_{11}\right\|$, dB	Отражённая мощность, % Reflected power, %	$\frac{\Delta\lambda}{\lambda}$, %
1,1	0,049	-26,45	0,227	1,807
1,2	0,091	-20,82	0,826	2,445
1,3	0,130	-17,72	1,7	2,707
1,5	0,2	-14	4	3

Характерной особенностью антенны является полное подавление нежелательных сигналов вне рабочей полосы частот. Внеполосные сигналы не могут возбудить электромагнитные колебания, для которых существует самосогласованный режим работы в объёмном цилиндрическом резонаторе, в коаксиально-щелевом резонаторе и в коаксиальной линии передачи.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Резонаторная антенна формирует в ближней и промежуточной зонах квазиплоский фронт электромагнитных волн. В пределах главного лепестка амплитудной диаграммы направленности (ДН) фазовая ошибка не превышает 5 градусов.

Амплитудная ДН резонаторной антенны в плоскости вектора напряжённости магнитного поля имеет только один главный лепесток (без боковых лепестков). Ширина ДН по уровню половинной мощности в плоскости вектора напряжённости магнитного поля 43,8 градусов, ширина ДН по уровню половинной мощности в плоскости вектора напряжённости электрического поля 38,2 градуса. Уровень боковых лепестков в диапазоне меридиональных углов ±150 градусов: в плоскости вектора напряжённости магнитного поля минус 41,5 дБ; в плоскости вектора напряжённости электрического поля минус 22,3 дБ. Коэффициент направленного действия РА 13,3 дБ.

Плоская резонаторная антенна имеет хорошие поляризационные характеристики. В пределах главного лепестка ДН отношение главной компоненты электрического поля к кросс-составляющей компоненте составляет, примерно, 53–71 дБ. В пределах рабочего полупространства не наблюдается изменения типа поляризации. Изменения в соотношении ортогональных компонент и фазовых сдвигах не имеют существенного значения. В диапазоне углов главного лепестка ДН РА поляризация строго линейная.

Антенна отличается низким уровнем бокового излучения, низким уровнем кроссполяризационного излучения, высоким коэффициентом использования апертуры, низкой собственной шумовой температурой, имеет высокую пространственно-временную избирательность и стойкость к воздействиям внешних факторов окружающей среды.

5. Заключение

Согласование РА зависит от положения частотных полюсов цилиндрического и коаксиально-щелевого резонаторов, от добротности резонаторов и коэффициента связи между резонаторами. Добротность цилиндрического резонатора определяется степенью прозрачности стенки резонатора. Добротность коаксиально-щелевого резонатора определяется шириной щелей. Поворотом коаксиально-щелевого резонатора вокруг его продольной оси изменяется связь между резонаторами. Изменением высоты цилиндрического резонатора и поворотом коаксиально-щелевого резонатора вокруг его продольной оси достигается в необходимой мере согла-

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

сование резонаторной антенны с коаксиальной линией передачи. Приведены основные параметры и характеристики плоской резонаторной антенны.

Список литературы

[1] 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.

[2] Бухарин В.А., Войтович Н.И. Пространственно-временной метод расчёта резонаторных антенн // Научные труды международной научно-практической конференции «СВЯЗЬ-ПРОМ 2011» в рамках VIII Евро-Азиатского форума «СВЯЗЬ-ПРОМЭКСПО 2011». Екатеринбург: ООО «Компания Реал-Медиа», 2011. С. 371–373.

[3] Бухарин В.А., Войтович Н.И. Добротность резонаторной антенны с частично прозрачной плоской стенкой // 26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016). Севастополь, 4–10 сентября 2016 г.: материалы конф. в 13 т. Москва; Минск; Севастополь, 2016. Т. 5. С. 1216–1221.

[4] Бухарин В.А., Войтович Н.И. Фазовые характеристики плоской резонаторной антенны // 27-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2017). Севастополь, 5–11 ноября. 2017 г.: материалы конф. В 8 т. Москва; Минск; Севастополь, 2017. Т. 3. С. 710–716.

References

[1] 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).

[2] Bukharin V.A., Voytovich N.I. [The space-time calculation method of cavity antennas]. *Proceedings of the international scientific-practical conference "SVYAZPROM 2011" within the limits of 8th Euro-Asian forum "SVYAZ-PROMEKSPO 2011"*, Russia, Yekaterinburg: "Real-Media Co. Limited", 2011, pp. 371 - 373. (In Russian).

[3] Bukharin V.A., Voytovich N.I. Quality factor of the resonator cavity antenna with partially transparent planar surface // *26th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2016).* Sevastopol, 2016, vol. 5, pp. 1216 - 1221. (In Russian).

[4] Bukharin V.A., Voytovich N.I. Flat Cavity Antenna phase characteristics // *27th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2017).* Sevastopol, Russia, November 05-11, 2017, vol. 3, pp. 710 - 716. (In Russian).

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Calibration method of the conformal antenna array by measurements of complex field amplitudes in the near field

[1]Konovalenko M.O., [2]Khristenko A.V., [2]Samotugin A.V.
[1]*JSC "Research & Production Company "Micran"*
avenue Kirova, 51d, Tomsk, 634041, Russian Federation
konovalenko@micran.ru
[2]*Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics*
avenue Lenina, 40, Tomsk, 634050, Russian Federation
hristenko@main.tusur.ru

Abstract: *A detailed description of the amplitude method of calibration of the conformal antenna array and the realization of the microwave test bench are presented. As an example, a 10-element the conformal antenna array consisting of parabolic mirrors of linear polarization in Ku-band is used. Its directed characteristics are obtained on the basis of measurements of complex field amplitudes in the near field in a closed anechoic space. The results of the calibration are approved by numerical and analytical calculations of the radiation pattern.*

Keywords: *conformal antenna, near field, calibration, test bench of complex field amplitude, method of amplitude addition of waves.*

Способ калибровки конформной антенной решётки по измерениям комплексных амплитуд поля в ближней зоне

[1]Коноваленко М. О., [2]Христенко А. В., [2]Самотугин А. В.
[1]*АО "НПФ "Микран"*
пр-т. Кирова, 51д, Томск, 634041, Россия
konovalenko@micran.ru
[2]*Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники*
пр-т Ленина, 40, Томск, 634050, Россия
hristenko@main.tusur.ru

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

Аннотация: *Представлено подробное описание амплитудного способа калибровки конформной антенной решётки и реализации СВЧ измерительного стенда. В качестве примера использована 10-элементная конформная решётка, состоящая из параболических зеркал линейной поляризации Ku диапазона. Получены её направленные характеристики на основе измерений комплексных амплитуд поля в ближней зоне в замкнутом безэховом объёме. Результаты калибровки апробированы численными и аналитическими расчётами диаграммы направленности.*

Ключевые слова: *конформная антенна, ближняя зона, калибровка, измерительный стенд комплексной амплитуды поля, метод амплитудного сложения волн.*

1. Введение

В радиолокационных системах существует необходимость одновременного облучения обширной по телесному углу (вплоть до полусферы) области пространства для решения задач обнаружения или дистанционного зондирования земли в РЛС синтезированной апертурой. На практике мало известны излучатели, имеющие ширину диаграммы направленности (ДН) более 120 градусов [1, 2]. Кроме того использование лишь одного канала излучения требует применение усилителей с выходной мощностью десятки Ватт, что создаёт ряд дополнительных проблем при реализации радиолокационных систем, решающих указанные задачи, особенно на частотах Ku диапазона и выше, где коэффициент полезного действия усилителей очень мал.

Одно из возможных решений заключается в использовании многоканальных антенных систем, построенных по типу конформных антенных решёток, излучатели которых располагаются на некой криволинейной поверхности. Это позволяет получить широкий луч со слабыми осцилляциями не более 3-4 дБ в зависимости от угла наблюдения. Такой подход в проектировании даёт существенное снижение максимальной выходной мощности усилителей, используемых в каждом канале антенной решётки.

В данной работе приведено подробное описание способа калибровки конформной решётки в ближней зоне. Способ позволяет проводить измерения поля в плоскости, где не требуется перемещения зонда по сферической траектории и знания абсолютных значений фазы, что значительно упрощает конструкцию позиционера в измерительном стенде.

2. Реализация СВЧ измерительного стенда

В качестве объекта исследования выступает 10-элементная конформная антенная решётка, состоящая из системы параболических зеркал

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

линейной поляризации Ku диапазона (рис. 1), разработанная АО "НПФ "Микран". Такая решётка представляет собой вырезку из сферы, на поверхности которой располагаются под некоторым углом друг к другу антенные элементы (АЭ), каждый из которых имеет свой СВЧ канал с усилителем и фазовращателем. Радиус сферы составляет 710 мм, радиус зеркала – 55 мм.

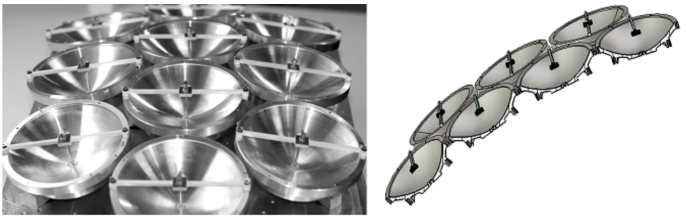


Рис. 1. Вид 10-элементной конформной антенной решётки.

Fig. 1. View of a 10-element the conformal antenna array

С целью выполнения задачи калибровки разработан специализированный стенд (рис. 2) для исследования направленных характеристик антенн с помощью комплексных измерений ближнего поля излучения на базе оборудования производства АО "НПФ "Микран".

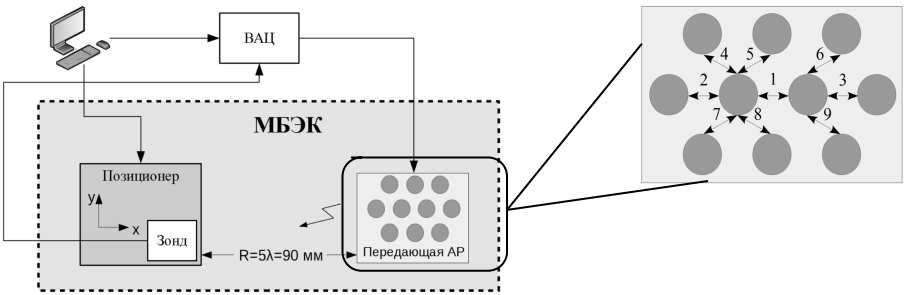


Рис. 2. Блок-схема измерительного стенда для исследования направленных свойств антенн (ВАЦ – векторный анализатор цепей, АР – антенная решётка).

Fig. 2. Block diagram of the test bench for research the directional properties of antennas (VNA – Vector Network Analyzer, AA – Antenna Array)

Для корректных измерений построена мобильная безэховая камера (МБЭК), каркас которой образует клетку Фарадея, изнутри покрытую пирамидальным поглощающим материалом фирмы DMAS (табл. 1).

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Внешние размеры (ДхШхВ) МБЭК составляют 1550x1550x805 мм, рабочий объем камеры 1295x1000x505 мм.

В качестве зонда выступает коаксиально-волноводный переход (КВП) в совокупности с волноводным вентилем, стоящим перед КВП со стороны падения измеряемого поля. Вентиль требуется для ответвления отраженного сигнала в его нагрузку от КВП. Кроме того с целью минимизации уровня интерферирующего поля установлена пластина плоского поглотителя (табл. 1) толщиной 5 мм вокруг раскрыва КВП.

Для возможности регулирования фазы излучения каждого зеркала конформной решётки при её калибровке в каждый канал СВЧ тракта встроен фазовращатель на коаксиальной линии задержки (табл. 1).

Табл. 1. Оборудование и материалы, используемые в СВЧ измерительном стенде.

Table 1. Apparatus and materials used in the microwave test bench

Векторный анализатор цепей	R4226 PANORAMA Микран [3]	10 МГц - 26,5 ГГц
Вентиль	Alcatel Ferrocom 1800	17,7 - 19,7 ГГц
Фазовращатель	ФК20-13Р-13-110 Микран	10 МГц - 20 ГГц
Позиционер	M227 DriveSets	Минимальный шаг 1 мм
Пирамидальный поглотитель	MT 25 DMAS	Коэфф. отр. –55 дБ, 10-110 ГГц
Плоский поглотитель	Eccosorb LS-30	Коэфф. затух. –46 дБ/см, 10 ГГц

3. Способ калибровки конформной решётки в плоскости

Задача калибровки конформной решётки состоит в том, чтобы обеспечить синфазное сложение равноамплитудных сигналов, излучаемых АЭ. Посредством калибровки формируется требуемая ДН.

Процедура калибровки фазы для каждого АЭ решётки основана на методе амплитудного сложения волн [4]. Калибровка начинается с последовательного измерения амплитудного распределения поля излучения вдоль прямой линии, расположенной над центром соответствующей линейки зеркал, при этом СВЧ тракт включается попеременно у каждого измеряемого канала. Далее находятся точки пересечения амплитудных распределений для каждой калибруемой пары смежных АЭ (рис. 3). Зонд устанавливается в точку пересечения их амплитудных распределений. Настройка фазы одновременно включенных двух АЭ осуществляется путем подстройки фазовращателя таким образом, чтобы наблюдаемая амплитуда суммарного поля, принимаемого зондом, была максимальна во всем рабочем диапазоне частот. Включая разные пары АЭ, настраивается фаза только одного канала относительно соседнего, который был настроен на предыдущем шаге калибровки.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Последовательность калибровки пар элементов антенной решётки следующая: первой настраивается центральная пара среднего ряда из 4-ёх элементов, затем – крайние пары этого ряда. После настраиваются крайние ряды, состоящие из 3-ёх элементов, относительно любого из элементов центрального ряда (рис. 2).

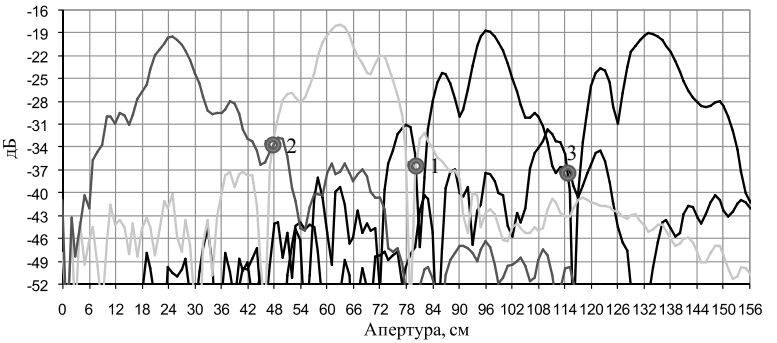


Рис. 3. Амплитудное распределение поля в ближней зоне каждого зеркала для центральной линейки конформной антенной решётки.

Fig. 3. The amplitude distribution of field in the near field of each mirror for the central line of the conformal antenna array

Для проверки калибровки выборочно проверяется ДН какой-либо пары антенных элементов. Типичная их ДН должна соответствовать изображению на рисунке 4.

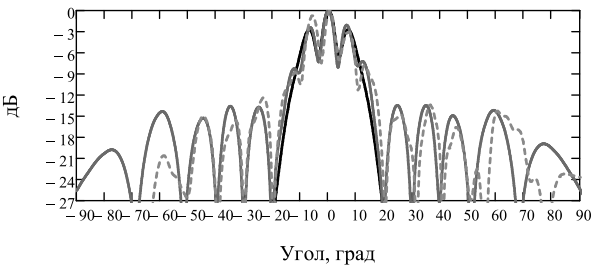


Рис. 4. Типичная ДН синфазной пары элементов конформной антенной решётки

(чёрная линия – теоретический расчёт, светлая линия – численный расчёт, пунктирная линия – измерения [восстановленная ДН]).

Fig. 4. A typical radiation pattern of two an in-phase elements of the conformal antenna array

(black line – theoretical calculation, light line – numerical calculation, dashed line – measurements [rebuilt radiation pattern])

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Апробация результатов калибровки

На промежуточных стадиях процесса калибровки и после полного его завершения на основе измеренных комплексных значений поля в ближней зоне в соответствии с математической методикой [5] восстановлена ДН конформной решётки в одном из срезов. Приведено сравнение численно рассчитанной ДН с помощью метода конечных разностей (во временной области) [6] и восстановленной ДН (рис. 4, 5).

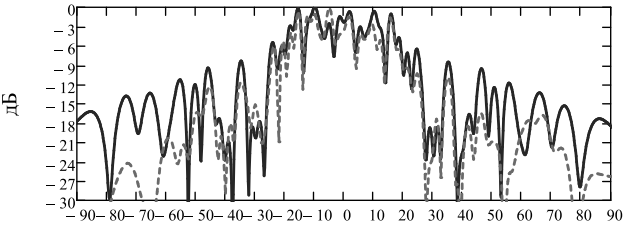


Рис. 5. ДН конформной антенной решётки, состоящей из 10-ти синфазных элементов (чёрная линия – численный расчёт, пунктирная линия – измерения [восстановленная ДН]).

Fig. 5. Radiation pattern of the conformal antenna array consisting of 10 an in-phase elements (black line – numerical calculation, dashed line – measurements [rebuilt radiation pattern])

4. Заключение

Представлено описание амплитудного способа калибровки конформной антенной решётки Ku диапазона. Используемый способ распространяется на всевозможные варианты геометрии раскрыва решёток.

Для определения расположения точки настройки фазы двух соседних АЭ предложено использовать не геометрический центр между ними, а координату пересечения их амплитудных распределений. Это позволяет учёсть возможную несимметрию, вызванную особенностями расположения АЭ решётки друг относительно друга и допусками изготовления всей конструкции. Последнее особенно важно учитывать на частотах выше 10-12 ГГц, где изменение фазы на 1 мм пространственного разнесения АЭ составляет не менее 15 градусов. С целью максимального повышения точности калибровки рекомендуется настраивать значение фаз не по максимуму интерференционного сигнала, а по его минимуму. В этом случае установка "идеальных" значений фаз возможна с точностью до единиц градусов, при условии использования соответствующего измерительного оборудования и элементов СВЧ тракта.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного при поддержке Министерства Образования и Науки Российской Федерации в рамках выполнения соглашения 14.577.21.0279 от 26.09.2017, идентификатор проекта RFMEFI57717X0279.

Список литературы

[1] W.A.Johnson. The notch aerial and some application to aircraft radio installation. // Proc. FEE, 102, Pt.B, 1955. – P. 211-218.

[2] Пат. 2334314 Российская Федерация, H01 Q1/38. Плоская антенна / Буянов Ю.И., Миллер А.И., Сурков А.С.; заявитель и патентообладатель ООО "НПФ "Микран". – опубл. 20.09.08, Бюл. № 26.

[3] Glazov G.N. Microwave measurement methods: Vol. 2, Book 1. Controllable microwave generators. Tomsk: CJSC “Publisher “Krasnoe Znamya”. 496 p.

[4] Бахрах Л.Д., Кременецкий С.Д., Шифрин Я.С. Методы измерений параметров излучающих систем в ближней зоне. Л.: Наука, 1985. – 272 с.

[5] Бахрах Л.Д., Колосов Ю.А., Курочкин А.П. Определение поля антенны в дальней зоне через значения поля в ближней зоне. В кн.: Антенны / под ред. А.А. Пистолькорса. М.: Связь, 1976. – С. 3-14.

[6] Григорьев А.Д. Методы вычислительной электродинамики. М.: Физматлит, 2012. – 432 с.

References

[1] W.A.Johnson. The notch aerial and some application to aircraft radio installation. // Proc. FEE, 102, Pt.B, 1955. – pp. 211-218.

[2] Pat. 2334314 Russian Federation, H01 Q1/38. Plane Antenna / Bujanov Ju.I., Miller A.I., Surkov A.S.; Proprietor Obshchestvo s ogranichennoj otvetstvennost'ju "Nauchno-proizvodstvennaja firma "Mikran". – Date of pub. 20.09.2008, Bull. 26.

[3] Glazov G.N. Microwave measurement methods: Vol. 2, Book 1. Controllable microwave generators. Tomsk: CJSC “Publisher “Krasnoe Znamya”. 496 p. (In Russian).

[4] Bakhrakh L.D, Kremenetsky S.D, Shifrin Ya.S. Methods for measuring the parameters of radiating systems in the near zone. L .: Science, 1985. – 272 p. (In Russian).

[5] Bakhrakh L.D, Kolosov Yu. A, Kurochkin A.P. Determination of the antenna field in the far field through field values in the near zone. In the book: Antennas / Ed. A.A. Pistolkors. M.: Svyaz', 1976. – pp. 3-14. (In Russian).

[6] Grigoriev A.D. Methods of Computational Electrodynamics. M.: Fizmatlit, 2012. – 432 p. (In Russian).

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted with the support of the Ministry of Education and Science of the Russian Federation in the framework of the implementation of the agreement 14.577.21.0279 of September 26, 2017, project identifier RFMEFI57717X0279.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Разработка методов и средств уменьшения погрешности передачи единиц величин отношений уровней и разности фаз электромагнитного поля

Курбатов К. И., Шкуркин М. С.

ФГУП «Всероссийский научно-исследовательский институт физико-технических и радиотехнических измерений»
г.п. Менделеево, Солнечногорский р-н, Московская обл., 141570,
Российская Федерация
kurbatov@vniiftri.ru

Аннотация: *Представлены результаты разработки антенных систем – рабочих эталонов, которые могут быть применены для решения задач нормирования отношений уровней и разности фаз электромагнитного поля при метрологическом обеспечении антенных измерительных комплексов ближней зоны (АИК БЗ) на основе комплектного подхода.*

Ключевые слова: антенные измерительные комплексы ближней зоны, планарное сканирование, погрешность измерений, комплектный подход, эталон.

1. Введение

Метрологическое обеспечение антенных измерительных комплексов ближней зоны (АИК БЗ) характеризуется отсутствием прямой прослеживаемости измерений амплитудного и фазового распределений (АФР) электромагнитного поля и измерений относительных уровней амплитудных и фазовых диаграмм направленности до государственных эталонов. Это объясняется отсутствием исходных (первичных) эталонов для средств измерений данной группы. Однако применение эталонов-переносчиков и компаратора позволят реализовать достаточно простой и понятный метод замещения [1 - 4].

В данной работе приведены результаты анализа применения комплектного подхода к определению метрологических характеристик АИК БЗ, обоснованы требования к характеристикам эталона-переносчика и приведены результаты электродинамического моделирования зеркальных антенн со сменными облучателями для применения в качестве средств воспроизведения и передачи единиц величин отношений уровней и разно-

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

сти фаз электромагнитного поля и единицы коэффициента усиления в диапазоне частот от 1 до 40 ГГц.

2. Оценка потенциальной точности АИК БЗ и комплектный подход к определению метрологических характеристик

В общем случае потенциальные возможности АИК БЗ ограничиваются погрешностями измерения АФР, их инструментальной и методической составляющими погрешности измерений на поверхности сканирования. Погрешности измерений АФР определяются погрешностями позиционирования зонда, погрешностью измерителя комплексного коэффициента передачи, погрешностями из-за переотражений между зондом и испытываемой антенной, а также изменением комплексного коэффициента передачи тракта в процессе сканирования. Методические погрешности обусловлены неточностью алгоритмов преобразования характеристик поля из ближней в дальнюю зону, ограниченной зоной сканирования. Подробный анализ факторов, которые могут оказывать влияние на точность измерений характеристик антенн методом ближней зоны представлен в работах [5, 6].

Потенциально более высокая точность антенных измерительных комплексов дальней зоны и компактных антенных полигонов (коллиматоров) по сравнению с АИК БЗ позволяет определить метрологические характеристики антенной системы, используемой в качестве эталона переносчика с точностью, достаточной для применения её в качестве эталона для проведения испытаний АИК БЗ.

3. Разработка эталона-переносчика

Анализ принципов функционирования и влияния частных составляющий суммарной погрешности измерений позволил определить требования к эталону-переносчику (основные) [7]:

1. Требования к погрешности измеренных относительных уровней амплитудной диаграммы направленности (ДН) и абсолютной погрешности измеренной фазовой ДН (запас по точности не менее чем в 2 раза);
2. Требования к электрическому размеру антенны (электрический размер антенны должен соответствовать размеру зоны сканирования АИК БЗ);
3. Требования к форме ДН, уровню боковых лепестков и коэффициенту усиления (симметричная ДН с выраженными боковыми ле-

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

пестками до уровня -50 дБ (при Θ=±60°) коэффициент усиления антенны не менее 15 дБ);

4. Требования к уровню кроссполяризационной развязки (КПР) (уровень КПР не менее 30дБ, т.к погрешность измерений, обусловленная неидеальной поляризационной развязкой $\theta_{A2} = (1+10^{0.1КПР})^2 - 1$, является частной составляющей суммарной погрешности измерений амплитудной ДН);

5. Требования к стабильности метрологических характеристик;

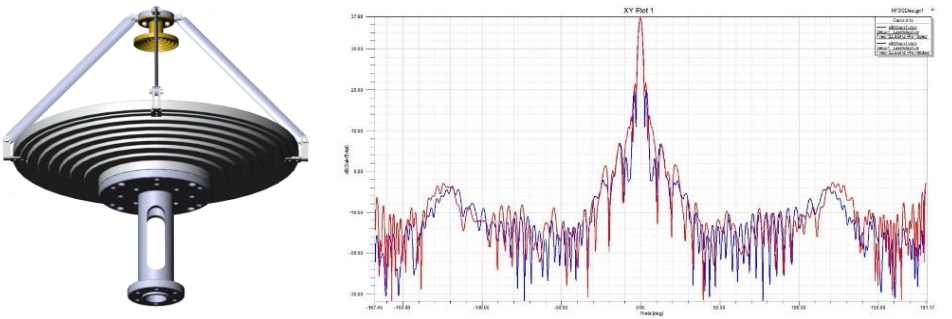
6. Требования к равномерности АФР и его симметрии;

7. Требования к согласованию элементов СВЧ тракта;

8. Требования к массогабаритным характеристикам.

Исходя из данных требований, моделирования и оптимизации в качестве эталона переносчика выбрана зеркальная антенная система с комплектом гофрированных конических облучателей и системой крепления и юстировки. Разработаны облучатели в диапазоне частот 8-12, 12-18, 18-26, 26-40 ГГц с оптимальной ДН и требуемым уровнем кроссполяризационной развязки.

Проведены экспериментальные исследования предлагаемой методики на антенных измерительных комплексах ближней и дальней зоны установленных на базе ФГУП «ВНИИФТРИ».



(а) (б)

Рис. 1. Модель антенны с диаметром рефлектора 400 мм (а) и сечения АДН (б)

Оптимизация облучателя произведена по следующим параметрам:

1. Диапазон частот (от 8 до 12ГГц, от 12 до 18ГГц, от 18 до 26ГГц, от 26 до 40ГГц):

1.1 высота гофры;

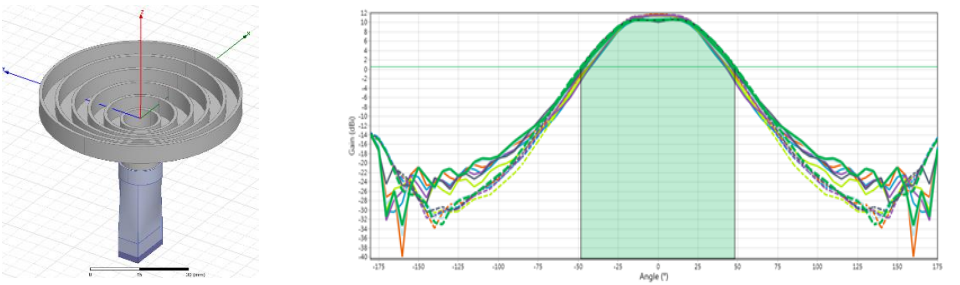
1.2 ширина гофры;

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

1.3 ширина канавки;
1.4 диаметр волновода;
1.5 геометрия и положение возбуждающего штыря;

2. Ширина ДН на уровне -10дБ (для оптимального облучения зеркала с диаметром D=400mm, фокусным расстоянием f=215 мм, углом раскрыва Ψ0=50°)
2.1 длина раскрыва;
2.2 диаметр раскрыва;

3. Минимальный КСВН
3.1 геометрия и положение возбуждающего штыря



(а) (б)

Рис. 2. Облучатель (гофрированный конический рупор) диап. частот от 18 до 26 ГГц (а), сечения E и H плоскостью АДН облучателя (б)

Проведены экспериментальные исследования предлагаемой методики на антенных измерительных комплексах ближней и дальней зоны установленных на базе ФГУП «ВНИИФТРИ». В качестве «эталонной» была принята усредненная амплитудная диаграмма направленности рупорной антенны, измеренная на различных антенных полигонах прецизионного класса.

4. Заключение

Обоснованы требования к эталонам-переносчикам и разработаны методы и средства воспроизведения и передачи единицы коэффициента усиления, распределений отношений напряженностей поля излучения линейной поляризации в различных плоскостях в диапазоне частот от 1 до 40 ГГц. Исследования позволят обеспечить единство и требуемую точность

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

измерений АИВК БЗ при независимом воспроизведении единицы КУ и параметров поля.

Потенциально более высокая точность антенных измерительных комплексов дальней зоны и компактных антенных полигонов (коллиматоров) по сравнению с АИК БЗ позволяет определить метрологические характеристики антенной системы, используемой в качестве эталона переносчика с точностью, достаточной для применения её в качестве эталона для проведения испытаний АИК БЗ.

Следует отметить, что применение эталона переносчика с электрическими размерами, соответствующими размерам зоны сканирования некоторых АИК БЗ порядка 10 м, является невыполнимой задачей. Однако измерение на данных комплексах эталона-переносчика с меньшими электрическими размерами позволяет уточнить модель формирования погрешностей и оценить правильность реализованного математического аппарата в программном обеспечении комплекса.

Список литературы

[1] Бахрах Л.Д., Кременецкий С.Д., Курочкин А.П. Методы измерений параметров излучающих систем в ближней зоне. – Л.: Изд-во «Наука», 1985. – С. 272.

[2] Шкуркин М.С, Малай И.М. Особенности метрологического обеспечения антенных измерительных комплексов. Доклад. ФГУП “ВНИИФТРИ”. п. Менделеево-2015 г.- 39 с.

[3] ГОСТ 8.463-82. Государственная система обеспечения единства измерений антенны и комплексы аппаратуры измерительные. Методы и средства поверки. Введ. 1982-04-16. Изд-во стандартов, 1982 г. - 8 с.

[4] ГОСТ Р 8.736-2011. Государственная система обеспечения единства измерений (ГСИ). Измерения прямые многократные. Методы обработки результатов измерений. Основные положения. Введ. 2013-01-01. Москва Стандартинформ -2013 г. - 18 с.

[5] Allen C. Newell. Error analysis techniques for planar near-field measurements. IEEE transactions on antennas and propagation, vol.36, no. 6, june 1988.

[6] Joy, E. B. Near-field range qualification methodology," IEEE Trans. Antennas Propag., Vol. 36, No. 6, 836-844, 1988.

[7] ГОСТ 8.191-76. Государственная система обеспечения единства измерений. Государственный специальный эталон и общесоюзная поверочная схема для средств измерений параметров поля излучения антенных систем с рабочими размерами раскрывов от 0,1 до 0,4 м в диапазоне частот от 2,5 до 12 ГГц. Введ. 1977-01-01. Изд-во стандартов, 1976 г. - 7с.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Reflectivity of satellite antennas

[1]Nikolenko A.S., [1]Parshin V.V.
[1]*Institute of Applied Physics of the Russian Academy of Sciences,*
Ul'yanov Street, 46, Nizhny Novgorod, 603950, Russia
paskpac@gmail.com

Abstract: *The reflectivity of samples of modern metallized carbon-fiber antennas of radiometers used on satellites was experimentally studied for the MM and SubMM wave bands by using quasi-optical Fabry-Perot resonator. A numerical calculation of the losses for the reflection of samples is also performed by considering the scattering of a plane wave on a structure with real parameters of a sample.*

Keywords: *antennas, reflection loss, MM and SubMM waves, diffraction, Fabry-Perot resonator.*

Отражательная способность спутниковых антенн

[1]Николенко А.С., [1]Паршин В.В.,
[1]*Институт Прикладной Физики Российской Академии Наук,*
ул. Ульянова, 46, Нижний Новгород, 603950, Россия
paskpac@gmail.com

Аннотация: *Для диапазонов ММ и СубММ волн экспериментально исследована отражательная способность образцов современных металлизированных углепластиковых антенн спутниковых радиометров с помощью квазиоптического резонатора Фабри-Перо. Произведен численный расчет потерь на отражение образцов путем рассмотрения задачи рассеяния плоской волны на структуре с реальными параметрами образца.*

Ключевые слова: антенны, потери на отражение, ММ и СубММ волны, дифракция, резонатор Фабри-Перо.

1. Введение

Данная работа посвящена исследованию отражательной способности углепластиковых антенн ММ диапазона для спутниковых радиометров. В связи с тем, что углепластик имеет плохую отражательную способность, современная, хорошо отработанная технология подразумевает оклейку отражательной поверхности антенны полосками металлизированной полиимидной плёнки.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

Первейшей информацией для расчёта шумовых характеристик антенн, работающих на высокочувствительные охлаждаемые приемники, является величина потерь на отражение и соответственно вносимая шумовая температура. Однако информация о величине потерь на отражение именно в ММ диапазоне отражателей, составленных из параллельно наклеенных полосок, отсутствует. Отсутствует также информация о влиянии зазора (перехлёста) при наклейке полосок на величину отражательной способности.

Измерения в лабораторных условиях коэффициента отражения реальных образцов позволяют уменьшить конечную стоимость спутника, так как имея реальные данные о потерях в антенне, можно заранее рассчитать чувствительность аппаратуры и, таким образом, минимизировать в конечном итоге затраты на изготовление аппаратуры.

2. Экспериментальное измерение потерь на отражение

В нашем случае исследуемый образец представляет собой последовательность наклеенных внахлест полиимидных плёночных полос, шириной 30 мм, толщиной 30 мкм, металлизированных золотом толщиной ~ 0.3 мкм, имеющих размер перекрытой области ~300 мкм. Фотография с размерами приведена на рис.1. Полоски приклеены на углепластиковую подложку, золочением к пластику.

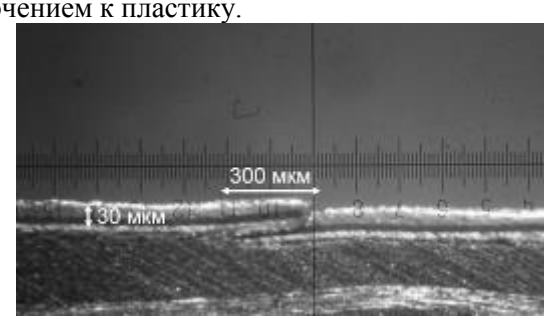


Рис. 1. Фотография образца в разрезе.
Fig. 1. Sample photo in section.

Измерение потерь на отражение производится при помощи квазиоптического резонатора Фабри-Перо. Частотные измерения являются наиболее точными, что вместе с огромной добротностью (т.е. большой эффективной длиной пути в резонаторе) определяет высокую чувстви-

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

тельность аппаратуры. [1,2]. В итоге погрешность измерения потерь на отражение составляет ~ 1% при её абсолютной величине ~ 10^{-3}, что более чем достаточно для практических применений.

Измерения проводились для двух поляризаций пучка – параллельно и перпендикулярно зазору в двух различных местах на частотах 115 ГГц и 191 ГГц (Рис.2). Так же измерялся коэффициент отражения от поверхности без неоднородностей (не на зазоре) – диаметр пятна засветки резонатора полностью умещался на ленте (дифракционные потери менее 10^{-5}).

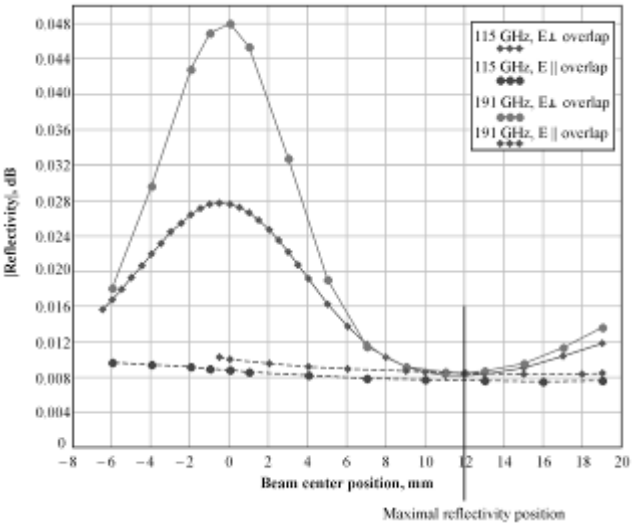


Рис. 2. Результаты измерений потерь на отражение.
Fig. 1. Results of reflection loss measurements.

Результаты измерений коэффициента отражения для металлической фольги без перехлеста (без неоднородностей) приведен на Рис.3. Нижняя кривая – теоретический расчёт для чистого золота по формуле Хагенса-Рубенса:

$$P = 1 - R = 2\sqrt{f/\sigma}, \quad (1)$$

где P – потери на отражение, R – коэффициент отражения, σ – проводимость чистого золота на постоянном токе, f – частота.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

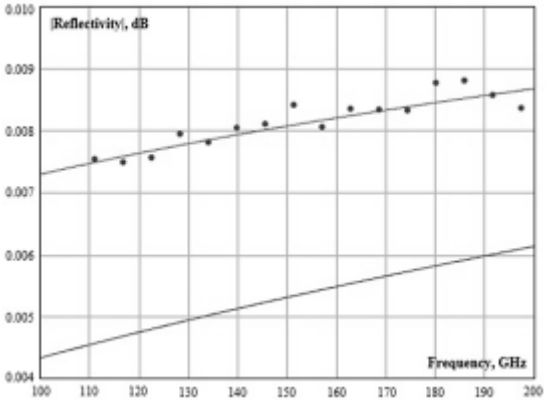


Рис. 3. Результаты измерений потерь на отражение на поверхности без перехлеста (точки). Внизу расчёт для чистого золота.

Fig. 3. Results of reflection loss measurement on a surface without overlap (dots). Curve below is the calculation for pure gold.

Видно, что для поперечной поляризации поля – нахлёст является неоднородностью, которая меняет коэффициент отражения по сравнению со значением на однородной поверхности. Для параллельной поляризации – влияние нахлёста несущественно.

Известно, что плотность поверхностного тока, возбуждаемого падающей волной состоит из двух частей – плотность поверхностного тока от плоской поверхности и от неоднородности (искривленности). Именно вклад последнего приводит к появлению дифракционных гармоник, которые соответственно приводят к отличию коэффициента отражения в зеркальном направлении.

4. Численное моделирование дифракции на структуре

Из экспериментальных данных используя (1) была сосчитана проводимость нашего отражателя: $\sigma \sim 10^7$ [Ом·м]$^{-1}$ которая оказалась достаточно близка к табличному значению золота: $\sigma = 4.5 \cdot 10^7$ [Ом·м]$^{-1}$. Используя полученное значение проводимости, была численно решена задача дифракции плоской волны на металлической поверхности с размерами реального образца.

Коэффициенты отражения для нулевой (зеркальной) гармоники на частоте 191 ГГц для поляризации электрического поля, параллельной нахлёсту R_E = 0.99966, а для перпендикулярной R_H = 0.99933, т.е. в ди-

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

фракционные гармоники высшего порядка уходит менее одной тысячной процента энергии.

Сравнивая эти значения с экспериментальными значениями потерь на отражение от поверхности без неоднородностей, для выяснения влияния нахлёста получаем, что $P_{Нэксп} = P_{Eэксп} = 1.8 \cdot 10^{-3}$, а $P_{Eтеор} = 3.4 \cdot 10^{-4}$. Отсюда видно, что результаты теоретического расчета для идеального металла ($\sigma \rightarrow \infty$) для P_E примерно в 6 раз меньше, что связано (предположительно) именно с неидеальностью металла.

Учитывая, что отношение $P_{Нтеор}/P_{Eтеор} \approx 2$, можно предположить, что для реального зеркального отражателя, выполненного из наклееных внахлёст полосок, для поляризации, перпендикулярной нахлёсту, потери на отражение P_H будут не более, чем 2 раза больше ($\sim 3.6 \cdot 10^{-3}$), чем для P_E.

4. Заключение

Получена частотная зависимость потерь на отражение образцов антенн радиометров спутников в диапазоне 100...200 ГГц, установлено, что для рассматриваемой структуры нахлёста, при поляризации поля вдоль нахлёста, влияние последнего не значительно.

Проведено численное сопоставление с экспериментальными результатами, которое подтвердило экспериментальное различие в поляризациях. При поляризации поперек нахлёста, рассчитанные потери на отражение больше в 2 раза, чем для поляризации вдоль.

Опираясь на проделанную работу, в дальнейшем, при рассмотрении реальной геометрии антенн (парабола), возможен расчет потерь на отражение и коэффициента деполяризации.

Список литературы

[1] V.V. Parshin, M.Yu. Tretyakov, M.A. Koshelev, E.A. Serov. Modern resonator spectroscopy at submillimeter wavelengths. IEEE Sensors Journal // 2013, V.13, № 1,P.18-23.

[2] A.F. Krupnov, M.Yu. Tretyakov, V.V. Parshin, V.N. Shanin and S.E. Myasnikova. Modern Millimeter-Wave Resonator Spectroscopy of Broad Lines. Journal of Molecular Spectroscopy. 2000, V. 202, pp. 107 – 115.

References

[1] V.V. Parshin, M.Yu. Tretyakov, M.A. Koshelev, E.A. Serov. Modern resonator spectroscopy at submillimeter wavelengths. IEEE Sensors Journal // 2013, V.13, № 1,P.18-23.

[2] A.F. Krupnov, M.Yu. Tretyakov, V.V. Parshin, V.N. Shanin and S.E. Myasnikova. Modern Millimeter-Wave Resonator Spectroscopy of Broad Lines. Journal of Molecular Spectroscopy. 2000, V. 202, pp. 107 – 115.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Radiowave Diffraction in a Wideband Turnstile Slot Antenna

[1]Yungaitis E.M, [2]Ershov A.V., [2]Voytovich N.I.
[1]*Chelyabinsk Radio Plant "Polyot"*
Chelyabinsk, Russia, 454080, jungaitis92@gmail.com
[2]*Federal State Autonomous Educational Institution of Higher Education*
"South Ural State University (national research university)"
76, Lenin prospect, Chelyabinsk, Russia, 454080
eav@list.ru, voytovichni@mail.ru

Abstract: *An original turnstile antenna made of two double-side slot antennas with a common longitudinal axis that serves as an antenna axis is proposed. Using the Lorentz Lemma, the formulas for calculating the far-field of a double-sided slot antenna located on an ideally conducting plate are obtained. A rigorous solution of the diffraction task of a plane wave on an ideally conducting plate is applied as Green function. The calculated and experimental results obtained on the samples of turnstile antennas are in good agreement with each other.*

Keywords: *double-side slot antenna, diffraction, Lorentz lemma, turnstile slot antenna, circular pattern.*

Дифракция волн в широкополосной щелевой турникетной антенне

[1]Юнгайтис Е. М., [2]Ершов А. В., [2]Войтович Н. И.
[1]*АО «Челябинский радиозавод «Полет»*
г. Челябинск, 454080, Российская Федерация,
jungaitis92@gmail.com
[2]*ФГАОУ «Южно-Уральский государственный университет*
(национальный исследовательский университет)»
Россия, 454080, г. Челябинск, проспект Ленина, 76
eav@list.ru, voytovichni@mail.ru

Аннотация: *Предложена оригинальная турникетная антенна, выполненная из двух двусторонних щелевых антенн, имеющих общую продольную ось, которая служит осью антенны. С помощью леммы Лоренца получены соотношения для вычисления поля излучения в дальней зоне для двусторонней щелевой антенны, распо-*

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

ложенной на идеально проводящей пластине. В качестве функции Грина применено строгое решение задачи дифракции плоской волны на идеально проводящей пластине. Расчётные и экспериментальные результаты, полученные на макетах турникетных антенн, находятся в хорошем соответствии друг с другом.

Ключевые слова: двухсторонняя щелевая антенна, дифракция, лемма Лоренца, щелевая турникетная антенна, круговая диаграмма направленности.

1. Введение

В системах радионавигации, в системах наземного телевидения, радиовещания и радиосвязи в метровом и в дециметровом диапазонах волн требуются передающие антенны с круговой диаграммой направленности (ДН) в горизонтальной плоскости с горизонтальной поляризацией поля излучения, с высоким уровнем согласования антенны с фидером в широком диапазоне рабочих частот. Принципиальные технические вопросы построения антенн с круговой диаграммой направленности в горизонтальной плоскости были решены ещё в 30-х годах прошлого столетия в работах А.А.Пистолькорса, В.В.Татаринова, Г.З. Айзенберга, М.С. Неймана, Б.В. Брауде и др. [1]. Однако, в дециметровом диапазоне длин волн эти технические решения трудно реализуемы, т.к. для формирования круговой ДН необходимо, чтобы диаметр антенной опоры имел бы радиус много меньший чем длина волны.

В настоящей работе рассматривается новый подход к построению передающих антенн с круговой ДН в горизонтальной плоскости с горизонтальной поляризацией поля излучения в дециметровом диапазоне длин волн. Основой подхода является то, что несущие опоры антенны (при их необходимости) размещены по периметру антенны.

2. Объект и предмет исследования

Объектом исследования является оригинальная широкополосная щелевая турникетная антенна [2]. Антенна состоит из двух металлических пластин, расположенных ортогонально друг к другу с образованием гальванического контакта, в которых выполнены прямоугольные щели вдоль линии пересечения указанных пластин. Возбуждение щелей осуществляется с помощью коаксиальных кабелей. Предметом исследования являются электродинамические характеристики антенны, их зависимость от размеров излучающих и конструктивных элементов антенны.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

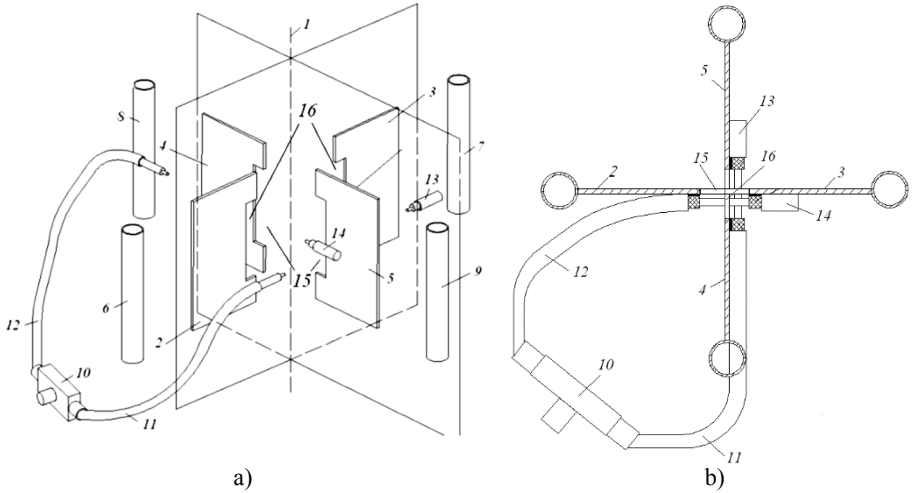
3. Основные методы исследования

1. Теоретический метод, основанный на решении краевой задачи электродинамики с применением векторной функции Грина, строгого решения задачи дифракции плоской волны на идеально проводящей ленте.

2. Экспериментальный метод с измерениями диаграмм направленности и согласования на макетах антенн и на образце антенны. Образец представляет собой четырёхэтажную антенную решётку, излучающими элементами которой служат щелевые турникетные антенны Измерение диаграмм направленности макетов и образца антенны выполнялось методом вышки.

4. Устройство турникетной щелевой антенны

Антенна (рис.1) [2] состоит из четырёх проводящих пластин 2, 3, 4, 5, расположенных ортогонально друг к другу с образованием гальванического контакта, в которых выполнены прямоугольные щели вдоль линии пересечения 1 указанных пластин. По периметру антенны расположены стойки 6, 7, 8, 9, которые обеспечивают жёсткость и прочность конструкции антенны.



a) b)

Fig. 1. The structure of turnstile slot antenna: a) disassembled antenna; b) section of the antenna.

Рис. 1. Конструкция антенны: a) антенна в разобранном виде; b) сечение антенны;

1 – ось симметрии пары щелевых излучателей; 2, 3, 4, 5 – металлические пластины; 6, 7, 8, 9 – стойки; 10 – делитель мощности; 11, 12 – коаксиальные кабели; 13, 14 – согласующие устройства, 15, 16 - щели.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

К щелям 15 и 16 подведены коаксиальные линия передачи 11 и 12, соответственно; в области над щелью внешний проводник кабеля удален; центральный проводник продолжен над щелью, где соединён с центральным проводником согласующего отрезка кабеля. Внешний проводник кабеля гальванически соединён с одним краем щели. Внешний проводник согласующего отрезка кабеля имеет гальванический контакт с другим краем щели

5. Математическая модель двусторонней щелевой антенны, основанная на решении краевой задачи электродинамики с применением векторной функции Грина

Предположим, что имеется плоская бесконечно тонкая идеально проводящая прямоугольная пластина (в общем случае ограниченная некоторым контуром произвольной формы), в которой прорезана щель шириной $\alpha = \lambda$ и длиной L (рис.2). Центр щели примем за начало системы координат, введем орты $(\overline{\imath_r}, \overline{\imath_\theta}, \overline{\imath_\varphi})$ сферической системы координат (r, θ, φ) и орты $(\overline{\imath_x}, \overline{\imath_y}, \overline{\imath_z})$ декартовой системы координат(x, y, z).

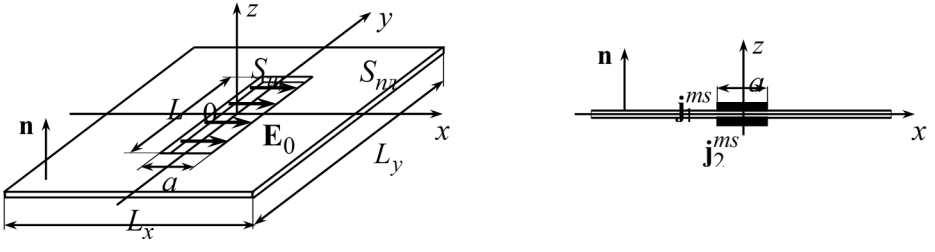


Fig. 2. The geometry of a double-side slot antenna.
Рис. 2. Геометрия двусторонней щелевой антенны

Ось y направим параллельно продольной кромке щели. На поверхности щели $S_{щ}$ будем различать верхнюю сторону $z = 0 + 0$ и нижнюю сторону $z = 0 + 0$. При решении электродинамической задачи будем считать известным распределение в щели напряженности электрического поля $\overline{E_0} = \overline{\imath_x} E_0(x, y)$, которое может быть представлено сторонним магнитным источником j_{cm}^{m}, образованным двумя поверхностными магнитными токами: магнитным током $\overline{j_1^{ms}}$, распределенным на верхней стороне $z = 0 + 0$ и магнитным током $\overline{j_2^{ms}}$ на нижней стороне пластины $z = 0 - 0$:

$$\overline{j_{cm}^{m}} = \begin{cases} \overline{j_1^{ms}} = -\bar{n} \times \bar{E}_0 = -\overline{\imath_y} E_0(x, y), \text{при } z = 0 + 0; \\ \overline{j_2^{ms}} = \bar{n} \times \bar{E}_0 = \overline{\imath_y} E_0(x, y), \text{при } z = 0 - 0. \end{cases} \quad (1)$$

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

В соответствии с граничными условиями тангенциальная составляющая напряженности электрического поля на обеих сторонах поверхности пластины равна нулю.

5.1 Формулировка метода решения задачи

Поскольку источники поля и идеально проводящая пластина расположены на конечном расстоянии от начала координат, то зависимость поля от расстояния при $r \to \infty$ имеет структуру уходящей сферической волны [2]:

$$\bar{E} = W\bar{H} \times \bar{r}_0;$$

$$E_\theta(\theta,\varphi) = WH_\varphi(\theta,\varphi) = E_{m\theta}\frac{\exp(-ikr)}{kr}F_1(\theta,\varphi)\left[1 + O\left(\frac{\rho}{r}\right)\right];$$

$$E_\theta(\theta,\varphi) = -WH_\theta(\theta,\varphi) = E_{m\theta}\frac{\exp(-ikr)}{kr}F_2(\theta,\varphi)\left[1 + O\left(\frac{\rho}{r}\right)\right], \qquad (2)$$

где $H_\theta, H_\varphi, (E_{m\theta}, E_{m\varphi})$– компоненты вектора напряженности магнитного (электрического) поля $\bar{H}$ (Е); $W = 120\pi$ Ом – волновое сопротивление свободного пространства; $\bar{r}_0 = \bar{r}/|\bar{r}|$– орт радиуса-вектора точки наблюдения $\bar{r}$; $\bar{r}_0 = \bar{\imath}_x \sin\theta\cos\varphi + \bar{\imath}_y \sin\theta\sin\varphi + \bar{\imath}_z\cos\theta$, $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число; λ – длина волны; $F_1(\theta,\varphi)$, $F_2(\theta,\varphi)$– комплексные ДН, определяемые из решения задачи; ρ – наибольшее расстояние от начала координат, расположенного в области источников, до точки источника; O – символ Ландау.

Предположим, что в каждой точке некоторой области V, ограниченной поверхностью S, образованной поверхностями $S_{\text{пл}}$ и сферы S_R, так что $S = S_{\text{пл}} + S_R$, определены электромагнитные поля $\overline{E_1}, \overline{H_1}$ и $\overline{E_2}, \overline{H_2}$, создаваемые независимыми друг от друга распределениями объемных магнитных сторонних токов j^m_{1cm}, j^m_{2cm}, соответственно (электрические источники отсутствуют).

Для решения поставленной задачи воспользуемся леммой Лоренца в интегральной форме, связывающей комплексные амплитуды двух электромагнитных полей. В качестве первого поля рассмотрим искомое поле двусторонней щелевой антенны. Тогда векторы E_1, H_1 и E_2, H_2 связаны между собой следующим интегральным соотношением:

$$\int_S [\overline{E_1} \times \bar{H}_2 - \bar{E}_2 \times \overline{H_1}] \cdot \bar{n}\,dS = \int_V \left(\overline{j^m_{cm}} \cdot \bar{H}_2 - \overline{j^m_{2cm}} \cdot \overline{H_1}\right)dV, \qquad (3)$$

где n – единичный вектор внешней нормали к поверхности S. Поля $\bar{E}_1, \overline{H_1}$ и $\bar{E}_2, \bar{H}_2$ в (3) удовлетворяют системе уравнений Максвелла и граничным условиям на поверхности S, однако не обязательно должны удовлетворять условию излучения на бесконечности. Соотношение (3) будет справедливым и в том случае, если каждое из решений, $\overline{E_1}, \overline{H_1}$ или $\overline{E_2}, \bar{H}_2$, содержит одну плоскую волну (или, в общем случае, бесконечную совокупность

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

плоских волн). Это замечание справедливо, потому что плоские волны, как известно, удовлетворяют системе однородных уравнений Максвелла, но не удовлетворяют условию излучения на бесконечности.

Далее будем полагать, что $\overline{E_1}, \overline{H_1}$ в (3) является искомым полем, создаваемым рассматриваемой щелевой антенной с известным распределением магнитных токов $\overline{J_{cm}^{m}}$. Индекс 1 у векторов искомого поля опустим. Искомое поле E, H удовлетворяет граничным условиям на поверхности $S_{\text{пл}}$ пластины и условию излучения на бесконечности. Будем считать, что поле $\overline{E_2}, \overline{H_2}$ создано элементарным магнитным диполем $\overline{J_{2cm}^{m}}$ с единичным моментом, расположенным в точке $\bar{r}_1$:

$$\overline{J_{2cm}^{m}} = \bar{a}\delta_3(\bar{r} - \bar{r}_1), \tag{4}$$

где a – единичный вектор, задающий ориентацию вспомогательного источника; $\delta_3(\bar{r} - \bar{r}_1)$ – трехмерная δ – функция.

Вспомогательное поле, обусловленное действием магнитного диполя $\overline{J_{2cm}^{m}}$, обозначим векторами $\bar{E}^{(m)}, \bar{H}^{(m)}$. Подставляя (4) в (3), получим, что проекция искомого поля на направление вектора $\bar{a}$ равна

$$\bar{a} \cdot \bar{H}(\bar{r}_1) = \int_V \overline{J_{cm}^{m}} \cdot \bar{H}^{(m)} dV + \int_S \left[\bar{E} \times \bar{H}^{(m)} - \bar{E}^{(m)} \times \bar{H}\right] \cdot \bar{n} dS, \tag{5}$$

Будем искать ДН в дальней зоне, то есть поведение вектора $\bar{H}(\bar{r}_1)$ при $r \to \infty$, поэтому для асимптотических оценок целесообразно выбрать бесконечно удаленный вспомогательный источник. Введем поле, возбуждаемое вспомогательным источником – функцию Грина $\left(\bar{E}^{(m)}, \bar{H}^{(m)}\right)$, как суммарное поле плоской волны $\left(\overline{E_p}, \overline{H_p}\right)$ и поля рассеяния $(\overline{E_S}, \overline{H_S})$ при падении плоской волны на сплошную пластину без щели:

$$\bar{E}^{(m)} = \bar{E}_p + \bar{E}_s;\ \bar{H}^{(m)} = \bar{H}_p + \bar{H}_s;$$

$$\bar{H}_p = \bar{H}_{mp} \cdot \exp\left(i\bar{k}_p \cdot \bar{r}\right) = \left(\bar{\iota}_\theta H_{mp\theta} + \bar{\iota}_\varphi H_{mp\varphi}\right) \exp\left(i\bar{k}_p \cdot \bar{r}\right);\ \bar{E}_p = W \cdot \bar{r}_p \times \bar{H}_p;$$

$$\bar{k}_p = k\bar{r}_p = k(\bar{\iota_x} \sin\theta_p \cdot \cos\varphi_p + \bar{\iota}_y \sin\theta_p \cdot \sin\varphi_p + \bar{\iota_z} \cos\theta_p) \tag{6}$$

где $\bar{k}_p$ – волновой вектор, характеризующий направление $\bar{r}_p(\theta_p, \varphi_p)$ прихода плоской волны, волна движется в направлении единичного вектора $-\bar{r}_p$. Плоская волна $(\overline{E_p}, \overline{H_p})$ является решением однородной системы уравнений Максвелла, поэтому во всех точках ограниченной части пространства левая часть уравнения (5) оказывается равной нулю. Следовательно, в ограниченной области пространства V справедливо соотношение (7):

$$-\int_V \overline{J_{cm}^{m}} \cdot \bar{H}^{(m)} dV = \int_S \left[\bar{E} \times \bar{H}^{(m)} - \bar{E}^{(m)} \times \bar{H}\right] \cdot \bar{n} dS \tag{7}$$

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Использование стороннего источника в виде плоской волны приводит к нарушению условия излучения. Однако если поле (E_p, H_p) вычесть из поля $(E^{(m)}, H^{(m)})$, то поле рассеяния будет удовлетворять условию излучения, так как это поле является решением соответствующей корректной краевой задачи.

Тогда выражение (7) принимает следующий вид:

$$-\int_V \overline{J_{cm}^{m}} \cdot \bar{H}^{(m)}\, dV = \\ = \int_S \left[\bar{E} \times \bar{H}_{mp} \exp\left(i\bar{k}_p \cdot \bar{r}\right) - \bar{E}_{mp} \exp\left(i\bar{k}_p \cdot \bar{r}\right) \times \bar{H}\right] \cdot \bar{n} dS + \\ + \int_S \left[\bar{E} \times \bar{H}_s - \bar{E}_s \times \bar{H}\right] \cdot \bar{n} dS \tag{8}$$

Выполнив операции векторного произведения во втором интеграле в правой части (8), получим:

$$\bar{E}_s = W\bar{H}_s \times \bar{r}_0;\ \bar{H}_s = \bar{H}_{sm} \exp(-i\bar{k}_p \cdot \bar{r}), \tag{9}$$

где $\bar{k}$ – волновой вектор, $\bar{k} = k\bar{r}_0$, поле $\bar{E}_s, \bar{H}_s$ имеет характер поля сферической волны, уходящей от пластины в бесконечность. Так как векторы $\bar{H}_s$ и $\bar{H}_{sm}$ в дальней зоне расположены перпендикулярно к направлению распространения, задаваемому единичным вектором r_0, то подынтегральное выражение поверхностного интеграла, содержащее поле рассеяния, обращается в нуль. Тогда в функции Грина $\left(\bar{E}^{(m)}, \bar{H}^{(m)}\right)$, входящей в (8), необходимо учитывать лишь слагаемые, включающие плоскую волну $\bar{E}_{mp}, \bar{H}_{mp}$:

$$-\int_V \bar{J}_{cm}^{m} \cdot \bar{H}^{(m)} dV = \int_{S_{\text{пл}}} \left[\bar{E} \times \bar{H}^{(m)} - \bar{E}^{m} \times \bar{H}\right] \cdot \bar{n} dS + \\ \int_{S_R} \begin{bmatrix} \bar{E} \times \bar{H}_{mp} \exp\left(i\bar{k}_p \cdot r\right) \\ -\bar{E}_{mp} \exp(i\bar{k}_p \cdot r) \times \bar{H} \end{bmatrix} \cdot \bar{n} dS \tag{10}$$

Учитывая асимптотическое поведение искомого поля при большом значении kr, граничные условия на поверхности пластины, из (10) получим [4] соотношения для диаграмм направленности:

$$F_1(\theta, \varphi) = i\frac{k^2}{4\pi} \cos\varphi \int_{S_{\text{щ}}} \bar{J}_1^{ms}(x, y) \begin{bmatrix} \bar{H}_{sy}(x, y, 0+0) - \\ \bar{H}_{sy}(x, y, 0-0) \end{bmatrix} dxdy \tag{11}$$

$$F_2(\theta, \varphi) = -i\frac{k^2}{4\pi} \cos\theta \cos\varphi \int_{S_{\text{щ}}} \bar{J}_1^{ms}(x, y) \begin{bmatrix} \bar{H}_{sy}(x, y, 0+0) - \\ \bar{H}_{sy}(x, y, 0-0) \end{bmatrix} dxdy. \tag{12}$$

Таким образом, если известно поле рассеяния, создаваемое плоской волной, падающей на сплошную пластину с некоторого направления (θ, φ), то может быть найдено значение ДН двухсторонней щелевой антенны в

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

этом направлении в результате интегрирования по поверхности щели разности предельных значений векторов напряженности магнитного поля рассеяния в месте расположения источников $\vec{J}_1^{ms}, \vec{J}_2^{ms}$ на противоположных сторонах пластины при их стремлении к поверхности пластины.

В качестве векторной трехмерной задачи рассмотрим поле излучения элементарного щелевого диполя, расположенного на бесконечно протяженной идеально проводящей ленте, диполь параллелен ленте и находится в центре. Эта задача имеет строгое решение для вектора $\overline{H}$ в дальней зоне в виде бесконечного спектра волновых гармоник, образованных эллиптическими функциями [3].

6. Численные и экспериментальные результаты

Численные результаты, полученные на основе решения краевой задачи электродинамики с применением векторной функции Грина, и экспериментальные результаты на рис. 3 представлены для макета с пластинами 2-5, выполненными из лужёной жести толщиной 0,3 мм.

Были изготовлены два экземпляра пластины размером 400 х 200 мм^2. В центре каждой пластины параллельно стороне длиною 400 мм прорезана щель с размерами 275х20 мм^2. На их основе создан макет антенны. В качестве делителя мощности 10 на два направления использован 3 дБ квадратурный направленный ответвитель. На рис. 3c) приведены экспериментальная и расчётная амплитудные диаграммы направленности турникетной антенны.

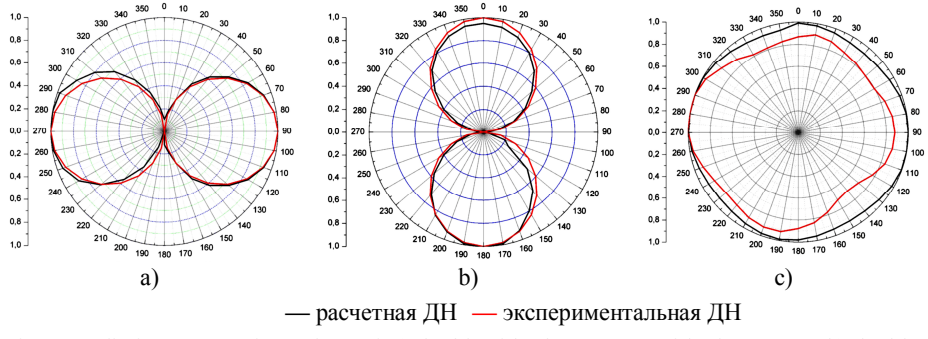
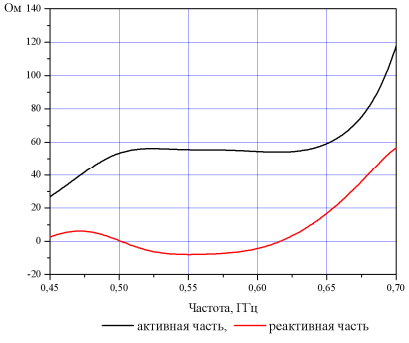


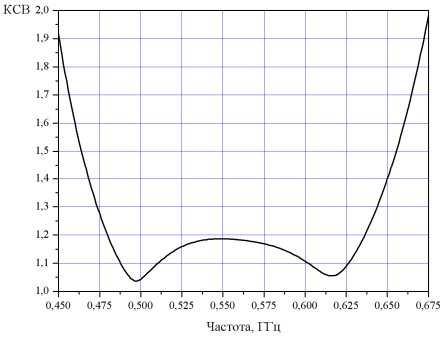
Fig. 3. Radiating patterns in E-plane of: a) double-side slot antenna with plates 2 – 4; b) double-side slot antenna formed with plates 3 – 5; c) turnstile slot antenna formed with plates 2 – 5.

Рис.3. Диаграммы направленности в плоскости вектора E: a) двухсторонней щелевой антенны, выполненной на пластинах 2 – 4; b) двухсторонней щелевой антенны, выполненной на пластинах 3 – 5; c) турникетной антенны, выполненной на пластинах 2 – 5.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.



a)



b)

Fig. 4. Real and imaginary part of turnstile slot antenna impedance vs frequency (a); and VSWR vs frequency (b)

Рис.4. Графики зависимостей от частоты активной и реактивной части входного сопротивления (a), и зависимость КСВ щелевой турникетной антенны от частоты (b).

7. Экспериментальные исследования образца щелевой турникетной антенны

Был изготовлен образец антенны, представляющий собой линейную четырёхэтажную антенную решётку щелевых турникетных излучателей.

На рис. 6а) приведены нормированные экспериментальные ДН четырёх щелевых турникетных излучающих элементов макета в составе линейной четырёхэтажной антенной решётки. Полоса частот по уровню КСВН=1,25 составляет 0,6 f, где f – средняя частота рабочего диапазона.

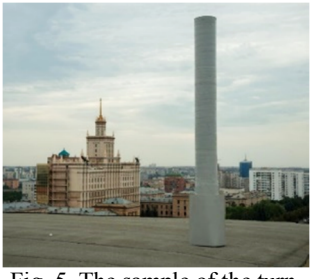


Fig. 5. The sample of the turnstile slot antenna with cover.

Рис.5. Фотография образца щелевой турникетной антенны с обтекателем.

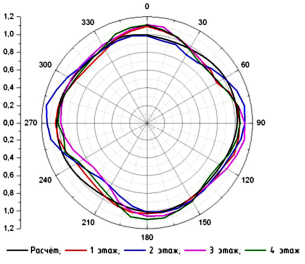


Fig. 6. E-plane radiating patterns of double-side slot antennas in an antenna array.

Рис.6. Диаграммы направленности в плоскости E двухсторонних щелевых антенн в составе решетки.



Fig. 7. H-plane radiating patterns of 4-level turnstile slot antenna.

Рис. 7. Диаграмма направленности в плоскости H 4-х этажной щелевой турникетной антенны.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Для образца антенны был изготовлен обтекатель с электрически “тонкой” стенкой толщиной 2,5мм, диаметром 245 мм и высотой 2000 мм.

КСВН антенны с обтекателем и антенны без обтекателя отличаются друг от друга на пренебрежимо малую величину.

Заключение

Таким образом, разработана оригинальная турникетная щелевая антенна с круговой диаграммой направленности в горизонтальной плоскости с горизонтальной поляризацией поля излучения в дециметровом диапазоне длин волн, обеспечивающая согласование с фидером на уровне КСВ менее 1,2 в полосе частот, составляющей 60% от средней частоты.

Решена краевая задача электродинамики применительно к расчёту амплитудных и фазовых диаграмм направленности антенны, выполненной в виде двухсторонней щели конечных длины и ширины на идеально проводящей бесконечно тонкой ленте. При этом использованы векторная функция Грина, теорема взаимности строгое решение задачи дифракции плоской волны на идеально проводящей ленте.

Список литературы

[1] Брауде Е.Б. Развитие техники антенн // Радиотехника. – 1969. - №26. – с. 1 – 11.

[2] Широкополосная турникетная антенна: пат. 2401492 Рос. Федерация МПК7 H 01 Q 13/ 00 Войтович Н.И., Клыгач Д.С., Репин Н.Н. - №2009133771/07, 08.09.2009. приоритет 08.09.2009.

[3] Айзенберг Г.З. и др. Антенны УКВ. Под ред. Г.З. Айзенберга. В 2-х ч. Ч. 1. М., Связь, 1977. 384с.

[4] Войтович Н.И., Клыгач Д.С., Хашимов А.Б. Математические модели щелевых антенн. //Вестник ЮУрГУ №25 (294) «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника» 2012, выпуск 17, с. 6-10.

References

[1] Braude Y.B. Razvitiye tekhniki antenn (Antenna technic development) // Radiotekhnika, 1969, #26. – pp. 1 – 11.

[2] Shirokopolosnaya turniketnaya antenna (Wideband turnstile antenna): Pat. 2401492 Ros. Federatsiya MPK7 H 01 Q 13/ 00 Voytovich N.I., Klygach D.S., Repin N.N. - №2009133771/07, 08.09.2009.

[3] Ayzenberg G.Z. and others. Antenny UKV (UHF antennas). Pod red. G.Z. Ayzenberga. V 2-kh ch. CH. 1. M., Svyaz, 1977.

[4] Voytovich N.I., Klygach D.S., Khashimov A.B. Matematicheskiye modeli shchelevykh antenn (Slot antennas mathematical models) //Vestnik YUUrGU #25 (294) “Kompyuternyye tekhnologii, upravleniye, radioelektro-nika” 2012, vypusk 17, pp. 6-10.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

A Dual-Band Shared-Aperture Antenna System Based on Single Mode Artificial Magnetic Conductor

Verba V.S., Volkov A.P., Kakshin V.V., Ryzhov I.Yu., Kozlov K.V., Kurochkin A.P.
JSC «Radio Engineering Corporation «VEGA»
Moscow, 121170, Russian Federation
mail@vega.su
alexander.p.volkov@gmail.com

Annotation: *Research on design a dual-band shared-aperture antenna system coupled with single mode artificial magnetic conductor is made. Technical solution of dual-band shared-aperture antenna system with frequency ratio $f_{hf} / f_{lf} = 3$ is developed with use of artificial magnetic conductor. S-parameters, mutual coupling and directivity characteristics received by means f computational electrodynamics are presented.*

Keywords: *Shared-aperture, dual band, dual frequency, artificial magnetic conductor, isolation, mutual coupling.*

Двухдиапазонная совмещенная антенная система на основе однорезонансного искусственного магнитного проводника

Верба В.С., Волков А.П., Какшин В.В., Рыжов И.Ю., Козлов К.В., Курочкин А.П.
АО «Концерн «ВЕГА»
г. Москва, 121170, Российская Федерация
mail@vega.su
alexander.p.volkov@gmail.com

Аннотация: *Исследована возможность построения совмещенных двухдиапазонных антенных систем на основе однорезонансного искусственного магнитного проводника. Разработано техническое решение совмещенной двухдиапазонной антенной системы с отношением рабочих частот антенн $f_{hf} / f_{lf} = 3$, комплексированной с искусственным магнитным проводником. Приведены, рассчитанные с*

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

помощью электродинамического моделирования, характеристики согласования, развязки и направленности разработанной совмещенной антенной системы.

Ключевые слова: Совмещенная антенна, двухдиапазонная антенна, искусственный магнитный проводник, взаимовлияние, развязка.

1. Введение

Актуальной задачей современной радиоэлектроники является создание радиоэлектронных комплексов с совмещенной антенной системой, функционирующей в нескольких диапазонах частот. Использование нескольких радиочастотных диапазонов позволяет существенно улучшить характеристики традиционных радиотехнических систем. Например, в радиолокационных комплексах землеобзора с синтезированной апертурой работа [1] в различных диапазонах позволяет достичь одновременно высокой разрешающей и проникающей способности радиолокатора.

Разработке совмещенных многодиапазонных антенн и антенных решеток посвящены работы отечественных и зарубежных ученых [2-4]. Однако всевозрастающие требования, предъявляемые к антенным системам, приводят к необходимости исследования возможностей расширения полосы рабочих частот, сектора сканирования, минимизации габаритов антенных систем. Решению некоторых указанных задач может способствовать наметившаяся тенденция использования искусственных периодических структур для улучшения радиотехнических и массогабаритных характеристик антенн. Подобные структуры используются для создания однодиапазонных низкопрофильных антенн и антенных решеток, подавления поверхностных волн, устранения эффекта ослепления и расширения сектора сканирования печатных ФАР, уменьшения взаимовлияния между антенными системами и их элементами, контроля диаграммы направленности, входного импеданса и эффективности излучения [5-6].

Целью работы является исследование возможности снижения высоты профиля и расширения полосы рабочих частот совмещенной двухдиапазонной АС путем внедрения в её конструкцию структуры со свойствами искусственного магнитного проводника (artificial magnetic conductor (AMC)).

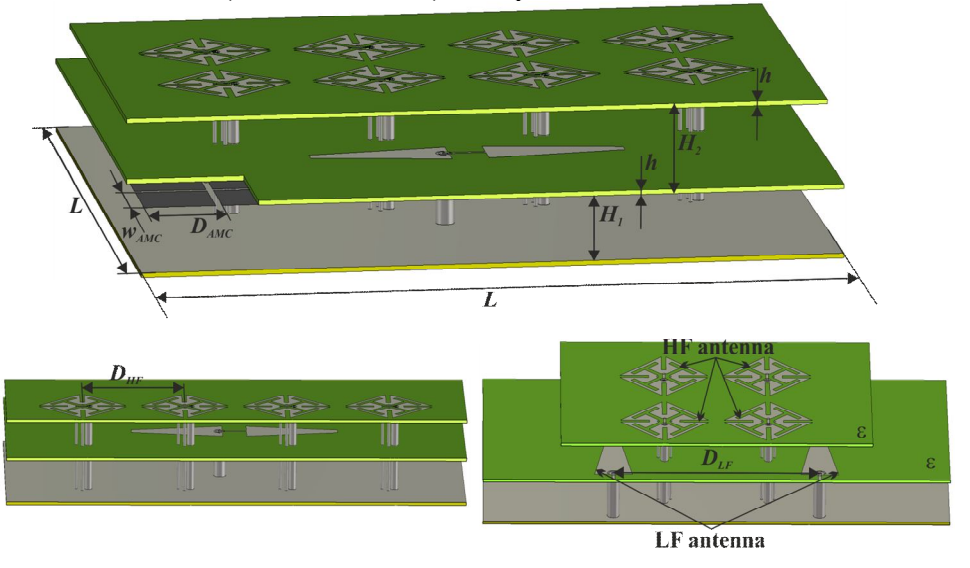
2. Описание антенной системы

Исследование возможности построения совмещенной двухдиапазонной АС на основе АМС структуры проводилось применительно к АС со следующими параметрами:

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

- центральная частота низкочастотной (НЧ) антенны: f_{lf} = 2 ГГц;
- полоса рабочих частот НЧ антенны: 800 МГц (40%);
- центральная частота высокочастотной (ВЧ) антенны: f_{hf} = 6 ГГц;
- полоса рабочих частот ВЧ антенны: 900 МГц (15%);
- развязка между антеннами ВЧ и НЧ диапазонов: не более минус 15 дБ;
- поляризация НЧ и ВЧ антенн: линейная горизонтальная.

На рис. 1 приведен общий вид разработанной совмещенной двухдиапазонной АС. АМС применяется для снижения высоты профиля и расширения полосы рабочих частот низкочастотной антенны. В качестве НЧ антенны выбрана антенна, приведенная в [7]. НЧ антенна представляет собой два печатных вибраторных излучателя, разнесенных в Н-плоскости на расстояние ~0.4λ_{lf} и питаемых синфазно. ВЧ антенна, представляющая собой восьмиэлементную антенную решетку, использует элементы АМС в качестве проводящего рефлектора и располагается на расстоянии $\sim\lambda_{hf}/4$ от нее. В качестве излучателя ВЧ антенны рассматривались различные типы элементов (вибраторные излучатели с симметрированием и без, различные типы патч-антенн). Электродинамическое моделирование показало, что элемент, приведенный в [8], оказал наименьшее влияние на НЧ антенну. В качестве оснований НЧ и ВЧ антенн используется СВЧ платы из стеклотекстолита (ε = 4.3, h = 1 мм). Габариты АС: 149.4×149.4×24 мм.



Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

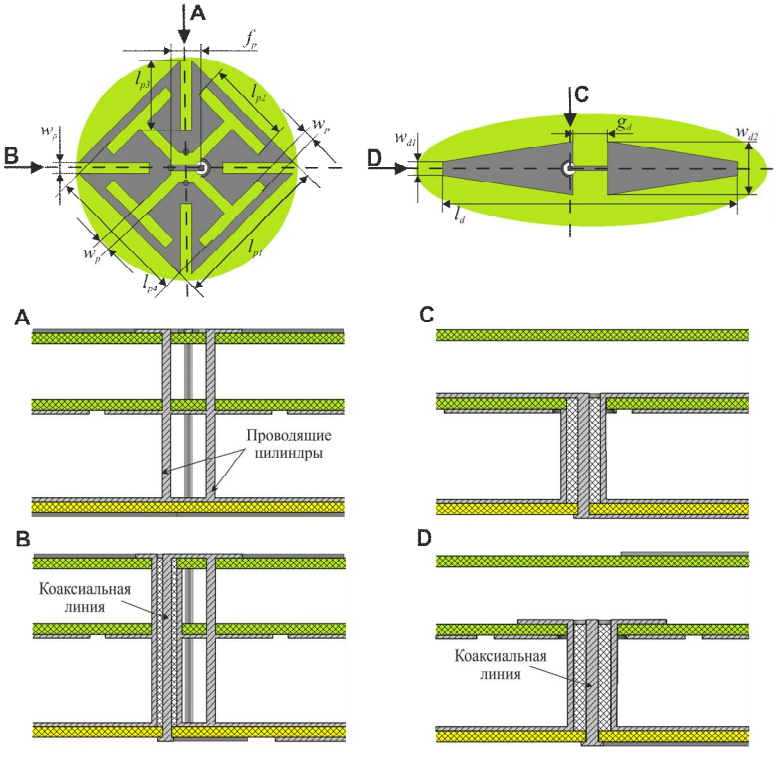


Рис. 1. Совмещенная двухдиапазонная АС на основе АМС.

Fig. 1. Dual-band shared-aperture antenna system with AMC.

При переходе от однодиапазонной к двухдиапазонной АС наибольшее ухудшение радиотехнических параметров наблюдалось для НЧ антенны. В таблице 1 для сравнения приведены геометрические параметры НЧ антенны без совмещения и с совмещением. Видно, что при переходе к двухдиапазонной АС требуется подстройка геометрических параметров НЧ антенны. Геометрические ВЧ антенны в двухдиапазонной АС остались неизменными: $l_{p1} = 19.2$ мм, $l_{p2} = 11.2$ мм, $l_{p3} = 9.5$ мм, $l_{p4} = 18.8$ мм, $w_p = 1$ мм, $f_p = 4$ мм.

Таблица 1 – Сравнение геометрических параметров НЧ антенны с и без совмещения.

	H_1, мм	w_{AMC}, мм	D_{AMC}, мм	l_d, мм	g_d, мм	w_{d1}, мм	w_{d2}, мм
Без совмещения	12	15.2	16.1	52.7	8.2	0.4	6.8
С совмещением	13	15.7	16.6	67.2	7.9	3.2	12.1

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

На рис. 2 приведена геометрия фидера совмещенной двухдиапазонной АС. Фидер выполнен на печатной плате ФЛАН-5 толщиной 1 мм и с диэлектрической проницаемостью 5. Фидер низкочастотной антенны представляет собой делитель на два. Геометрические параметры фидера НЧ антенны: $w = 1.74$ мм, $w_{lf} = 0.89$ мм, $l_{lf} = 39.6$ мм. В фидере ВЧ антенны используются связанные линии для создания фильтрующих свойств: в диапазоне частот 1.6…2.4 ГГц коэффициент отражения от входа фидера не менее минус 0.5 дБ, а в диапазоне частот 5.55…6.45 – не более минус 20 дБ. Геометрические параметры фидера ВЧ антенны: $w_{hf1} = 0.76$ мм, $l_{hf1} = 12.57$ мм, $w_{hf2} = 0.7$ мм, $l_{hf2} = 12.53$ мм, $w_{hf3} = 0.9$ мм, $l_{hf3} = 12.31$ мм, $l_c = 9.25$ мм, $s_c = 2.5$ мм, $w_c = 0.19$ мм, $g_c = 0.17$ мм.

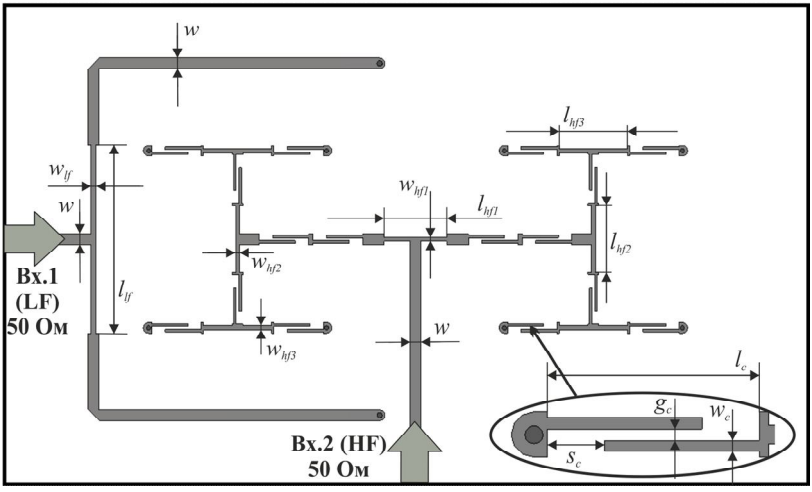


Рис. 2. Фидер совмещенной двухдиапазонной АС.

Fig. 2. Dual-band shared-aperture antenna system feeder.

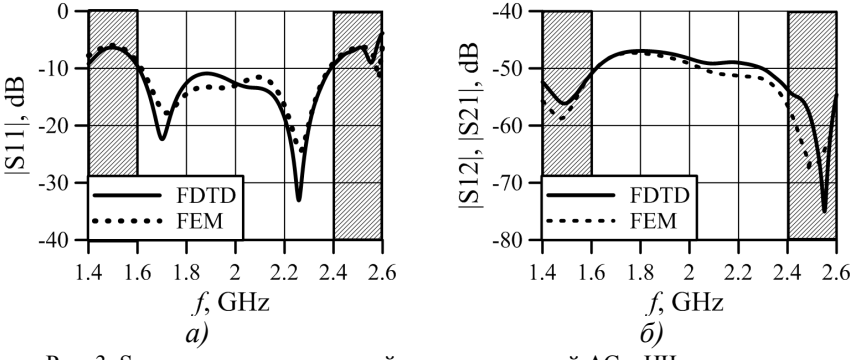
3. Результаты электродинамического моделирования

Расчет совмещенной двухдиапазонной АС проводился двумя методами электродинамического моделирования: методом конечных разностей во временной области (FDTD) и методом конечных элементов (FEM). При этом в НЧ диапазоне использовались сетки разбиения из 41.9 млн. прямоугольных ячеек (при расчете методом FDTD) и 1631 тыс. тетраи-

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

дальных ячеек (при расчете FEM). В ВЧ диапазоне использовались сетки разбиения из 126 млн. прямоугольных ячеек (при расчете методом FDTD) и 2419 тыс. тетраидальных ячеек (при расчете FEM).

На рис. 3 *а*) приведены, рассчитанные значения коэффициента отражения от входа НЧ антенны (S11). Значение S11 в рабочем диапазоне частот 1.6…2.4 ГГц не превышает минус 10 дБ. На рис. 3 *б*) приведены, рассчитанные значения развязки между НЧ и ВЧ антеннами (S12 и S21). Значение развязки в рабочем диапазоне частот 1.6…2.4 ГГц не превышает минус 45 дБ. Использование фидера с фильтрующими свойствами ВЧ антенны позволило обеспечить низкое значение развязки между НЧ и ВЧ антеннами в НЧ диапазоне. Кроме того, использование указанного фидера позволило устранить узкополосные «фидерные» резонансы, возникающие в НЧ диапазоне и обусловленные, трансформирующими свойствами традиционного фидера. Отметим, что на частоте $f \sim 2.6$ ГГц (рис. 3 *а*) наблюдается резонансный эффект, вызванный влиянием ВЧ антенны и питающих ее коаксиальных кабелей на НЧ антенну. Выбранный тип элемента ВЧ антенны, а также система закорачивающих проводящих цилиндров (рисунок 1) позволили переместить отмеченный резонанс из рабочей полосы частот.



а) *б)*

Рис. 3. S-параметры совмещенной двухдиапазонной АС в НЧ диапазоне.

Fig. 3.Dual-band shared-aperture antenna system S-parameters in LF-band.

На рис. 4 приведены характеристики направленности совмещенной двухдиапазонной АС. Рис. 4 *а)* иллюстрирует частотную зависимость коэффициента усиления (G) НЧ антенны. Снижение G вблизи частоты 1.6

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ГГц обусловлено расширением ДН антенны из-за влияния вертикальных элементов фидера ВЧ антенны. На рис. 4 *б)*, *в)* приведены сечение ДН (*D*) НЧ антенны на частоте 2 ГГц в **E**-плоскости (рис. 4 *б)*) и в **H**-плоскости (рис. 4 *в)*).

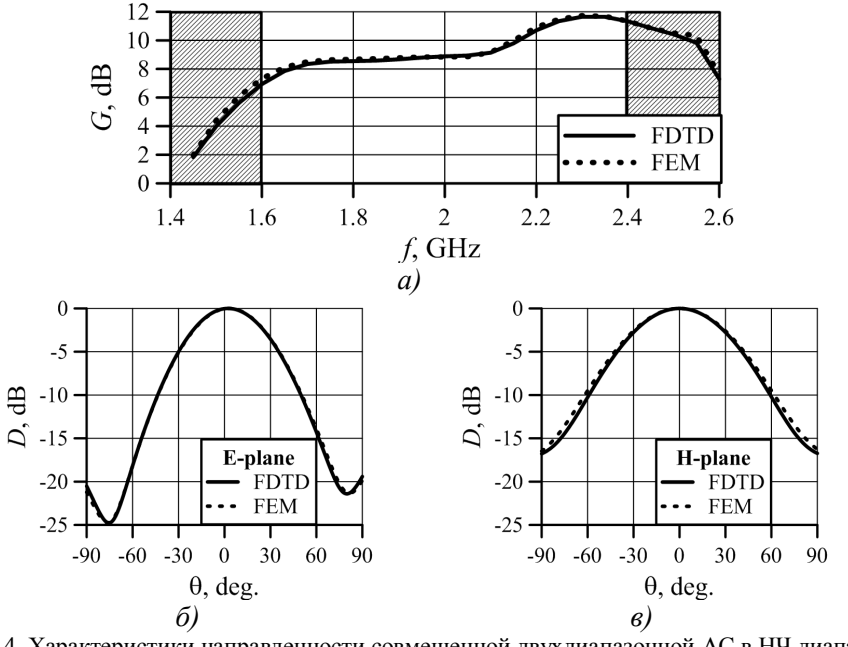


Рис. 4. Характеристики направленности совмещенной двухдиапазонной АС в НЧ диапазоне.

Fig. 4. Dual-band shared-aperture antenna system directivity characteristics in LF-band.

На рис. 5 *а)* приведены, рассчитанные значения коэффициента отражения от входа ВЧ антенны (S22). Значение S22 в рабочем диапазоне частот 5.55…6.45 ГГц не превышает минус 9.5 дБ. На рис. 5 *б)* приведены, рассчитанные значения развязки между ВЧ и НЧ антеннами (S12, S21). Значение развязки в рабочем диапазоне частот 5.55…6.45 ГГц не превышает минус 25 дБ. Ухудшение развязки между антеннами при f ~ 6.6 ГГц происходит, по-видимому, из-за возбуждения поверхностной волны в АМС структуре.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

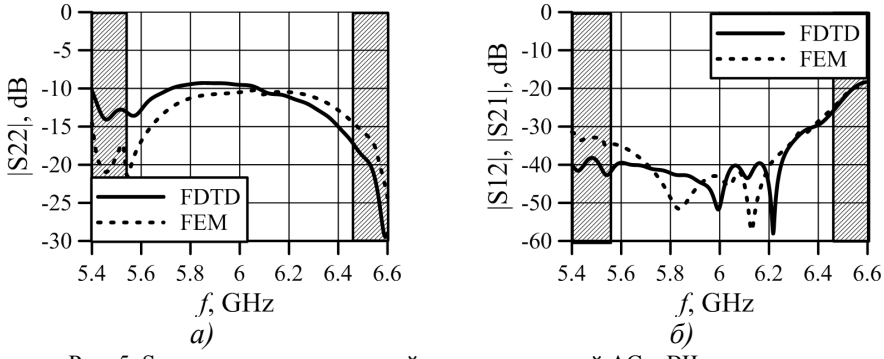


Рис. 5. S-параметры совмещенной двухдиапазонной АС в ВЧ диапазоне.

Fig. 5. Dual-band shared-aperture antenna system S-parameters in HF-band.

На рис. 6 приведены характеристики направленности совмещенной двухдиапазонной АС. Рисунок 6 *а)* иллюстрирует частотную зависимость коэффициента усиления (*G*) ВЧ антенны. На рис. 6 *б)*, *в)* приведены сечение ДН (*D*) ВЧ антенны на частоте 6 ГГц в Е-плоскости (рис. 6 *б)*) и в Н-плоскости (рис. 6 *в)*).

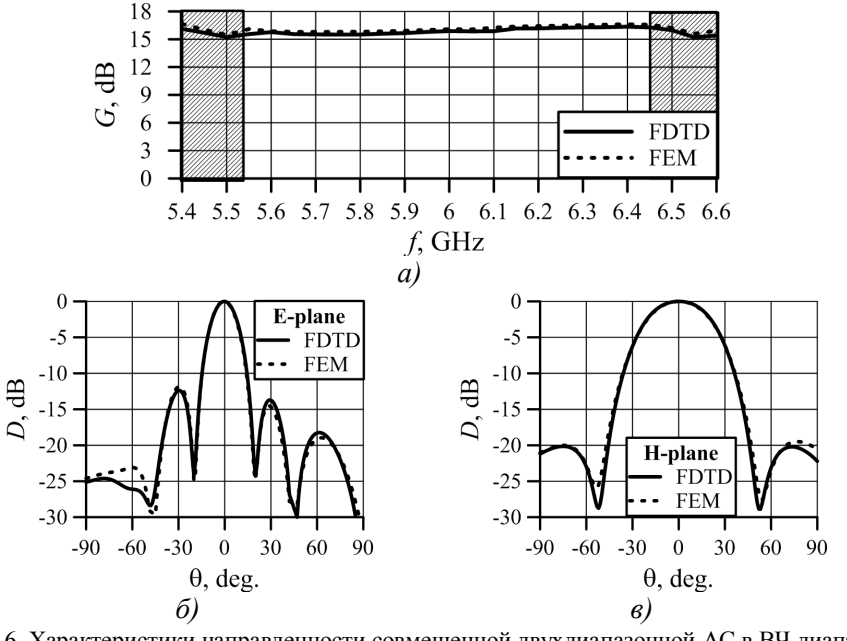


Рис. 6. Характеристики направленности совмещенной двухдиапазонной АС в ВЧ диапазоне.

Fig. 6. Dual-band shared-aperture antenna system directivity characteristics in HF-band.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Заключение

Показана возможность использования однорезонансных АМС структур для построения совмещенных двухдиапазонных АС. Отмечены резонансные явления, вызванные взаимовлиянием между НЧ антенной, ВЧ антенной и АМС структурой. Показаны возможности устранения отмеченных резонансов путем выбора типа элемента ВЧ антенны, использования фидера ВЧ антенны с фильтрующими свойствами. На основе проведенных исследований разработана совмещенная двухдиапазонная АС на основе АМС с отношением рабочих частот ВЧ и НЧ антенн $f_{hf} / f_{lf} = 3$. Высота разработанной АС составляет $0.16\lambda_{LF}$ (меньше на 36% по сравнению с классическим случаем совмещенных вибраторно-вибраторных АС) при полосе рабочих частот 40% в НЧ-диапазоне и 14% в ВЧ диапазоне по уровню КСВ≤2. Развязка между антеннами различного диапазона не превышает минус 30 дБ.

Список литературы

[1] Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / под ред. В.С. Вербы. М.: Радиотехника. 2010. С. 680.

[2] Проблемы антенной техники / под ред. Л.Д. Бахраха и Д.И. Воскресенского. – М.: Радио и связь. 1989. С. 368.

[3] Пономарев Л.И., Степаненко В.И. Сканирующие многочастотные антенные решетки / Под ред. Л.И. Пономарева. М.: Радиотехника, 2009. – 328 с.

[4] R. Pokuls, J. Uher, D.M. Pozar. Dual-Frequency and Dual-Polarization Microstrip Antennas for SAR Applications // IEEE Trans. Antennas Propag. V.46. №9. 1998. P. 1289-1296

[5] Engheta N., Ziolkowski R. W. Metamaterials: physics and engineering exploration. John Wiley & Sons. 2006. P. 440.

[6] Sievenpiper D.F., Zhang L., Broas R.F.J., et al. High–impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band // IEEE Trans. on microwave theory and techniques. 1999. V. 57. No.11. 1999. P. 2059-2074.

[7] Alexander P. Volkov, Kirill V. Kozlov, Alexander P. Kurochkin, Alexander Yu. Grinev. Enhanced Directivity of Low-Profile Wideband Antenna Based on Artificial Magnetic Conductor // IEEE Conference Publications: Radiation and Scattering of Elec-tromagnetic Waves (RSEMW), 2017. P. 2179-2184.

[8] B. Li, Y.-Z. Hu, W. Hu, et. al. Wideband Dual-Polarized Patch Antenna With Low Cross Polarization and High Isolation // IEEE Antennas and Wireless Propag. Letters. V.11. 2012. P. 427-430.

References

[1] V.S. Verba. Spaceborne Earth Survillance Radar Systems – M.: Radiotechnika, 2010 – 680 pp. (In Russian)

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[2] L.D. Bachrach, Voskresenskii D.I. Antenna technics problems. – M.: Radio i svyaz'. 1989. pp. 368. (In Russian)

[3] Ponomaryov L.I.., Stepanenko V.I.. Steering multiband antenna arrays . M.: Radiotechnika, 2009. – 328 pp. (In Russian)

[4] R. Pokuls, J. Uher, D.M. Pozar. Dual-Frequency and Dual-Polarization Microstrip Antennas for SAR Applications // IEEE Trans. Antennas Propag. V.46. №9. 1998. P. 1289-1296

[5] Engheta N., Ziolkowski R. W. Metamaterials: physics and engineering exploration. John Wiley & Sons. 2006. P. 440.

[6] Sievenpiper D.F., Zhang L., Broas R.F.J., et al. High–impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band // IEEE Trans. on microwave theory and techniques. 1999. V. 57. No.11. 1999. P. 2059-2074.

[7] Alexander P. Volkov, Kirill V. Kozlov, Alexander P. Kurochkin, Alexander Yu. Grinev. Enhanced Directivity of Low-Profile Wideband Antenna Based on Artificial Magnetic Conductor // IEEE Conference Publications: Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), 2017. P. 2179-2184.

[8] B. Li, Y.-Z. Hu, W. Hu, et. al. Wideband Dual-Polarized Patch Antenna With Low Cross Polarization and High Isolation // IEEE Antennas and Wireless Propag. Letters. V.11. 2012. P. 427-430.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Двухдиапазонные антенные системы спутникового телевидения

[1]Овчинникова Е.В., Фам Ван Винь
Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет) «МАИ»
Волоколамское шоссе, д.4, Москва, 125993, Российская Федерация
oea8888@gmail.com

Аннотация: *Рассмотрены двухдиапазонные антенные решетки систем спутникового телевидения. Отмечены достоинства и недостатки таких антенн по сравнению с широко применяемыми зеркальными антеннами. Разработаны модели расчета отдельных элементов и решетки из широкополосных микрополосковых излучателей с применением современных пакетов прикладных программ. Определены характеристики направленности и частотные характеристики излучателей микрополосковой антенной решетки, работающей в режиме приёма и передачи. Показана возможность совместной независимой работы передающего и приемного каналов антенной решетки за счет развязки по поляризации. Определены характеристики направленности микрополосковой антенной решетки, работающей в режиме приёма и передачи.*

Ключевые слова: двухдиапазонные антенные решетки, антенны спутникового телевидения, микрополосковые антенные решетки.

1. Введение

В современных системах непосредственного телевизионного вещания в настоящее время наметился переход от апертурных антенн к антенным решеткам. Модернизация систем спутникового телевидения проводится с целью повышения информационной емкости телевизионных каналов для увеличения объема и качества передаваемой информации. Перспективным направлением является разработка и создание антенных решеток, которые позволяют проводить обработку сигналов. Начиная с 90-х годов небольшие спутниковые антенны для приема в Ku-диапазоне стали выпускаться в России и за рубежом [1,2]. Все решетки выпускались в печатном исполнении, так как печатная технология в настоящий момент достаточно хорошо освоена и позволяет реализовать компактные, недорогие антенны, хорошо совместимые с цифровыми устройствами управления и обработки информации. К достоинствам решеток можно также отнести их малую заметность и соответствующая маскировка с помощью обтекателя

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

позволяет сохранять вид зданий и сооружений. Кроме типовых печатных антенн, в настоящее время разработаны и широко применяются на практике широкополосные антенны [3,4].

Антенная решетка системы спутникового телевидения, устанавливаемая на ретрансляторе, должна обеспечивать работу в двух диапазонах частот. При работе на прием используется нижний поддиапазон Ku-диапазона от 10,7 до 12,75 ГГц и линейная горизонтальная поляризация. Для передачи используется верхний поддиапазон Ku-диапазона от 13,25 до 14,75 ГГц и линейная вертикальная поляризация [5].

В данной работе с помощью численного моделирования исследуются характеристики направленности и частотные характеристики двухдиапазонных антенных систем спутникового телевидения с развязкой по поляризации.

2. Исследуемые модели

Антенная решетка из двухдиапазонных микрополосковых излучателей показана на рис.1. По размерам апертуры решетка соответствует зеркальной антенне, диаметром D=60 см. На рис.2 показаны зависимости коэффициента усиления от частоты антенной решетки и прямофокусной зеркальной антенны при разной эффективности.

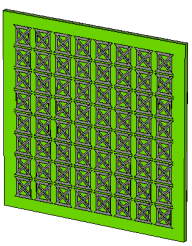


Рис.1.Антенная решетка из двухдиапазонных микрополосковых излучателей

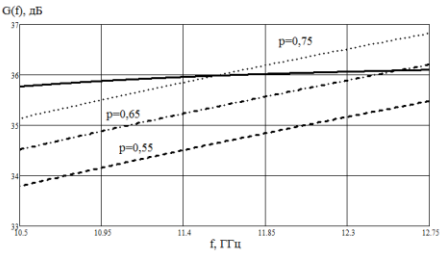


Рис.2. Зависимости коэффициента усиления от частоты антенной решетки и зеркальной антенны при разной эффективности p.

На рис.3 приведены зависимости УБЛ от частоты рассматриваемой антенной решетки и отражательной антенной решетки, взятые из статьи [6].

Особенностью функционирования антенных систем спутниковой телевидения является работа в двух поддиапазонах Ku-диапазона с разделением их по поляризации. Такой режим работы можно обеспечить, используя различные типы рупорных излучателей.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

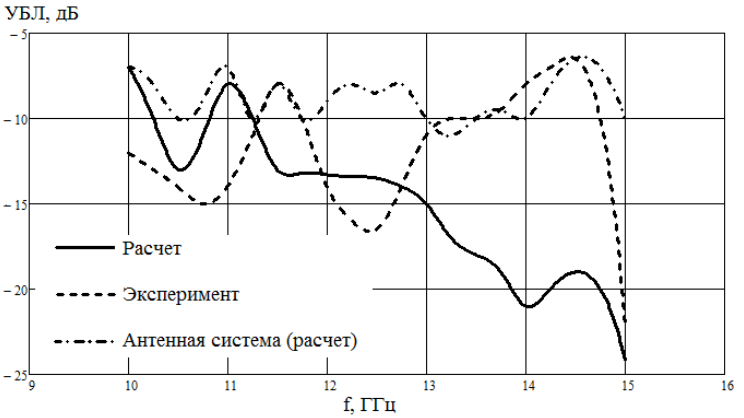


Рис.3. Расчетная и экспериментальная зависимости УБЛ от частоты для отражательной антенной решетки и расчетная зависимость УБЛ от частоты для микрополосковой антенны.

На рис.4 приведены модели антенных решеток из рупорных излучателей с ромбической, эллиптической и крестообразной формой излучающего раскрыва. На рис.5 показан фрагмент распределительной системы.

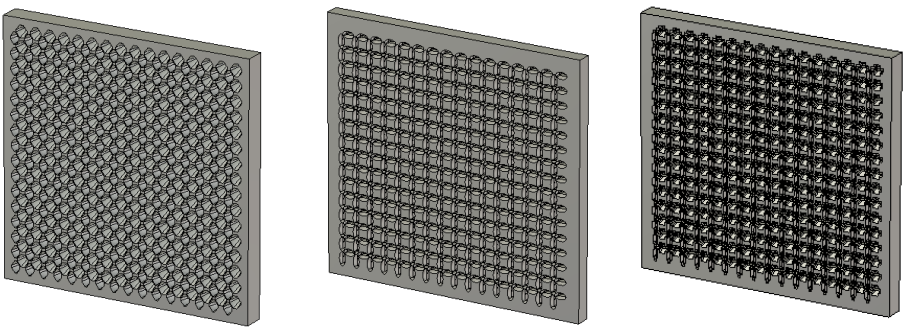


Рис.4.Общий вид антенного полотна.

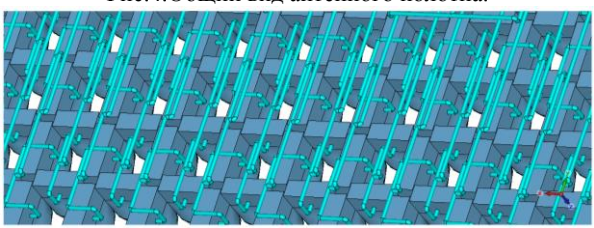


Рис.5. Распределительная система

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Рупорная антенная решётка с волноводно-коаксиальной распределительной системой в заданном частотном диапазоне обладает существенно меньшими потерями, чем микрополосковая. В такой антенной решетке также легко реализовать двух поляризационный режим работы, путём размещения парных волноводных элементов с различной ориентацией в пространстве.

Изготовление антенны методами гальванопластики позволяет уменьшить массу и габаритные размеры антенны, а также исключить из распределительной системы все неоднородности, возникающие при соединении отдельных элементов фидерного тракта. В докладе приведятся результакты моделирования рупорных антенных систем с различной формой излучающего раскрыва элемента.

3. Практические результаты

Разработанные модели расчета и статистического анализа характеристик направленности антенных решеток реализованы в виде программ и направлены на решение широкого круга задач, в частности, для получения исходных данных при создании макетов антенного полотна и распределительной системы двухдиапазонных антенных решеток, построенных на основе элементов со сложной формой излучающего раскрыва.

4. Заключение

Предложены и рассмотрены различные способы реализации широкополосного и многодиапазонного режима работы, обеспечивающие допустимое изменение характеристик направленности в двух поддиапазонах Ku-диапазона: 10,7-12,75 ГГц при работе антенной системы на приём и 13,25-14,75 ГГц при работе на передачу. Для построения антенной системы спутникового телевидения предложены 5 типов излучателей. Проведен сравнительный анализ и расчет характеристик таких излучателей. Разработаны модели широкополосных и двухдиапазонных микрополосковых излучателей, а также рупорных излучателей с эллиптической формой излучающего раскрыва.

Проведена параметрическая оптимизация излучателей. Определены оптимальные размеры элементов антенной решетки по критерию наилучшего согласования. Рассчитаны варианты элементов, заполненных диэлектриком. Такое заполнение позволяет не только уменьшить размеры элементов, но и учесть влияние защитного покрытия излучателей. Проведена параметрическая оптимизация излучателя в виде рупора с эллиптической формой излучающего раскрыва.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

Разработаны электродинамические модели микрополосковых и рупорных излучателей, а также антенных систем, состоящих из 64 элементов. Получены частотные характеристики и характеристики направленности излучателей в трех частотных диапазонах работы антенной системы спутникового телевидения. Показано, что предложенные антенные системы, рассчитанные с учетом потерь в фидерной распределительной системе, имеют усиление такое же, как и широко применяемые на практике зеркальные антенны, но меньшие продольные габариты, чем у зеркальных антенн.

Список литературы

1. Семенин С.Н., Бушкин С.С., Колмакова Н.Г. и Меджитов Р.Д. Широкополосная печатная антенна Х-диапазона. Электроника и микроэлектроника СВЧ. Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В.И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, с.241-245.
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. Сверхширокополосные антенны. Перевод с американского под редакцией Бененсона Л.С. М., Мир, 1964 г. 416 с.
4. M. S. A. Rani, S. K. A. Rahim, M. R. Kamarudin, T. Peter, S. W. Cheung, and B. M. Saad, “Electromagnetic behaviors of thin film CPW-fed CSRR loaded on UWB transparent antenna,” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 13, pp. 1239–1242, December 2014.
5. Спутниковая связь и вещание: Справочник/ Под. ред. Я.Л. Кантора. – М:Радио и связь, 1997.
6. Е.А. Литинская, С.В. Поленга, Ю.П. Саломатов. Разработка и исследование отражательной антенной решетки для сетей дуплексной спутниковой связи. Радиотехника. Телекоммуникации. Антенны. Микроволновые устройства. Доклады ТУСУРа, № 2 (24), часть 1, декабрь 2011.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Компактная двухдиапазонная антенно-фидерная система СВЧ и КВЧ диапазонов

Галкина Э.В., Назаров В.С.
Акционерное общество"Научно-производственное предприятие"Радар-ммс"
(АО "НПП"Радар ммс")
г. Санкт-Петербург, 197375, Российская Федерация
galkina_ev@radar-mms.com, nazarov_vs@radar-mms.com

Аннотация: *В работе рассматривается компактная двухдиапазонная антенно-фидерная система, используемая для возбуждения рефлекторной антенны сантиметрового (СВЧ) и миллиметрового (КВЧ) диапазонов длин волн. Рабочие частоты имеют существенное частотное разнесение порядка 10:1. Приводится описание конструкции двухдиапазонного облучателя совместно с фидерным трактом и основные характеристики излучения в двух частотных диапазонах.*

Ключевые слова: двухдиапазонный облучатель, конический рупор, коаксиальный рупор, коаксиально-волноводный переход, волна типа H11 в коаксиальном волноводе, сантиметровый диапазон, миллиметровый диапазон.

1. Введение

На сегодняшний день, по-прежнему, представляют особый интерес рефлекторные антенные системы, работающие одновременно в нескольких частотных диапазонах [1-6]. В настоящей работе описывается конструкция компактной двухдиапазонной антенно-фидерной системы, которая имеет частотное разнесение порядка 10:1.

Диапазонные свойства рефлекторных антенн во многом определяются диапазонными характеристиками излучения облучателя. Необходимо, чтобы облучатель имел в обоих частотных диапазонах осесимметричные диаграммы направленности (ДН), низкий уровень бокового и кроссполяризационного излучения. В качестве облучателя в СВЧ диапазоне используется коаксиальный рупор с частичным диэлектрическим заполнением [4, 5, 7], а в КВЧ диапазоне – конический рупор с короткозамкнутыми канавками.

При разработке двухдиапазонного облучателя особое внимание уделялось обеспечению осевого совмещения ДН антенны с общей апертурой, формирования ДН равной ширины в вертикальной и горизонтальной плоскостях в совмещаемых рабочих диапазонах, совпадения фазовых центров облучателя в разных рабочих диапазонах.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

2. Эскиз двухдиапазонной антенно-фидерной системы

На Рис.1. представлено сечение двухдиапазонного облучателя совместно с фидерным трактом. В основе конструкции двухдиапазонной антенно-фидерной системы лежит идея размещения в центральном проводнике коаксиального рупора сантиметрового диапазона конического рупора и тракта миллиметрового диапазона. Коаксиальный рупор возбуждается волной типа H_{11} в коаксиальном волноводе, конический рупор возбуждается волной типа H_{11} в круглом волноводе. Электромагнитные поля, возбуждаемые в рупорах сантиметрового и миллиметрового диапазона, имеют общую плоскость поляризации.

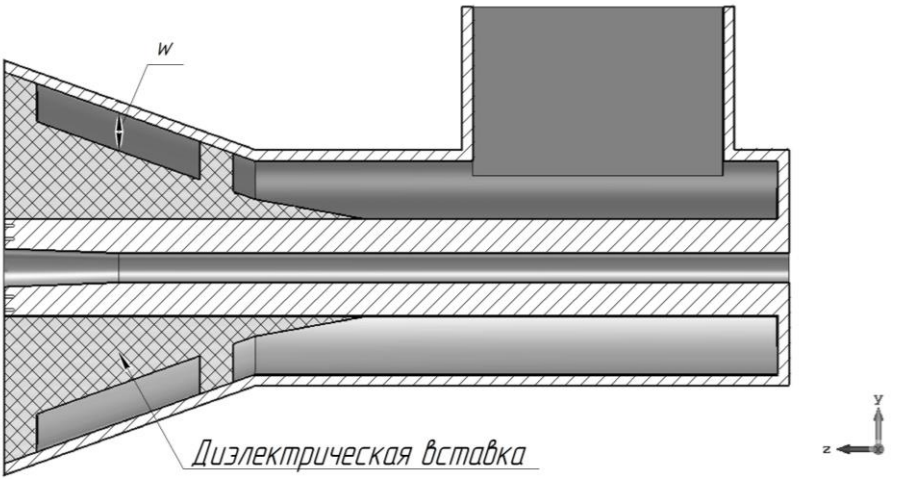


Рис. 1. Сечение двухдиапазонного облучателя.

Внутренний и внешний диаметр коаксиального волновода выбраны из условия распространения волны типа H_{11}. Волны типа H_{11} в коаксиальном рупоре возбуждается с помощью специального коаксиально-волноводного перехода (КВП) [4, 6, 8, 9]. Широкая стенка прямоугольного волновода располагается вдоль оси коаксиального волновода. Данная конструкция КВП обеспечивает высокий уровень возбуждения волны H_{11} в коаксиальном волноводе, а основной тип волны (Т-волна) и волны высшего типа практически не возбуждаются.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

В коаксиальном волноводе в горизонтальной плоскости (X0Z) установлены металлические пластинки [9], подавляющие волну H_{11} с вертикальной поляризацией. В отличие от работы [9], в которой пластинки на краю имеют клинообразную форму, были использованы пластинки прямоугольной формы, которые проще в изготовлении, хотя несколько проигрывает в согласовании. Кроме того, отсутствие острых углов в конструкции повышает электропрочность КВП в целом. Варьируя длину пластинок и положение короткозамкнутой стенки, удаётся добиться подавления компоненты с вертикальной поляризацией более 40дБ. КВП имеет на центральной частоте значение КСВ равное 1,1 и не более 1,4 в диапазоне ± 0,2 ГГц.

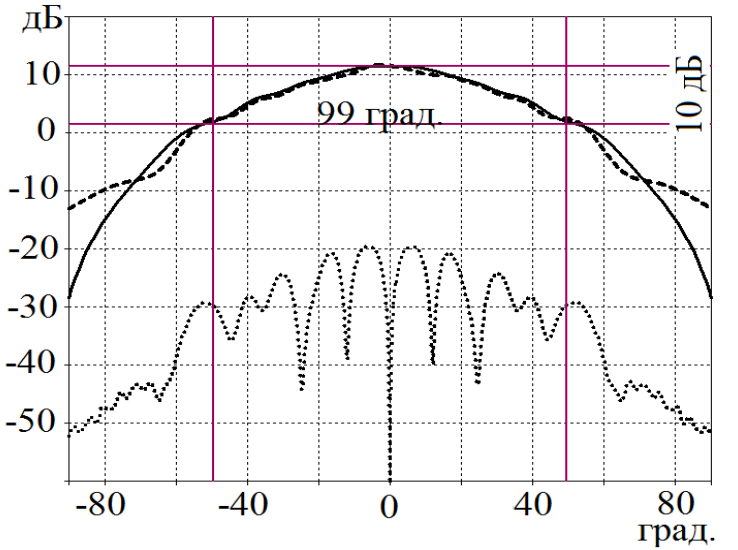
В раскрыве коаксиального рупора сантиметрового диапазона установлена диэлектрическая вставка, которая имеет воздушный зазор с внешним проводником [2, 7]. Наличие зазора приводит к возбуждению волны типа E_{11}, таким образом, формируется гибридная волна. Варьируя ширину зазора w, подбирается такое амплитудное и фазовое распределение поля, которое обеспечивает формирование симметричной ДН. В качестве одного из критериев выбора значения ширины зазора w необходимо учитывать уровень кроссполяризационной составляющей. Для уменьшения уровня бокового излучения конического рупора миллиметрового диапазона используются две четвертьволновые короткозамкнутые канавки.

3. Результаты расчёта и моделирования

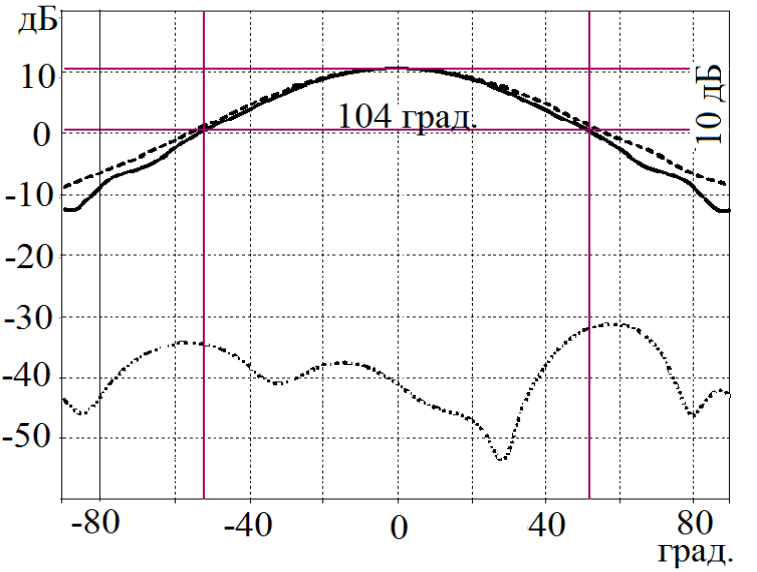
Моделирование и расчет характеристик двухдиапазонного облучателя совместно с фидерным трактом проводились в программном пакете CST Microwave Studio с точностью $\lambda/10$ и $\lambda/60$ для миллиметрового и сантиметрового диапазона соответственно. Для достижения наилучших результатов был использован алгоритм оптимизации модели.

По результатам моделирования были построены ДН двухдиапазонного облучателя в вертикальной и горизонтальной плоскостях для сантиметрового и миллиметрового диапазона (см. рис. 2 а и б)). На графиках также представлены кроссполяризационные составляющие рупоров, можно видеть, что её максимальный уровень не превышает величину минус 20 дБ в обоих частотных диапазонах.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.



а



б

Рис.2. Характеристики излучения двухдиапазонного блучателя в миллиметровом (а) и сантиметровом (б) диапазонах: (—) – ДН в горизонтальной плоскости, (- -) – ДН в вертикальной плоскости, (⋯) – Уровень кроссполяризации.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

4. Заключение

В ходе разработки облучателя достигнуты следующие результаты:

- рупора сантиметрового и миллиметрового диапазона имеют симметричные и равноширинные ДН в вертикальной и горизонтальной плоскостях. Расхождение по ширине ДН по уровню минус 10 дБ не более 5 град.

- расхождение фазовых центров вдоль оси излучения рупоров сантиметрового и миллиметрового составило не более 0.1 мм;

- максимальный уровень кроссполяризационной составляющей не превышает величины минус 30 дБ в СВЧ диапазоне и минус 20 дБ в КВЧ диапазоне.

Результаты исследования, могут быть использованы для разработки различных антенных систем оптического типа.

Список литературы

[1] US patent no.: US 8,957,821 B1. Dual-band feed horn with common beam widths. Sudhakar K. Rao, Rancho Palos Verdes, Chih-Chien Hsu.; 17.02.2015. 16p.

[2] UA patent application number: a2007 03407. Multiband Coaxial Horn System: Dubrovka F.F., Dubrovka R.F., Ovsianyk Yu.A.; 29.03.2007. 8p.

[3] Paul Wade Improving the dual-band 10 & 24 GHz feedhorn for offset dishes. W1GHZ, 2004

[4] Дубровка Ф.Ф., Овсяник Ю.А. Дво-та багатодіапазонні рупорні опромінювачі дзеркальних антен. Вісник Національного технічного університету України (КПІ), серія «Радіотехніка. Радіоапаратобудування.», выпуск №38, 2009, с. 130-147.

[5] Dubrovka F.F., Dubrovka R.F., Ovsianyk Yu.A. A novel multiband coaxial feed system with low cross-polar radiation. — The second European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP, 2007, p. 1-4

[6] Н.Н. Горобец, А.А. Елизаренко. Характеристики направленности многодиапазонных комплексированных конических рупорных антенн с одинаковой шириной главного лепестка диаграммы направленности. Вестник Харьковского национального университета (ХНУ) имени В.Н. Каразина №1094, серия «Радиофизика и электроника», выпуск 23, 2013,с. 44-50.

[7] Галкина Э.В., Михайлов А.Н. Конструкция двухканального диэлектрически заполненного облучателя. — Научно-технический семинар «Актуальные вопросы совершенствования информационного обеспечения средств воздушно-космической обороны», Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны, 2017.

[8] Линии передачи сантиметровых волн. Т.1/ пер. с англ.; под ред. Г.А.Ремеза, М: Советское радио, 1951. 372 с.

[9] Dubrovka F.F., Vasylenko D.O. A novel broadband coaxial orthomode transducer with high port isolation. — International Conference on Antenna Theory and Techniques, Ukraine, 2009, p. 334-336.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The dual-band antenna system.

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

Abstract: *The dual-band antenna system design for an onboard dual-channel front-looking radar and its computer simulation results is considered in this paper. The advantages of a two-channel radar with significantly spaced carrier frequencies are briefly described. A dual-band antenna system consists of a centimeter-wave band waveguide-slot array and a millimeter-wave band dual-reflector polarization-rotating antenna. Dual-reflector antenna of millimeter range is made by offset scheme. The dual-band antenna system provides the ability 90-degree angular range scan in azimuth and elevation. Effectiveness of the proposed technical solutions confirmed by computer simulated radiation characteristics.*

Key words: *Electromagnetic waves, radar station, waveguide transmission line, primary feed, trans-reflector, twist-reflector, waveguide-slot array, antenna gain, radiation pattern.*

Двухдиапазонная антенная система

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

Аннотация: *Рассмотрена конструкция и результаты компьютерного моделирования двухдиапазонной антенной системы, предназначенной для бортовой двухканальной РЛС переднего обзора. Кратко изложены преимущества двухканальной РЛС с существенно разнесенными несущими частотами. Двухдиапазонная антенная система образована волноводно-щелевой антенной решеткой (сантиметровый диапазон) и двухрефлекторной антенной с поворотом плоскости поляризации (миллиметровый диапазон) и предусматривает возможность сканирования по азимуту и углу места в пределах ± 45°. Полученные в результате компьютерного моделирования характеристики подтверждают эффективность предложенных технических решений.*

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

Ключевые слова: Электромагнитные волны, радиолокационная станция, волноводный тракт, облучатель, трансрефлектор, твистрефлектор, волноводно-щелевая антенная решетка, коэффициент усиления антенны, диаграмма направленности.

1.Введение

Определяющим фактором, обеспечивающим безопасность полетов, является повышение функциональных возможностей бортовых радиолокационных станций (РЛС) летательных аппаратов [1,2]. Например, переход к когерентным РЛС существенно повысил вероятность определения такого опасного метеоявления, как сдвиг ветра на глиссаде. В последние годы большое внимание уделяется возрождению и развитию ближне- и среднемагистральной авиации. При этом, как правило, инструментальный заход на посадку должен выполнятся на аэродромы I или II категории [3]. В случае быстро и негативно изменившихся погодных условий необходимо активное участие пилота для своевременного принятия решения, а для этого, при отсутствии приемлемой оптической видимости, отображение на индикаторе взлетно-посадочной полосы (ВПП) и условий посадки должна обеспечить бортовая система радиовидения. Максимально возможная дальность действия РЛС при приемлемом разрешении и заданной входной мощности обеспечивается в сантиметровом диапазоне частот (X-диапазоне). Если на трассе РЛС X-диапазона обеспечивает распознавание и отображение больших радиолокационных объектов и метеообразований, то при посадке в сложных погодных условиях визуализацию с хорошей контрастностью ВПП и других объектов только за счет усложнения алгоритма обработки принятых радиолокационных сигналов выполнить сложно или даже невозможно. Один из путей решения этой проблемы видится в дополнительном использовании миллиметрового радиолокационного канала Ка-диапазона. Двухканальная РЛС повышает информационное обеспечение пилота и, как следствие, безопасность полетов. Представляется особенно важным применение подобных РЛС на вертолетах, полет которых может выполняться на небольших высотах над пересеченной местностью или в городских условиях.

2.Постановка задачи и её решение

Сложной задачей при построении двухканальных РЛС с существенно разнесенными несущими частотами является создание двухдиапазонной антенной системы с общей апертурой.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

Одна из антенных систем X- и W-диапазонов, имеющая в своем составе ВЩАР, представлена в [4], где излучающая поверхность ВЩАР совмещена с отражателем зональной рефлекторной антенны Френеля (РАФ). Основными недостатками рассматриваемой антенны в W-диапазоне являются невысокий коэффициент использования поверхности РАФ и ограниченный сектор сканирования при неподвижном облучателе в W-диапазоне. В работе [5] впервые предлагается создание двухчастотной антенной системы (ДДАС) на основе сочетания антенны с поворотом плоскости поляризации и волноводно-щелевой антенной решетки. Такое сочетание, кроме желания создать ДДАС с большими углами сканирования (±45°), обусловлено большим распространением волноводно-щелевых антенных решёток (ВЩАР) в качестве антенн метеонавигационных РЛС переднего обзора, широко применяемых на летательных аппаратах гражданской авиации. Обобщенная схема конструкции ДДАС на основе антенны с поворотом плоскости поляризации (АППП) и ВЩАР приведены в [5]. Вместе с тем, в [5] с помощью компьютерного моделирование исследовалось лишь влияние имитатора ВЩАР на характеристики АППП. В настоящей статье разработана модель ДДАС, позволяющая выполнить корректное определение её характеристик как в Ka -, так и в X-диапазоне частот. Схематичное изображение конструкции ДДАС с офсетным трансрефлектором приведено ниже на Рис.1. Облучатель, трансрефлектор и твистрефлектор являются составными частями АППП Ka-диапазона частот. Твистрефлектор, как следует из Рис.1, совмещен с излучающей поверхностью ВЩАР.

На практике поляризационная структура трансрефлектора расположена на поверхности сегмента параболоида, являющегося, в свою очередь, частью поверхности диэлектрического колпака. Толщина стенки диэлектрика должна соответствовать равенству

$$h = \lambda/(2 \cdot \sqrt{\varepsilon_{\text{тр}}}), \qquad (1)$$

где $\varepsilon_{\text{тр}}$– относительная диэлектрическая проницаемость материала стенки трансрефлектора, m=1,2,3… . Облучатель излучает электромагнитную волну (ЭМВ) вертикальной поляризации, которая падает на трансрефлектор. Поляризационная структура трансрефлектора образована вертикально ориентированной решеткой проводников, лежащих параллельно друг другу на параболической поверхности [4]. Отраженная от трансрефлектора ЭМВ с вертикальной поляризацией**,** падает на твист-рефлектор. Отраженная от твист-рефлектора ЭМВ уже имеет горизонтальную поляризацию и, практически, без потерь проходит через трансрефлектор. Наиболее полное

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

описание АППП приведено в [6-8].ЭМВ Х-диапазона частот также обладает горизонтальной поляризацией и проходит через трансрефлектор с небольшими потерями.

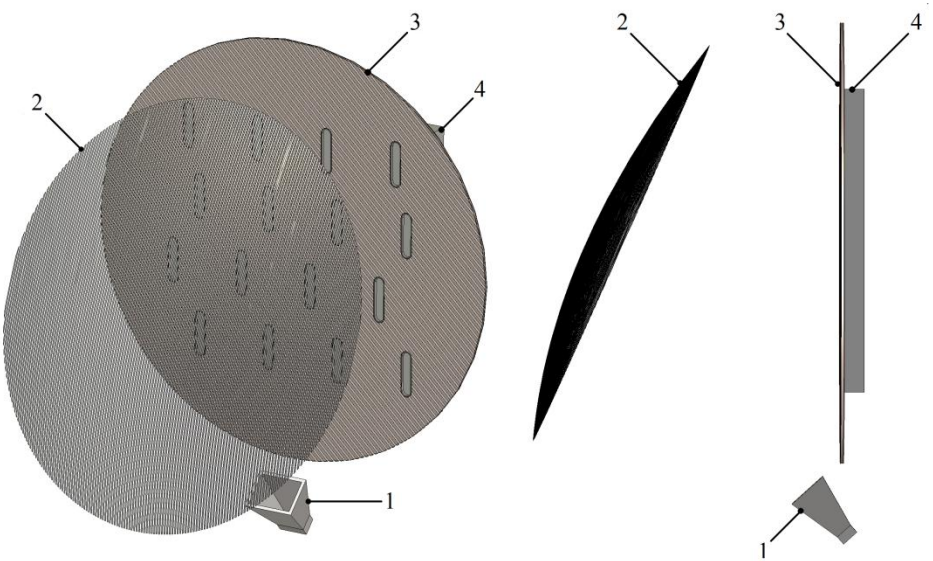


Рис.1. Модель ДДАС с параболическим офсетным трансрефлектором, где:
1 – облучатель; 2 – трансрефлектор; 3 – твистрефлектор; 4 - ВЩАР

Fig.1 Dual-band antenna system with offset trans-reflector
1 – feed; 2 – transreflector; 3 – tvistreflector; 4 - waveguide-slot array

3.Результаты компьютерного моделирования

Компьютерная модель ДДАС соответствовала Рис. 1 и имела следующие геометрические размеры: диаметр трансрефлектора – 120 мм, диаметр твистрефлектора – 134 мм, фокусное расстояние – 84 мм. Использовался пирамидальный рупорный облучатель с размерами апертуры в Е- и Н-плоскостях – 10,5х14,1мм соответственно. Размеры щелей ВЩАР: 15х3мм. В модели поляризационная структура трансрефлектора выполнена без диэлектрического колпака для снижения трудоёмкости вычислений. Моделирование выполнялось в приложении CST Microwave Studio. Ниже, на Рис. 2 – 3 и Табл.1 приведены результаты моделирования для Х- и Ка-диапазонов.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

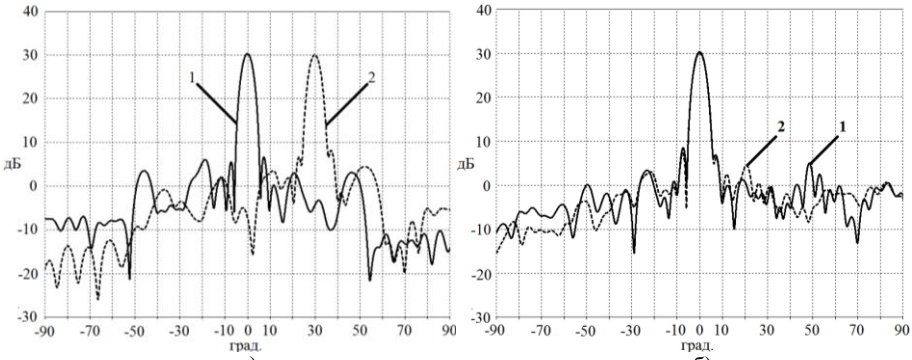


Рис. 2. Сечение ДН ДДАС в Ка-диапазоне в: а) Е-плоскости б) Н-плоскости для углов отклонения твистрефлектора: 1 – 0 deg.; 2 – 15 deg.;

Fig. 2. Ka-band pattern of dual-band antenna system in a) E-plane and b) H-plane for tvistreflector deflection angle 1 – 0 deg.; 2 – 15 deg.

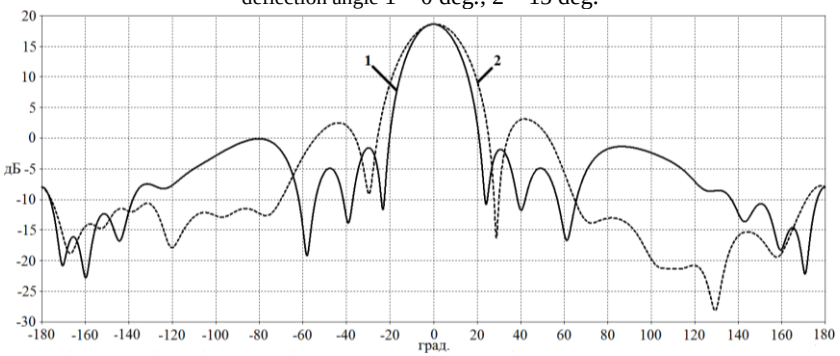


Рис. 3. Сечение ДН ДДАС в Х-диапазоне в: 1 – Е-плоскости и 2 – Н-плоскости

Fig. 3. X-band pattern of Dual-band antenna system in: 1 – E-plane; 2 – H-plane

Табл. 1.Характеристики излучения ДДАС
Table 1. Dual-band antenna system performance

Частотный диапазон, Frequency range	X		Ka			
Плоскость, Plane	E-	H-	E-	H-	E-	H-
Угол отклонения твист-рефлектора, град. Tvistreflector deflection angle, deg	0	0	0	0	15	0
Угол отклонения основного луча ДН, град. Main beam deflection angle, deg.	0	0	0	0	29,9	0
КНД, дБ Directivity, dB	18,6		30,3		30,0	
ШДН (3 dB), град. Angular width (3 dB), deg.	19.4	23,8	4,5	4,6	4,6	4,7
УБЛ, дБ Side lobe level, dB	-18.7	-15,5	-24,3	-23,4	-21,8	-22,7

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

В Табл.1 введены следующие обозначения: Е-плоскость - азимутальное сечение (Аз.); Н-плоскость – угломестное сечение (Ум.); КНД – коэффициент направленного действия; ШДН – ширина главного лепестка ДН; УБЛ – уровень боковых лепестков.

Как видно из результатов компьютерного моделирования в Х-диапазоне частот ДДАС имеет приемлемые характеристики излучения. В Ка-диапазоне частот ДДАС показана возможность сканирования в достаточно широком угловом диапазоне без значительного снижения характеристик излучения. Так при отклонении максимума ДН на 30 град. КНД снижается на 0,3 дБ, ШДН в Е- и Н-плоскостях увеличилась на 0,1 град., а максимальный УБЛ не превышает минус 21,8 дБ.

4.Заключение

Таким образом, результаты моделирования подтверждают возможность создания ДДАС в Х- и Ка-диапазонах. Преимущество такой конструкции ДДАС определяется достаточно частым применением на воздушных судах гражданской и транспортной авиации ВЩАР в качестве антенн РЛС переднего обзора. В качестве примера можно привести широко применяемые РЛС “Контур”. Если миллиметровый канал двухдиапазонной РЛС является когерентным, то также повышается локализации опасных метеообразований, включая области повышенной турбулентности и сдвига ветра. Приведенные в статье принципы построения могут являться основой создания ДДАС Х- и Ка – диапазонов частот. В дальнейшем предполагается создание натурного макета для отработки технологий изготовления составных частей ДДАС.

Список литературы

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

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

[3] А.Р. Бестугин, Ю.Г.Шатраков, А.Д. Филин и др. Автоматизированные системы управления воздушным движением / СПб: Изд. Политехника, 2014, 536с.

[4] 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.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

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

[6] J.D. Hanfling, G. Jernic Twist reflector design using E-type and H-type modes // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1981- № 4- vol. AP-29 - C. 622-629

[7] V.G. Borkar, V.M. Pandharipande, «Millimeter wave twist reflector design aspects.» IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1992 - № 11- vol. 40 - C. 1423÷1426.

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

References

[1] Dudnik P.I., KondratenkovG.S., Tatarskij B.G., Il'chuk A.P., Gerasimov A.A.. [Airborn radar complexes and systems]. Zhukovskiy AFEA, 2006. (In Russian).

[2] Andreev G.A., Potapov A.A. [Millimiter waves in radiolocation]. Zarubezhnaya radioelectronica.-1984.-№11.-pp. 28 - 62. (In Russian).

[3] Bestrugin A.R., Shatrakov Ju.G., Filin A.D. [Air traffic automated control system] Polytehnika, 2014. (In Russian).

[4] Patent № 2435263 Russian Federation, IPC H01Q21/00. [Dual-band antenna.] Zavodov L.V., Kajalin A.V., Stepanenko A.N., Fel'dsherova G.V. (In Russian).

[5] Kirpanev A.V., Kuzmin A.A., Morjakov S.N. [Dual-band antenna with significantly spaced frequencies] Voprosy radioelektroniki, 2016, vol. OT, №1, pp.5-8. (In Russian).

[6] Hanfling J.D., Jernic G., [Twist reflector design using E-type and H-type modes.] IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1981, vol. AP-29, № 4, pp. 622 - 629

[7] Borkar V.G., Pandharipande V.M., [Millimeter wave twist reflector design aspects.] IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1992, vol. 40, № 11, pp. 1423 - 1426.

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

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Neural networks in the beamforming of the digital antenna array

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

Abstract: *The possibility of using a fully connected neural network of direct propagation is shown in the basis in the beamforming of a digital antenna array. The peculiarities of the program realization of the model of the diagram-forming scheme on the basis of a multilayer neural network of direct propagation and the algorithm of its learning are described.*

Keywords: *digital antenna array, digital beamforming, artificial neural network, adaptive beamforming, digital signal processing.*

Нейронные сети в диаграммообразующей схеме ЦАР

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

Аннотация: *Показана возможность использования многослойной нейронной сети прямого распространения в основе диаграммообразующей схемы цифровой антенной решётки. Описаны особенности программной реализации имитационной модели диаграммообразующей схемы на основе многослойной нейронной сети прямого распространения и алгоритма её обучения.*

Ключевые слова: цифровая антенная решётка, цифровая диаграммообразующая схема, нейронная сеть, цифровая обработка сигнала, элементы искусственного интеллекта.

1. Введение

Распространение цифровых средств обработки информации в антенных системах на сегодняшний день позволяет говорить о возможностях

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

применения элементов искусственного интеллекта на ранних этапах обработки сигнала в антенных решётках. Так как алгоритмы искусственного интеллекта в системе цифровой обработки сигнала представляют собой существенно нелинейные преобразования, то в ряде случаев, при правильном подборе структуры схемы цифрового диаграммообразования (ЦДО) и её параметров, это может привести к повышению разрешающей способности приёмных цифровых антенных решёток (ЦАР), а также добавить возможности адаптации ЦДО как к внешней помеховой обстановке, так и к возникающим в схеме отказам модулей. Одним из перспективных направлений сферы искусственного интеллекта в области цифровой обработки сигнала можно выделить применение искусственных нейронных сетей.

Нейронная сеть, как устройство, обладающее набором входов и выходов, пройдя (возможно) достаточно длительный по времени сеанс обучения, в рабочем режиме способна обеспечить обработку входного информационного потока с минимальными задержками. При этом, математически, представив сеть в виде последовательности матричных операций, она достаточно просто может быть реализована в микропрограммном коде сигнального процессора. При этом нейронная сеть, обладая селективными свойствами, способна играть роль многолучевой диаграммообразующей схемы ЦАР.

Далее рассмотрим линейную ЦАР с использованием нейронной сети прямого распространения в виде многослойного персептрона, алгоритм её обучения «с учителем».

2. Диаграммообразующая схема на основе многослойной нейронной сети

В качестве модели приёмной ЦАР будем использовать полотно линейной антенной решётки (АР), антенными элементарными излучателями которой выступают всенаправленные антенные элементы, расположенные с шагом 0.5 длины волны. При этом будем считать, что взаимодействие по полю между излучателями отсутствует. Выход антенного элемента подключён непосредственно ко входу АЦП. Динамический диапазон АЦП считается согласованным с динамическим диапазоном сигнала. Нелинейные эффекты также выходят за рамки рассматриваемой работы. Таким образом, входными данными для модели служат модели цифровых сигналов с выходов АЦП (рис.1). Параметром модели является взаимное расположение, частота и форма сигнала источника полезного сигнала, источника помехи и уровень шума.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

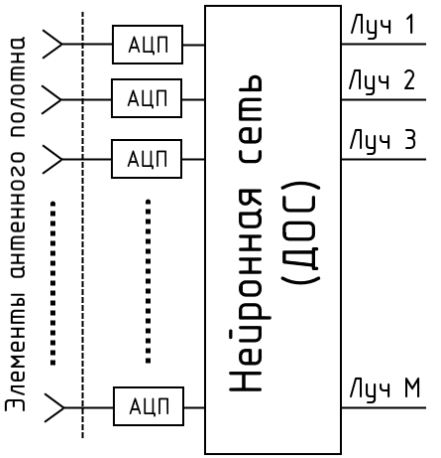


Рис. 1. Структура диаграммообразующей схемы ЦАР.

Fig. 1. Digital beamforming scheme

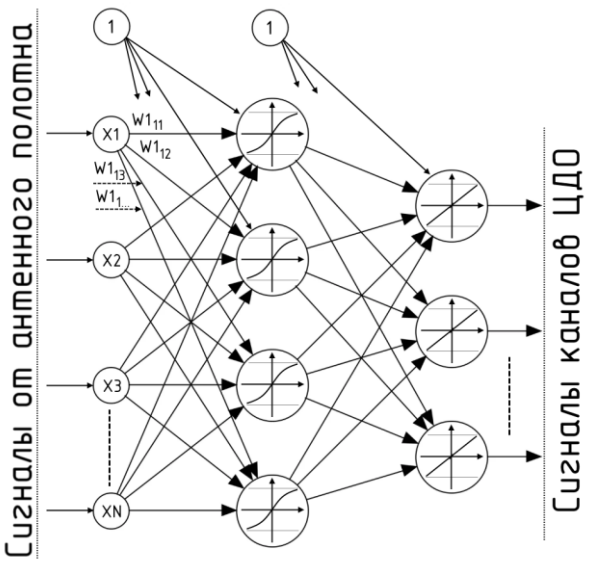


Рис. 2. Топология нейронной сети.

Fig. 2. The topology of a neural network.

Диаграммообразующая схема построена на основе нейронной сети, выполненной в виде многослойной сети прямого распространения (рис.2).

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Количество нейронов в сети также являлось параметром структуры модели.

Число входов первого слоя сети равно числу антенных элементов. На вход в каждый такт работы системы поступает набор отсчётов с выхода каждого АЦП канала ЦАР. Выход сети соответствует одному лучу (каналу) диаграммы направленности, на котором формируется один отсчёт выходного цифрового сигнала.

Процесс обучения сети проводится «с учителем»: на основе известного (заданного) углового положения источника сигнала формируется набор входных данных сети и, на основе полученного значения на выходе сети, применяется стандартный алгоритм «обратного распространения ошибки». В результате проведения множества сеансов обучения формируются коэффициенты передачи в каждом из слоёв нейронной сети, обеспечивающие решение задачи углового разрешения источника излучения и помехового сигнала.

3. Моделирование работы ЦАР с ЦДО на основе нейронной сети

Реализация описанной выше модели ЦДО выполнена на языке программирования высокого уровня C#. В основе реализации модели лежит применение матричных операций. Структура модели включает в себя вход, представляющий собой вектор-столбец отсчётов цифровых сигналов, поступающих от каждого АЦП, последовательный набор слоёв сети, каждый из которых представляется матрицей весовых коэффициентов передачи между входами слоя и нейронами слоя. Помимо матриц коэффициентов передачи для каждого слоя определяется функция активации и её производная.

Процесс диаграммообразования на каждом такте работы цифровой схемы заключается в вычислении значений отсчётов выходных цифровых сигналов на выходе нейронной сети на основе отсчётов цифровых сигналов с выходов АЦП. При этом, процесс работы нейронной сети представляет собой итерационный процесс, протекающий по всем слоям нейронной сети: для каждого слоя необходимо вычислить матричное произведение вектора входных значений слоя и матрицы коэффициентов передачи, после чего полученный вектор значений поэлементно передать в функцию возбуждения слоя. В результате для очередного слоя будет определён вектор выходных значений, который будет входными данными для следующей итерации алгоритма. По завершении всех итераций последний вектор значений будет вектором отсчётов всей схемы ЦДО.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Процесс обучения нейронной сети проводится в отдельный период времени. Для этого необходимо определить вектор входных отсчётов АЦП для сигнала падающей волны с заданными параметрами угла падения и формы сигнала. Обучающим примером для нейронной сети будет служить исходный сигнал, который должен быть определён для выхода схемы ЦДО, соответствующего углу падения волны на апертуру. Далее применяется классический алгоритм обратного распространения ошибки с учётом особенностей матричной реализации модели слоёв нейронной сети.

Диаграммы направленности всей ЦАР могут быть построены по мощности выходного сигнала каналов ЦДО.

4. Заключение

Таким образом, в работе исследована возможность применения элементов и алгоритмов нейронных сетей в задачах ЦДО ЦАР. Показан способ программного описания нейронных сетей для решения задач цифрового диаграммообразования. Предложен способ построения диаграммообразующей схемы ЦАР с использованием нейронной сети прямого распространения и методика её обучения с учётом специфики применения. В частности, показана возможность реализации диаграммообразующей схемы ЦАР на примере линейной антенной решётки.

Реализация нейронной сети на основе матричных операций умножения при должной их оптимизации может обеспечить поточную обработку данных, поступающих от слоя АЦП ЦАР в реальном масштабе времени.

Список литературы

[1] Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток. Под ред. Воскресенского Д.И. Учебное пособие для вузов. — 4-е издание, переработанное и дополненное. — Москва: Радиотехника, 2012. — 744 с.: ил.

[2] Воскресенский Д.И., Овчинникова Е.В., Шмачилин П.А. Бортовые цифровые антенные решётки и их элементы. Под ред. Д.И. Воскресенского. — Москва: Радиотехника, 2013. — 208 с.: ил.

[3] Хайкин Саймон. Нейронные сети. Полный курс. 2-е изд., испр.: Пер. с англ. – М.: ООО «И. Д. Вильямс», 2006. – 1104 с.

References

[1] [Ustroystva SVCH i antenny. Proyektirovaniye fazirovannykh antennykh reshetok]. Pod red. Voskresenskogo D.I. Uchebnoye posobiye dlya vuzov. — 4-ye izdaniye, pererabotannoye i dopolnennoye. — Moskva: Radiotekhnika, 2012. — 744 s.: il. (In Russian).

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[2] Voskresenskiy D.I., Ovchinnikova E.V., Shmachilin P.A. [Bortovyye tsifrovyye antennyye reshotki i ikh element]. Pod red. D.I. Voskresenskogo. — Moskva: Radiotekhnika, 2013. — 208 s.: il. (In Russian).

[3] Khaykin Saymon. [Neyronnyye seti. Polnyy kurs]. 2-ye izd., ispr.: Per. s angl. – M.: OOO «I. D. Vil'yams», 2006. – 1104 s. (In Russian).

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The effect of mirror corrosion on the characteristics of a mirror parabolic antenna

Vorobiev S. A, Raevsky A.S, Sherbakov V.V.
Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseeva
Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation
physics@nntu.ru

Abstract: *The work is devoted to the verification of the effect of metal mirror corrosion on the characteristics of a horn-parabolic antenna. Examples of calculation of antenna characteristics in the case of an aluminum mirror are given. A technique is proposed for calculating the effect of corroded sections of a mirror of arbitrary shape on the characteristics of a horn-parabolic antenna.*
Keywords: *horn-parabolic antenna, round flat opening, corrosion, conductivity, uneven-amplitude excitation.*

Влияние коррозии зеркала на характеристики зеркальной параболической антенны

Воробьев С. А., Раевский А.С., Щербаков В.В.
Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева
г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
physics@nntu.ru

Аннотация: *Работа посвящена проверке влияния коррозии металла зеркала на характеристики рупорно-параболической антенны. Приведены примеры расчета характеристик антенны в случае алюминиевого зеркала. Предложена методика расчета влияния коррозированных участков зеркала произвольной формы на характеристики рупорно-параболической антенны.*
Ключевые слова: *рупорно-параболическая антенна, круглый плоский раскрыв, коррозия, проводимость, неравноамплитудное возбуждение.*

1. Введение

В процессе эксплуатации рупорно-параболической антенны (РПА) характеристики ее ухудшаются. Это происходит из-за ряда причин в том числе и из-за изменения проводимости отражающей поверхности зеркала вследствие коррозии.

Процесс коррозии зеркала РПА зависит от химического состава воздуха, продолжительности взаимодействия различных

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

частей зеркала с неблагоприятной (химически активной) внешней средой. Капли дождя или росы взаимодействуют с нижней частью зеркала РПА больше, чем с верхней, вызывая ее большую коррозию. В городской черте или в промышленной зоне процесс коррозии протекает более интенсивно, вызывая большее поражение поверхности зеркала продуктами коррозии.

2. Влияние конечной проводимости металла на характеристики антенны

Полагаем, что в том месте зеркала, где появилась коррозия, изменяется проводимость металла. Это влияет на вид амплитудного распределения возбуждения в раскрыве антенны. Возбуждение раскрыва антенны осуществляется отраженной от зеркала РПА электромагнитной волной. Такое возбуждение раскрыва оказывается неравноамплитудным по поверхности раскрыва РПА из-за случайного характера коррозии на поверхности зеркала. Фазовое распределение возбуждения полагается неизменным (синфазным).

Для расчета характеристик антенны использовался апертурный метод [1] с использованием приближенных граничных условий Щукина-Леонтовича [2]. Показано, что выражение $W' = \left(\frac{W_{пр}}{W_0} - 1 \right)$ несет информацию об изменении амплитудного распределения напряженности электрического поля в плоскости раскрыва при изменении проводимости отдельных участков поверхности зеркала (из-за коррозии), где $W_{пр}$ - поверхностное сопротивление металла зеркала, W_0=120πОм - волновое сопротивление воздуха. Расчеты показывают, что при изменении проводимости зеркала от $3{,}8 \cdot 10^7$См/м до $3{,}8 \cdot 10^3$См/м (из-за коррозии) амплитуда поля отраженной от коррозированного участка зеркала.

Пусть металлом, из которого выполнено зеркало, является алюминий с проводимостью $\sigma_1 = 3{,}8 \cdot 10^7$См/м. Проводимость продуктов коррозии алюминия в атмосфере может уменьшаться на

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

несколько порядков. Это зависит от сложного химического состава воздуха. Пусть проводимость продуктов коррозии $\sigma_к=3{,}8\cdot10^3$См/м. Тогда при радиусе апертуры $R_0=1$м, $R_0/\lambda=120$, $\mu=1$ и $W_0=120\pi$Ом для двух значений проводимости получаем:

$$\sigma_1=3{,}8\cdot10^7\text{См/м} \rightarrow W'=0{,}99984+i0{,}16\cdot10^{-3},$$
$$\sigma_к=3{,}8\cdot10^3\text{См/м} \rightarrow W'=0{,}984+i0{,}016.$$

Как видно из приведенных выражений функция W' имеет действительную и мнимую части. Это обстоятельство приводит к тому, что поляризация индуцированной электромагнитной волны становиться эллиптической. При уменьшении проводимости металла коэффициент эллиптичности возрастает. При $\sigma_1=3{,}8\cdot10^7$См/м коэффициент эллиптичности равен примерно $\xi_1\approx$-75дБ, а при $\sigma_к=3{,}8\cdot10^3$См/м $\xi_к\approx$-36дБ. Таким образом, коэффициент эллиптичности из-за коррозии возрастает на 39дБ, хотя в целом находится на достаточно низком уровне.

Уменьшение коэффициента направленного действия при неравноамплитудном распределении принято оценивать апертурным коэффициентом использования поверхности *КИП*$_a$ [1].

Расчет *КИПа* для спадающего амплитудного распределения функции источника дает результат *КИПа*≈0,98. Как видно из результатов расчета, существенного изменения направленных свойств параболической антенны при изменении амплитудного распределения за счет коррозии не произошло.

3. Поглощение энергии

Для произвольного элемента площади *dS* на поверхности металла отношение квадратов амплитуды индуцированного электрического поля к амплитуде падающего поля определяется формулой [1]:

$$\frac{\left|E_\tau\right|^2}{\left|E_\tau^0\right|^2}=\frac{\left|H_\tau\right|^2}{\left|H_\tau^0\right|^2}=\left(1-\frac{W'_{np}}{W_0}\right). \qquad (1)$$

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Оценим отношение (1) для двух значений проводимости σ_1=3,8·10^{7}См/м и $\sigma_к$=3,8·10^{3}См/м, при параметрах антенны R_0/λ=120, R_0=1м.

Полагая значение напряженности первичного поля в обоих случаях одинаковыми, можно найти отношение компонент индуцированного поля:

$$\frac{E_{\tau_к}}{E_{\tau_1}} = \sqrt{\frac{\left(1 - W'_{прк} / W_0\right)}{\left(1 - W'_{пр1} / W_0\right)}}.$$

Расчет показывает, что амплитуда напряженности электрического поля, индуцированного зеркалом параболической антенны (при $\sigma_1 = 3{,}8 \cdot 10^7$ См/м и $\sigma_k = 3{,}8 \cdot 10^3$ См/м), а, следовательно, и нормированное амплитудное распределение функции источника возбуждения апертуры антенны изменилась не более чем на 1,6 %, хотя проводимость металла изменилась на четыре порядка.

Практическое значение здесь имеют металлы, электродинамические свойства которых определяются их проводимостью. Проводимость металлов на всех радиочастотах (вплоть до миллиметровых волн) практически сохраняет значение, соответствующее постоянному току.

Среда является «хорошим проводником», если $\sigma >> \omega\varepsilon_a$, где: $\varepsilon_a = \varepsilon_0 = 8{,}854 \cdot 10^{-12} Ф/м, \omega$- круговая частота, σ - проводимость металла [1].

При расчете характеристик параболической антенны брались два металла зеркала с проводимостями: σ_1=3,8·10^7 См/м, σ_K=3,8·10^3 См/м.

При параметрах раскрыва зеркала R_0/λ=120, R_0=1м, где R_0 - радиус раскрыва зеркала антенны, λ - длина волны, имеем

$$\frac{\sigma_1}{\omega} = \frac{3{,}8 \cdot 10^7 \cdot 1}{2\pi \cdot 3 \cdot 10^8 \cdot 120} \cong 1{,}7 \cdot 10^{-4} Ф/м >> \varepsilon_0 = 8{,}854 \cdot 10^{-12} Ф/м,$$

$$\frac{\sigma_K}{\omega} = \frac{3{,}8 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 3 \cdot 10^8 \cdot 120} \cong 1{,}7 \cdot 10^{-8} Ф/м >> \varepsilon_0 = 8{,}854 \cdot 10^{-12} Ф/м.$$

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Таким образом, на указанной длине волны оба проводника можно считать «хорошими проводниками».

4. Методика расчета антенны

Рассчитаем множитель направленности параболической антенны для произвольного амплитудного распределения.

В соответствии с апертурным методом расчета характеристик РПА напряженность электрического поля на раскрыве параболического зеркала пропорциональна величине W', вид которой, из-за коррозии, носит случайный характер. В связи с этим вычислить множитель направленности можно только численным методом для каждого конкретного распределения областей коррозии по поверхности зеркала.

Для расчета множителя направленности РПА в случае произвольного амплитудного распределения (из-за коррозии), разобьем раскрыв антенны на произвольное число областей, рис.1.

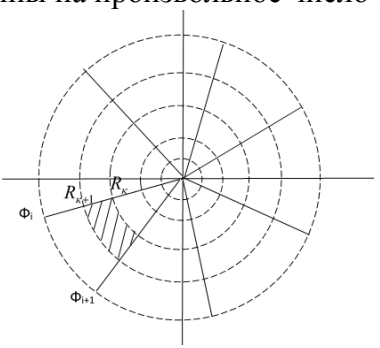


Рис.1 Базовая область для расчета множителя направленности круглого раскрыва

Fig.1 The basic area for calculating the directional multiplier of a circular opening

Произвольная *k*-тая область ограничена по радиусу раскрыва в пределах $R \in [R_K \div R_{K+1}]$, по углу - $\varphi' \in [\Phi_i \div \Phi_{i+1}]$. Эта область на рис. 1 заштрихована. Полагаем, что в указанной области амплитуда возбуждающей функции имеет постоянное значение I_m. Таким образом, вводим ступенчатую аппроксимацию возбуждающей функции.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Множитель направленности при наличии N областей раскрыва можно вычислить как [1]

$$F_{\Sigma}(\theta,\varphi)=\sum_{m=1}^{N}\int_{\Phi_i}^{\Phi_{i+1}}\int_{R_K}^{R_{K+1}} I_m \exp\left[ikR'\sin\theta\cos(\varphi-\varphi')\right]R'dR'd\varphi'$$

На границах раздела выделенных областей, рис. 1, изменение амплитуды возбуждающей функции происходит не более чем на 2 %. Такое небольшое изменение функции возбуждения позволяет упростить алгоритм расчета и не производить сшивания представления решения на границах соседних областей.

В качестве примера рассмотрим двухсекториальное амплитудное распределении возбуждения в раскрыве антенны: $R\in[0\div R_0]$, R_0/λ=120, R_0=1м, $\Phi_1=\frac{17\pi}{36}$ рад., $\Phi_2=\frac{19\pi}{36}$ рад., $\Phi_1'=\frac{17\pi}{12}$ рад., $\Phi_2'=\frac{19\pi}{12}$ рад. Такое распределение может получиться в случае, когда капли дождя, стекая по поверхности зеркала вызывают его коррозию в выделенных секторах. Модуль напряженности поля в дальней зоне из-за коррозии понизился на 0,22% по сравнению с равноамплитудным распределением.

5. Заключение

Исследования показали, что если продукты коррозии металла зеркала параболической антенны имеют проводимость, удовлетворяющую условию «хорошего проводника», $\sigma >> \omega\varepsilon_0$, то амплитуда электромагнитной волны, отраженной от зеркала, количественно отличается незначительно по сравнению со случаем идеального металла $\sigma\to\infty$. Мощность потерь для случая «хорошего проводника» оказывается очень малой по сравнению с отраженной мощностью. Все это приводит к тому, что изменение характеристик и параметров зеркальной параболической антенны оказывается незначительным.

Модуль напряженности поля в дальней зоне из-за коррозии понизился на 0,22% по сравнению с равноамплитудным

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

распределением. Если продукты коррозии металла зеркала параболической антенны имеют проводимость, удовлетворяющую условию хорошего проводника, ($\sigma >> \omega\varepsilon_a$), то при изменении проводимости зеркала от $3{,}8\cdot10^7$См/м до $3{,}8\cdot10^3$См/м численное значение напряженности электрического поля отраженной от коррозированного участка зеркала электромагнитной волны уменьшится на 2 %. Если геометрические размеры зеркала антенны выбрать: R_0/λ=120, R_0=1м, то в случае равномерно спадающего значения проводимости металла от $3{,}8\cdot10^7$См/м в центре зеркала до $3{,}8\cdot10^4$См/м на его краях происходит расширение на 2,4 % главного лепестка характеристики напряженности РПА по сравнению со случаем отсутствия коррозии. При этом снижается уровень боковых лепестков на 4 %. Коэффициент эллиптичности поляризации возрастает от -75 дБ до –36 дБ. Коэффициент направленного действия уменьшается на 2 %. Амплитуда напряженности электрического поля в дальней зоне уменьшилась на 1,6 %.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проектов Российского фонда фундаментальных исследований №17 – 19 – 01628.

Список литературы

[1] Вайнштейн, Л.А. Электромагнитные волны – М.: Радио и связь, 1988. – 440с.
[2] Марков, Г.Т. Сазонов Д.М. Антенны – М.: Энергия, 1975. – 528с.

References

[1] Weinstein, L.A. Electromagnetic waves - Moscow: Radio and Communication, 1988. - 440p. (In Russian).
[2] Markov, G.T. Sazonov D.M. Antennas - M .: Energia, 1975. - 528p. (In Russian).

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of projects of the Russian Foundation for Basic Research №17 – 19 – 01628.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Calculation and experimental study of Cassegrain antenna characteristics in the range 200-220 GHz

[1]Biryukov V.V., [2]Wax V.L., [2]Panin A.N., [2]Pripolzin S.I., [1]Kisilenko K.I., [1]Raevsky A.S., [1]Shcherbakov V.V.

[1]*Nizhegorodsky State Technical University. R.E. Alekseeva, 603950, Nizhny Novgorod, Russian Federation physics@nntu.ru.*

[2]*Institute of Physics of Microstructures of the Russian Academy of Sciences, Nizhny Novgorod region, Kstovsky district, 603087, Russian Federation*
director@ipmras.ru

Abstract: *The results of calculation and measurement of Cassegrain antenna characteristics are presented in the article. Calculation of the electrical parameters of the antenna was carried out using a package of numerical simulation programs as a single project, and a three-step method was used to reduce the calculation time. The results of the calculation are consistent with the results of measurements of the Cassegrain antenna parameters in the microwave range at a frequency of 200-220 GHz. Based on the results of the studies, a technique for calculating the Cassegrain antenna parameters is proposed, which allows saving the calculation time and computing resources of the computer.*

Keywords: *Cassegrain antenna, directional pattern, gain, CST Microwave Studio*.

Расчет и экспериментальное исследование характеристик антенны Кассегрена в диапазоне 200-220 ГГц

[1]Бирюков В.В., [2]Вакс В.Л., [2]Панин А.Н., [2]Приползин С.И., [1]Кисиленко К.И., [1]Раевский А.С., [1]Щербаков В.В.

[1]*Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева, 603950, Нижний Новгород, Российская Федерация*
physics@nntu.ru.

[2] *Институт физики микроструктур Российской академии наук Нижегородская обл., Кстовский район, 603087, Российская Федерация*
director@ipmras.ru

Аннотация: *Представлены результаты расчета и измерения характеристик антенны Кассегрена. Расчет электрических параметров антенны проводился с помощью пакета программ численного моделирования как единый проект, а для уменьшения времени расчета использовался трехэтапный метод. Результаты*

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

расчета согласуются с результатами измерений параметров антенны Кассегрена в СВЧ диапазоне на частоте 200-220 ГГц. По результатам проведенных исследований предложена методика расчета параметров антенны Кассегрена позволяющая экономить время расчета и вычислительные ресурсы компьютера.
Ключевые слова: *антенна Кассегрена, диаграмма направленности, коэффициент усиления, CST Microwave Studio*

1. Введение

Активное освоение терагерцового диапазона частот открывает возможность создания систем беспроводной связи с высокой скоростью передачи данных. Особый интерес представляют системы связи на дальнее расстояние. Как показывают расчеты, для таких систем связи требуются антенны с узкой диаграммой направленности (ДН) и коэффициентом усиления (КУ) не менее 40 дБ [1]. С такими параметрами наиболее подходит антенна Кассегрена, которая состоит из рупорного облучателя, вспомогательного зеркала - субрефлектора в виде гиперболоида вращения, и основного зеркала в виде параболоида вращения.

Преимуществом антенны является небольшой продольный размер, технология их изготовления хорошо отработана [1,2]. Облучатель обычно размещают у вершины основного зеркала. Это укорачивает длину питающего фидера, это приводит к уменьшению массы антенны, уменьшению потерь в фидере.

2. Расчет антенны Кассегрена

Сначала методом геометрической оптики, исходя из требуемого коэффициента усиления, выполняется предварительный расчет геометрических параметров антенны по формулам приведенным, например, в [2].

Дальнейший расчет электрических параметров и уточнение геометрических параметров антенны Кассегрена проводим с использованием программы CST Microwave Studio [3].

Время расчета электрических параметров антенны Кассегрена на компьютере с параметрами: 2 процессора Intel Xeon E5–2690 v2 3.0 GHz, оперативная память 256 Gb DDR3 1666 MHz, интегрированная

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

видеокарта Intel HD Graphics, операционная система Windows 7 Pro занимает порядка 4-5 часов. Для оптимизации, а также экономии времени и вычислительных ресурсов, расчеты проводились в несколько этапов.

На первом этапе моделировался рупорный облучатель, являющийся источником первичного электромагнитного излучения. При анализе полученных результатов вычисляется фазовый центр рупора, а ДН в дальней зоне сохраняется как источник поля.

Далее создается новый проект для расчета вспомогательного зеркала. На втором этапе, используя результаты вычислений облучателя, определялись токи на поверхности субрефлектора, через которые находится излучение, отраженное от субрефлектора. В проект импортируется ДН рупора в дальней зоне и помещается в фокус гиперболического зеркала, учитывая фазовый центр рупора. При анализе полученных результатов вычисляется фазовый центр системы, а ДН в дальней зоне сохраняется как источник поля.

В третьем проекте рассчитывается основное зеркало. В проект импортируется ДН в дальней зоне рассчитанная в предыдущем проекте и помещается в фокус параболического зеркала, учитывая фазовый центр предыдущего проекта. На третьем этапе вычислялись токи на поверхности основного рефлектора, через которые определялось поле антенны Кассегрена в дальней зоне.

Суммарный расчет всех трех проектов занимает порядка 30 минут, что существенно быстрее расчета всей антенны Кассегрена как единого проекта.

Такой трехэтапной методикой была рассчитана антенна Кассегрена на частоту 290 ГГц [4]. Данная поэтапность позволяет существенно сократить время расчета.

В качестве антенны, используемой в высокоскоростной системе связи на частоте 200 - 220 ГГц, была выбрана антенна Кассегрена имеющая диаметр основного и вспомогательного зеркал 200мм и 16мм, соответственно. В качестве облучателя для антенной системы использовался пирамидальный рупор, питаемый прямоугольным волноводом сечением 1,092x0,546мм. Внешний вид антенны показан на рис. 1.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

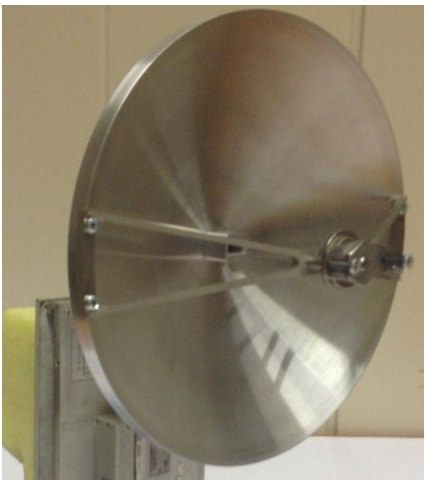


Рис.1. Внешний вид антенны Кассегрена
Fig.1. The appearance of the Cassegrain antenna

Расчет рупора проводился в частотной области с использованием программы CST Microwave Studio на частотах 200 - 220 ГГц. Питающий фидер длиной 30мм. Длина пирамидального рупора 20мм при апертуре размерами 12мм на 6мм.

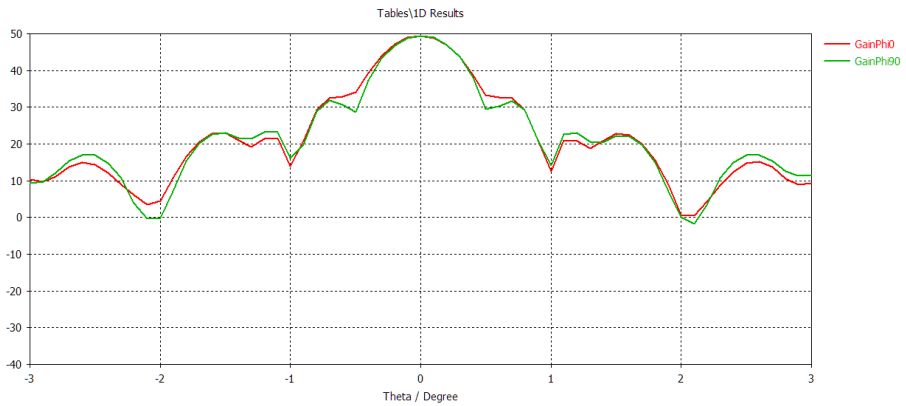


Рис.2. Диаграмма направленности антенны Кассегрена на частоте 220 ГГц
Fig.2. Pattern of the Cassegrain antenna at 220 GHz

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

Результаты расчета диаграммы направленности в *E*- и *H*-плоскостях исследуемой антенны Кассегрена, выполненные с использованием предложенной методики на частоте 220 ГГц, приведены на рис.2.

3. Экспериментальное исследование антенны

Экспериментальное исследование антенны Кассегрена проводилось по стандартной методике измерения в дальней зоне [5]. Расстояние *r* между антеннами определяется выражением

$$r \geq \frac{2L_2^2}{\lambda},$$

где L_2 – максимальный размер апертуры антенны Кассегрена.

Коэффициент усиления антенны измерялся с использованием формулы Фрииса [5]:

$$P_{пр} = P_{пер} G_{пер} G_{пр} \left(\lambda/4\pi r\right)^2,$$

связывающей мощность в приемной антенне $P_{пр}$ и мощность, подводимую к передающей антенне $P_{пер}$, при известных коэффициентах усиления $G_{пр}$ и $G_{пер}$ обеих антенн и расстоянии между ними *r*. В качестве вспомогательной антенны использовалась рупорно-линзовая антенна с коэффициентом усиления 26дБи. Настройка антенны на максимальное значение КУ проводилась путем регулировки субрефлектора по трем координатам. Коэффициент усиления исследуемой антенны Кассегрена после настройки составил $G_{пер}$ = 49,4дБи (расчетное значение коэффициента усиления составляет 49,8дБи).

Шаг измерения ДН составлял 5 угловых минут. Результаты экспериментального исследования диаграммы направленности антенны приведены на рис.3. Ширина главного лепестка на уровне 3дБ составляет в обоих плоскостях 0,5 градуса, это совпадает с расчетными значениями.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

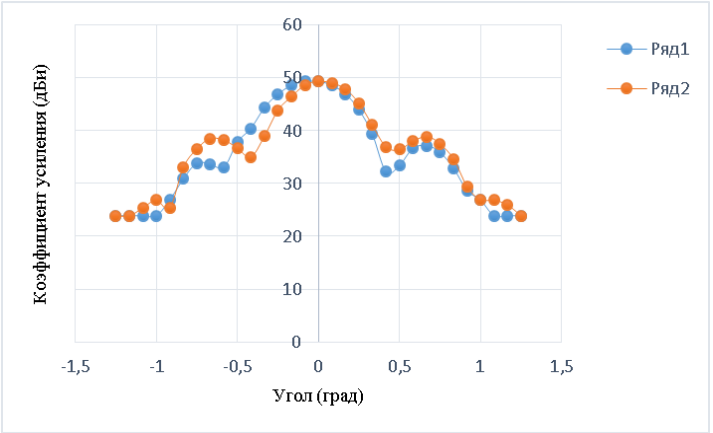


Рис.3. Измеренная диаграмма направленности антенны Кассегрена на частоте 220 ГГц: ряд 1 – плоскость H, ряд 2 плоскость E
Fig.3. The measured directivity pattern of the Cassegrain antenna at a frequency of 220 GHz: the series 1 - the plane H, the series 2 the plane E

4. Заключение

В данной работе приведены результаты расчета с помощью программного пакета CST Microwave Studio и результаты измерения характеристик антенны Кассегрена на частоте 220 ГГц Создана модель, позволяющая быстро и эффективно проводить расчеты основных параметров и характеристик антенны Кассегрена, позволяющая также учитывать технические неточности при изготовлении и настройке антенны. При использовании трехэтапной методики расчета можно существенно сократить время расчета, однако в этом случае модель не учитывает взаимного влияния зеркал антенны. Одноэтапная методика расчета дает в этом случае более правильные результаты. Сравнение результатов расчета и экспериментальных исследований параметров антенны дает возможность предложить процедуру расчета антенны Кассегрена, позволяющую экономить время расчета и вычислительные ресурсы компьютера.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта Российского фонда фундаментальных исследований №17 – 19 – 01628.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Список литературы

[1] X. Xu, X. Zhang, Z. Zhou Terahertz Cassegrain Reflector Antenna // Antennas & Propagation (ISAP), 2013 Proceedings of the International Symp. P. 969–971, 2013.

[2] Бахрах, Л.Д. Зеркальные сканирующие антенны: Теория и методы расчета. – Наука, 1981. – 304 с.

[3] CST – Computer Simulation Technology. https://www.cst.com

[4] К.И. Кисиленко, В.А. Малахов, В.А. Узлов, В.В. Щербаков Моделирование и расчет антенны Кассегрена на 290 ГГц // Труды НГТУ им. Р.Е. Алексеева. 2016. №4. С. 46-52.

[5] Методы измерений характеристик антенн СВЧ/ Под ред. Н.М. Цейтлина. М.: Радио и связь, 1985. – 368 с.

References

[1] X. Xu, X. Zhang, Z. Zhou Terahertz Cassegrain Reflector Antenna // *Antennas & Propagation (ISAP),* 2013 Proceedings of the International Symp. P. 969–971, 2013.

[2] Bakhrakh, L.D. Mirror Scanning Antennas: Theory and Methods of Calculation. - Science, 1981. - 304 p. (In Russian).

[3] CST – Computer Simulation Technology. https://www.cst.com

[4] K.I. Kisilenko, V.A. Malakhov, V.A. Uzlov, V.V. Shcherbakov [Simulation and calculation of the Cassegrain antenna at 290 GHz] // *Proceedings of the NSTU. R.E. Alekseeva*. 2016. №4. P. 46-52. (In Russian).

[5] Methods for measuring the characteristics of microwave antennas, Ed. N.M. Tseitlin. M .: Radio and Communication, 1985. - 368 p. (In Russian).

Acknowledgements

The report was prepared based on the results of a study conducted within the framework of the Russian Foundation for Basic Research project No. 17-196-01628.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Research of an active electronically scanned antenna module phase errors influence on radiation characteristics

Snegur D.A., Golovin V.V.
Engineering Center of Micro- and Nanoelectronics Devices,
Sevastopol State University, Sevastopol, 299053, Russian Federation
dasnegur@sevsu.ru

Abstract: *An active electronically scanned antenna receiver/transmitter module vector phase shifter errors influence on radiation characteristics are presented. The results include a theoretical study of switching and random phase errors influence on the antenna radiation pattern in case of using patch radiators flat grids with dimensions of 8×8, 8×32 radiators. Received results showed that the developed module with high accuracy allows to form the required antenna arrays radiation diagram and to control the radiation pattern parameters.*

Keywords: *active electronically scanned array, radiation pattern, vector phase shifter, switching phase errors, random phase errors.*

Исследование влияния фазовых ошибок модуля активной фазированной антенной решетки на характеристики излучения

Снегур Д.А., Головин В.В.
Севастопольский государственный университет,
Инжиниринговый центр изделий микро- и наноэлектроники,
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
dasnegur@sevsu.ru

Аннотация: *Приводятся результаты анализа влияния параметров векторных фазовращателей приёмо-передающего модуля активной фазированной антенной решётки на характеристики излучения. Представлены результаты теоретического исследования влияния коммутационных и случайных фазовых ошибок векторных фазовращателей модулей на диаграмму направленности антенной решётки в случае использования плоских решёток печатных излучателей с размерностями 8×8, 8×32 излучателей. Полученные результаты показали, что разрабо-*

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

танный модуль с высокой точностью позволяет формировать требуемые диаграммы направленности антенных решёток и управлять параметрами диаграммы направленности.

Ключевые слова: активная фазированная антенная решетка, диаграмма направленности, векторный фазовращатель, коммутационные фазовые ошибки, случайные фазовые ошибки.

1. Введение

Применение систем активных фазированных антенных решеток (АФАР) в новейших телекоммуникационных системах (например — в сетях 5*G*), а также наземных, морских и авиационных радиолокационных системах является актуальным и востребованным настоящее время. Широкое применение АФАР обусловлено в том числе развитием технологий монолитных интегральных схем (МИС) СВЧ-диапазона. Однако, стоимость производимых сегодня микросхем высока для применения подобного рода систем в гражданских целях. В связи с этим, в рамках государственного задания № 8.3962.2017ПЧ Инжиниринговым центром изделий микро- и наноэлектроники Севастопольского государственного университета разрабатывается кремниевая МИС приемо-передающего модуля (ППМ) АФАР [1]. На этапе разработки осуществлена оценка влияния параметров разрабатываемой МИС на характеристики излучения двумерной решетки с количеством излучателей 8×8 (1 кластер) — 8×32 (4 линейно расположенных кластера).

В данной работе приведены результаты оценки влияния фазовых ошибок, вносимых векторным фазовращателем разрабатываемого ППМ, на характеристики излучения АФАР.

2. Математическая модель

С учетом математической модели для расчета характеристик поля излучения фазированных антенных решеток, описанной в [2], рассмотрена линейная эквидистантная антенная решетка. В качестве первичных излучателей антенной решетки рассматриваются печатные излучатели, математическая модель диаграммы направленности (ДН) которых описана в [3]. Результирующая ДН ФАР определяется на основании теоремы у0множения, описанной в [2]. Расчет диаграмм направленности ФАР и анализ ее характеристик при электронном сканировании произведён, приняв следующие исходные данные:

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

- тип первичного излучателя — печатная антенна;
- частота сигнала 5 ГГц;
- количество излучателей в двумерной решетке 8×8 — 8×32 шт.;
- расстояние между излучателями в антенной решетке 3 см;
- шаг векторного фазовращателя 5,625°;
- среднеквадратическое отклонение (СКО) фазы векторного фазовращателя 5°.

Для ФАР печатных излучателей размерностью 8×8 при шаге 5,625° главные лепестки ДН перекрываются на относительном уровне выше –1 дБ. При этом с увеличением угла сканирования наблюдается рост уровня боковых лепестков от –14 дБ до –10 дБ. Кроме того, при сканировании на угол до 50° уровень боковых лепестков возрастает до –4 дБ.

Очевидно, что для уменьшения уровня побочного излучения требуется реализовать амплитудное распределение поля в раскрыве ФАР, спадающее к его краям. Для этого в разрабатываемом интегральном модуле АФАР предусмотрены активные аттенюаторы в каждом из каналов модуля с шагом изменения амплитуды 1 дБ.

В раскрыве ФАР 8×32 формируются распределения поля, аналогичные показанному на рис. 1, а, где $N = 0$—32 — номер излучателя в одной линии ФАР, выбранной в плоскости расположения кластеров. При этом существенно снижается уровень побочного излучения, что показано на рис. 1, б.

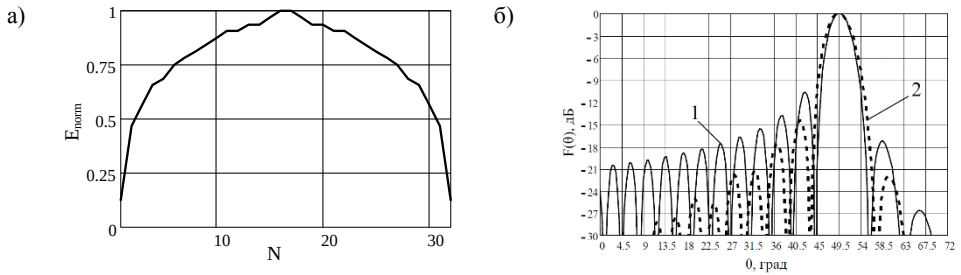


Рис. 1. Нормированное амплитудное распределение в раскрыве ФАР (а) и ДН ФАР (б)
(1 — ДН ФАР при равномерном распределении поля в раскрыве;
2 — ДН ФАР при спадающем распределении поля в раскрыве)

Fig. 1. Antenna aperture normalized amplitude distribution (a) and AESA RP (б)
(1 —AESA RP with uniform amplitude distribution in antenna aperture;
2 — AESA RP with decreasing amplitude distribution in antenna aperture)

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

3. Анализ влияния коммутационных фазовых ошибок в ППМ на ДН ФАР

На практике реализуемое фазовое распределение из-за дискретного характера фазовращателя отличается от требуемого на значение коммутационных фазовых ошибок.

Обычно фазируют решетку так, чтобы фазовые ошибки были минимальными и максимальное их значение не превышало величины половины дискрета фазы Δ. В соответствие с этим число переключений выбирается равным

$$\nu = E\left[\frac{\left(\Phi_{треб} - \Phi_{нач}\right)}{\Delta} + 0{,}5\right], \qquad (1)$$

где $E(x)$ — целая часть от x.

В малоэлементных фазированных антенных решетках главным фактором снижения уровня побочных лепестков ДН помимо выбора оптимального начального фазового распределения является минимизация отклонения дискрета фазы от заданного значения. В связи с этим фазовращатель в структуре ППМ разрабатывается с малой фазовой ошибкой.

Для рассматриваемого ППМ при изменении требуемых дискретов фазы $\Phi_{треб}$ проанализирована зависимость для максимальной величины коммутационной фазовой ошибки $N_{\delta c\Phi}$ с заданным дискретом Δ. При максимальной коммутационной фазовой ошибке, равной Δ/2 (2,8°), на рис. 2 показано количество коммутационных фазовых ошибок в фазовом распределении вдоль раскрыва ФАР $N_{\delta c\Phi}$ превышающих 2,7°, в зависимости от $\Phi_{треб}$, заданного для предельных углов сканирования (около 50°).

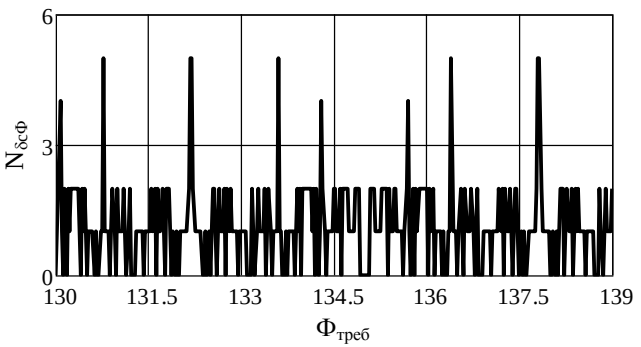


Рис. 2. Зависимость $N_{\delta c\Phi}$ от $\Phi_{треб}$

Fig. 2. Dependence $N_{\delta c\Phi}$ from $\Phi_{треб}$

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

В полученном распределении можно выделить один из наиболее неблагоприятных случаев $\Phi_{треб} = 136{,}4°$, при котором в фазовом распределении наблюдается максимальное количество $N_{\delta c\Phi}$. Дальнейший анализ проводится для этого случая $\Phi_{треб}$.

На рис. 3 показаны ДН ФАР для двух случаев: при аналоговом фазовом распределении с шагом $\Phi_{треб}$ и при дискретном фазовом распределении с шагом, кратным Δ. Также на рис. 3 показана разность этих ДН, позволяющая оценить порядок отклонения ДН ФАР от требуемой при использовании дискретного фазовращателя с дискретом Δ.

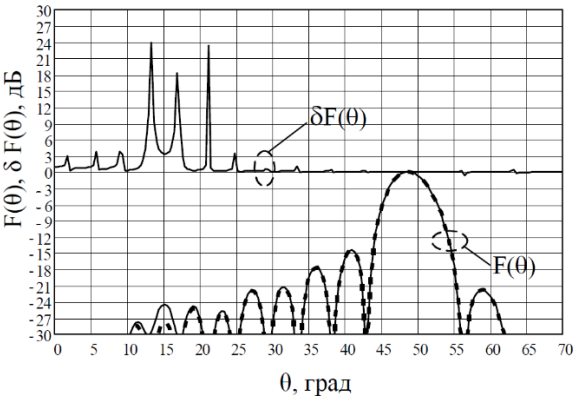


Рис. 3. Диаграммы направленность ФАР ($F(\theta)$) и разность значений ДН при дискретном и аналоговом фазовом распределении ($\delta F(\theta)$)
(сплошная линия — при аналоговом фазовом распределении с шагом $\Phi_{треб}$;
пунктирная линия — при дискретном фазовом распределении с шагом, кратным Δ)

Fig. 3. AESA radiation patterns (F(θ)) and the difference between the values of discrete and continuous phase distribution (δF(θ))
(solid line — continuous phase distribution with increments $\Phi_{треб}$;
dotted line —discrete phase distribution with increments multiple to Δ)

4. Анализ влияния случайных фазовых ошибок векторных фазовращателей ППМ на ДН ФАР

Предполагается, что случайные фазовые ошибки векторных фазовращателей распределены по нормальному закону. Как ранее было указано, зададимся для фазовращателей ППМ значением СКО фазы 5°. Для решетки излучателей размерностью 8×32 задаются фазовые ошибки на входах излучателей в пределах отдельных групп размерностью 8×8, соответствующих размерности отдельного интегрального ППМ.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Далее формируется единое фазовое распределение в раскрыве всей ФАР. Проведен анализ отклонения уровня излучения и положения главного максимума, а также первого бокового лепестка ДН ФАР для выборки из 1000 итераций. На рис. 4 показаны гистограммы для указанных отклонений ДН ФАР.

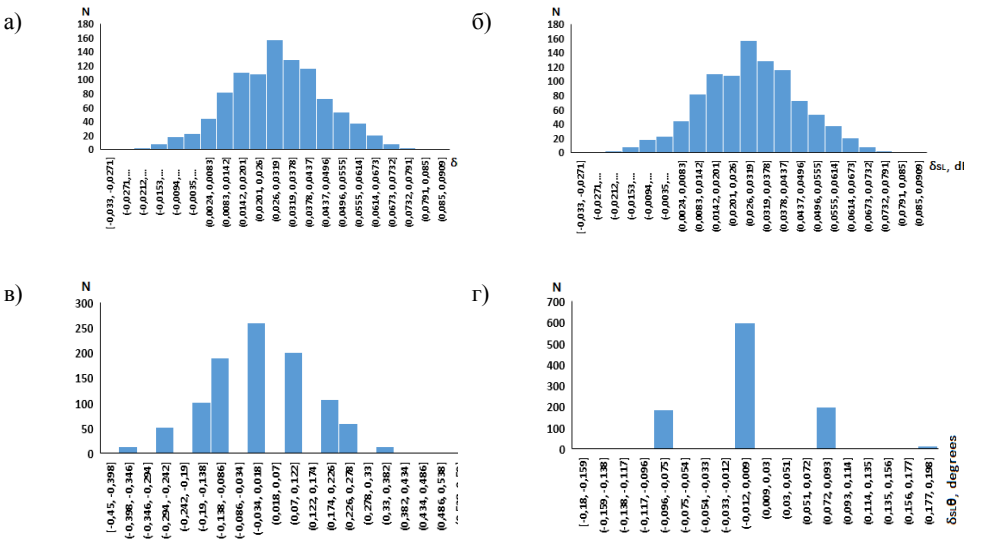


Рис. 4. Гистограмма флуктуаций: а — уровня главного максимума ДН, б — уровня первого бокового лепестка, в — положения главного максимума, г — положения главного бокового лепестка

Fig. 4. Histogram of deviations: a — RP main lobe maximum value, б — first side lobe value, в — main lobe angular position, г — first side lobe angular position)

5. Заключение

Таким образом, в работе исследовано влияние коммутационных и случайных фазовых ошибок в фазовом распределении, формируемом векторными фазовращателями с заданными характеристиками на ДН АФАР. Показано, что разработанный модуль позволяет с высокой точностью сформировать требуемую диаграмму направленности ФАР во всем секторе сканирования, что позволяет решать задачи адаптированного приёма, формирования ДН с требуемыми характеристиками и т.п. Коммутационные фазовые ошибки при предельных углах отклонения луча ДН приводят к росту

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

дальнего побочного излучения на 3 дБ. При этом наличие случайных фазовых ошибок приводит к возможному отклонению уровня главного максимума на величину до 0,12 дБ, а его положения — на угол до 1°, также возможно изменение уровня первого бокового лепестка на величину до 3,23 дБ и его положения — на угол до 0,38°.

Проведенная работа в целом показала возможность дальнейшей разработки антенной решетки, что позволило бы в совокупности с разрабатываемой МИС ППМ [1] реализовать готовый модуль активной антенны по технологии АФАР.

Источники финансирования

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (задание №8.3962.2017/ПЧ). Шифр проекта 8.3962.2017/ПЧ.

Список литературы

[1] Разработка интегральной схемы микроволнового диапазона частот для диаграммообразующих модулей АФАР на основе кремниевой технологии: отчет о НИР (промежуточный по этапу 1) / СевГУ; рук. Гипмилевич Ю.Б.; исполнит. Гимпилевич Ю.Б., Вертегел В.В. [и др.]. — Севастополь, 2017. — 219 с. — № ГР АААА-А17-117040610330-4.

[2] Воскресенский Д.И. Устройства СВЧ и антенны : учеб. для вузов / Д.И. Воскресенский, В.Л. Гостюхин, В.М. Максимов, Л.И. Пономарев ; под. ред. Д.И. Воскресенского. — М. : Радиотехника, 2016. — 744 с.

[3] Лобкова Л.М. Математическая модель печатного излучателя / Л.М. Лобкова, А.Г. Шестаков, В.Г. Щебетовский // Вестн. СевГТУ [сб. науч. тр.] / М-во образования и науки Украины, Севастоп. нац. техн. ун-т. — Севастополь, 2006. — Вып. 74 : Информатика, электроника, связь. — С. 119—123.

References

[1] Development of microwave integrated circuit for AESA radiation pattern former modules based on silicon technology: research work report (stage 1) / SevSU, Gimpilevich Yu.B., Vertegel V.V. [et al.]. — Sevastopol, 2017. — 219 p. — № ГР АААА-А17-117040610330-4.

[2] Voskresenskiy D.I. Microwave devices and antennas / D.I. Voskresenskiy, V.l. Gostiuhin, V.M. Maksimov, L.I. Ponomarev , edited by D.I. Voskresenskiy. M. : Radiolectronics, 2016. — 744 p.

[3] Lobkova L.M. Patch element math model / L.M. Lobkova, A.G. Shestkov, V.G. Schebetovskiy,// Vest.SevGTU / Ministry of Education and Science of Ukraine, SevNTU, — Sevastopol, 2006. Vol. 74: Informatics, electronics, communications, — P. 119—123.

Acknowledgements

This work is supported by Federal Agency for Science and Innovations (task №8.3962.2017/ПЧ). Project code 8.3962.2017/ПЧ.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Frequency properties of a slot spiral antenna with structural elements in the form of a multilayer substrate and a 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 spiral antenna on a conducting screen with a multilayer substrate and 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 spiral is carried out. An algorithm for the numerical solution is developed and the results of numerical study of the frequency properties of the considered antenna are presented.*

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

Частотные свойства щелевой спиральной антенны с конструктивными элементами в виде многослойной подложки и укрытия

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 планарной щелевой спиральной антенны с многослойным покрытием и многослойной подложкой на основе метода интегральных уравнений. Для магнитного тока многослойной среды приводится построение элементов тензорной функции Грина, которые определяют ядро интегрального уравнения. В квазистатическом приближении определяется поле возбуждения спирали и проводится обращение задачи к интегральному уравнению Фредгольма первого рода для полного магнитного тока спирали. Разработан алгоритм численного решения и приведены результаты численного исследования частотных свойств рассмотренных антенн.*

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

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

1. Введение

Плоские спиральные антенны находят широкое применение в различных системах связи как широкополосные антенны вращающейся поляризации, имеющие маловыступающую конструкцию [1,2,3,4]. Особое значение имеет исследование этих антенн в составе ФАР и сверхширокополосных систем, предполагающих работу со сверхкороткими импульсами [5], а также навигационных спутниковых системах, требующих устойчивых частотных характеристик в широкой полосе частот. В этой связи возникает необходимость в методах исследования спиральных антенн, учитывающих использование дополнительных конструктивных элементов. К ним относятся многослойные среды и нагруженные экраны, позволяющие влиять на частотные свойства и габариты спирали.

Цель работы – описание математической модели для плоской щелевой двухзаходной спирали с многослойной нагруженной подложкой и укрытием на основе метода интегральных уравнений и численном анализе ее частотных свойств в зависимости от параметров топологии спирали, параметров многослойной среды с последующим определением конструктивных размеров (в части размеров щелевой структуры) и размера резонаторной области антенны.

Математическая модель щелевой спирали учитывает ее основные конструктивные особенности. Основой анализа является обращение граничной электродинамической задачи возбуждения многослойной среды к интегральному уравнению для магнитного тока спирали с последующим его преобразованием к одномерному уравнению Фредгольма первого рода. Для последнего разработан эффективный алгоритм численного решения [4,5,6]. Тогда для известного магнитного тока спирали можно определить входной импеданс (проводимость) и затем характеристики направленности.

2. Постановка задачи

Была рассмотрена следующая задача электродинамики. В области с плоским слоистым заполнением (Рис. 1) на одной из границ среды расположена щелевая структура $S_{щ}$ двухзаходной спирали (Рис. 2). Среда моделирует свойства подложки и укрытия для $S_{щ}$, которая, в общем слу-

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

чае, может быть многослойной, и характеризуется параметрами $\varepsilon(z)$, μ_0. Среда может содержать в качестве граничного слоя экран с поверхностным импедансом Z_s, а сама ленточная структура $S_щ$ может быть нагружена на сосредоточенные сопротивления Z_p, $p=1,2\ldots M$. Геометрия щелевой структуры $S_щ$ характеризуется образующей в виде гладкой кривой $\mathbf{\Gamma}$ и имеет ширину $2d$, $kd \ll$, где $k=2\pi/\lambda$, λ – рабочая длина волны диапазона, и длину $2L$, $kL>1$.

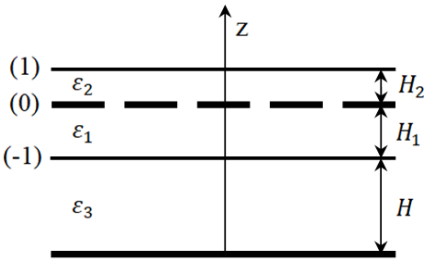


Рис. 1. Плоская слоистая среда

Вход излучателя представляется узкой линейной щелью шириной $2d$ и размером $2b$, $kb \ll$. К кромкам щели приложена разность потенциалов U, при которой в щели устанавливается первичное поле E^0. Предполагая эффективное возбуждение, расчет первичного поля можно провести в квазистатическом приближении [7].

При заданном возбуждении в щелевой структуре $S_щ$ устанавливается поле, которое характеризуется магнитным током с поверхностной плотностью $j_s^M(M_0)$, $M_0 \in S_щ$.

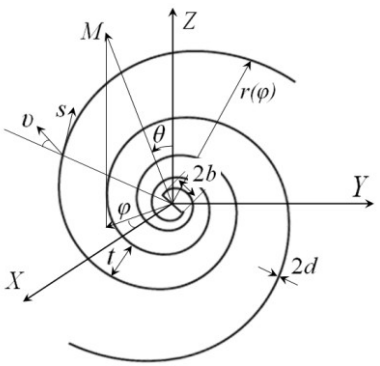


Рис. 2. Геометрия узкой щелевой спирали

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Поле $(\mathbf{E},\mathbf{H})$, создаваемое магнитным током, можно характеризовать векторным потенциалом $\mathbf{A}^M$. По аналогии с фундаментальным решением для векторного потенциала в однородной среде, векторный потенциал поля для тока спирали j_s^M в слоистой среде (Рис. 1) представим в виде:

$$\mathbf{A}^M = \frac{\mu_0}{4\pi}\iint_{S_щ} j_s^M(M_0)\hat{G}(M,M_0)d\sigma_{M_0}, \tag{1}$$

где M, M_0 – точки наблюдения и истока, $\hat{G}(M,M_0)$ – тензор Грина слоистой среды для магнитного источника, которая в матричной форме имеет вид [7]:

$$\hat{G} = \begin{bmatrix} G_0^M & 0 & 0 \\ 0 & G_0^M & 0 \\ \varepsilon(z)\dfrac{\partial g^M}{\partial x} & \varepsilon(z)\dfrac{\partial g^M}{\partial y} & \dfrac{\varepsilon(z)}{\mu_0}G_1^M \end{bmatrix} \tag{2}$$

где G_0^M, g^M, G_1^M – элементы тензорной функции $\hat{G}$.

Представим, что в щелевую структуру $S_щ$ включены сосредоточенные импедансы Z_p, $p=1,2\ldots M$ для изменения распределения магнитного тока. Предполагая первичное поле $(\mathbf{E}^0,\mathbf{H}^0)$ известным, потребуем выполнения граничного условия на магнитной ленте $S_щ$ для полного магнитного поля в виде

$$\left[\left(\mathbf{H}+\mathbf{H}^0\right)\times\mathbf{z}_0\right] = I^M(l)\sum_{p=1}^{M}\frac{1}{Z_p}\delta(l-l_p), \tag{3}$$

где $I^M(l)$ – полный магнитный ток щели $S_щ$, l_p – координаты включений импедансов на $\mathbf{\Gamma}$, $\delta(l-l_p)$ – дельта-функция.

3. Получение интегрального уравнения

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

С учетом сделанных предположений можно получить интегро-дифференциальное уравнение относительно тока $j_s^M\left(M_0\right),\ M_0 \in S_{щ}$, из обращения которого следует интегральное уравнение первого рода для тока $j_s^M\left(M_0\right),\ M_0 \in S_{щ}$:

$$\iint\limits_{S_{щ}} j_s^M\left(M_0\right) K\left(M, M_0\right) d\sigma_{M_0} + 2\pi i W \sum_{p=1}^{M} I^M\left(l_p\right) / Z_p =$$

$$= -i\frac{U}{\pi k d}\sin k\left|l\right| + C_1 \sin kl + C_2 \cos kl \qquad (4)$$

где $M \in \Gamma,\ M_0 \in S_{щ},\ W = \sqrt{\dfrac{\mu_0}{\varepsilon_2}}$, l – длина дуги, $k = \omega\sqrt{\varepsilon_2 \mu_0}$.

Коэффициенты C_1 и C_2 в (6) определяются из дополнительного условия отсутствия «стекания» магнитного тока с концов щелевой структуры $S_{щ}$.

Ядро $K\left(M, M_0\right)$ имеет вид:

$$K\left(l, l_0\right) = \left(\mathbf{s}^0, \mathbf{s}_0^0\right)\left[G_0^M\left(\rho\right) + \left.\frac{\partial g^M\left(R\right)}{\partial z}\right|_{z=0}\right] -$$

$$-\frac{1}{2}\int_{\Gamma}\left(\mathbf{s}^0, \mathbf{s}_0^0\right)\left.\frac{\partial g^M\left(R\right)}{\partial z}\right|\sin k\left|l-u\right| du\ ,\ t \to 0 \qquad (5)$$

где $\mathbf{s}^0, \mathbf{s}_0^0$ – единичные орты образующей $\mathbf{\Gamma}$ для точки наблюдения и истока соответственно.

Особенность элементов G_0^M и $\dfrac{\partial g^M}{\partial z}$ в (5) зависит от расстояния ρ_{MM_0} и имеет порядок $\left(0\left(1/\rho_{MM_0}\right)\right),\ \rho_{MM_0} \to 0$, что определяет интегральное уравнение (4) с ядром (5) как интегральное уравнение Фредгольма первого рода.

3. Расчет эквиугольной двухзаходной щелевой спирали

Численное моделирование уравнения (4) с использованием принципа саморегуляризации проводилось для эквиугольной

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

двухзаходной щелевой спирали при диэлектрической проницаемости слоя ниже экрана $\varepsilon_r = 6$ с толщиной 0.1λ и диэлектрической проницаемости слоя выше экрана $\varepsilon_r = 9.6$ с толщиной 0.15λ. На Рис. 3 представлено частотное изменение импеданса антенны.

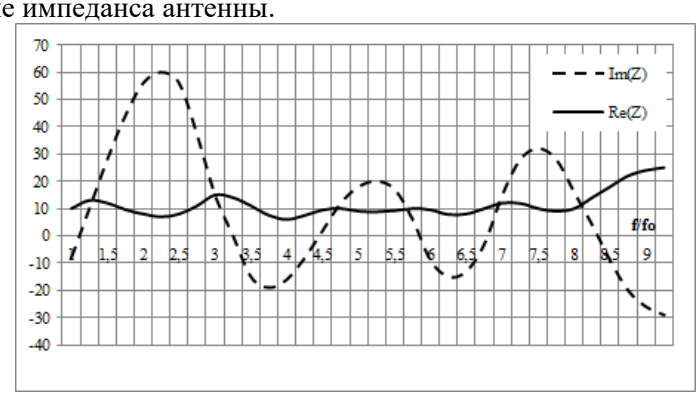


Рис. 3. Входной импеданс эквиугольной двухзаходной щелевой спирали

Отметим, что характеристики щелевой антенны могут изменяться как при изменении топологии щелевой спирали, так и параметров многослойной среды. Так, увеличение толщины подложки спирали позволяет уменьшить размер резонаторного слоя, т.е. уменьшить высоту маловыступающей конструкции антенны. Увеличение значений диэлектрической проницаемости покрытия спирали и использование сосредоточенных индуктивных нагрузок на концах щелевой структуры позволяет уменьшить ее планарные размеры. Этот эффект проявляется и при дополнительном использовании нагруженных экранов с емкостным поверхностным импедансом, препятствующим распространению поверхностных волн в слоистой среде.

Проведя сравнение результатов для разных топологий и параметров многослойных сред, были сделаны следующие выводы: увеличение длины спирали и уменьшение размера щели приводит к увеличению частотного диапазона, в то время как устойчивость частотных характеристик антенны увеличивается с уменьшением параметра спирали.

4. Заключение

Таким образом, в работе приводится метод математического моделирования и предлагается способ расчета щелевой спиральной антенны, использующий метод интегральных уравнений первого рода при решении электродинамических задач возбуждения. Расчет учитывает влияние конструктивных элементов, которые позволяют изменять частотные свойства и размеры антенны. К этим элементам относится топология щелевой

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

структуры антенны и многослойные среды, представляющие собой подложку и покрытие спирали, а также нагрузки последней сосредоточенными импедансами. Многослойная среда может содержать нагруженный экран с поверхностным импедансом, ограничивающим возбуждение поверхностных волн в среде. Приводится пример расчета частотных свойств широкополосной маловыступающей щелевой спиральной антенны и показано влияние на ее свойства указанных конструктивных элементов.

Список литературы

[1] Volakis J.L., Namberger M.W., Filipovic D.S. A broadband cavity-backed slot spiral antenna // IEEE Transactions on Antennas and Propagation Magasine. V. 43. No. 6. December. 2001.

[2] Fumeaux C., Baumann P., Vahldieck R. Finite-volume time-domain analysis of a cavity-backed Archimedean spiral antenna // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. V. 54. No. 3. March. 2006.

[3] Nakano H., Ikeda M., Hitosugi K., Yamauchi J. A spiral antennas sandwiched by dielectric layers // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. V. 34. June 2004. P. 791-796.

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

[5] Будагян И.Ф., Максимов М.А., Чебышев В.В. Моделирование характеристик излучения микрополосковых спиральных антенн при работе со сверхкороткими импульсами // Электросвязь. №3. 2011. С. 27-31.

[6] Чебышев В.В. Микрополосковые антенны в многослойных средах. М.: Радиотехника. 2007. 160с.

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

References

[1] Volakis J.L., Namberger M.W., Filipovic D.S. A broadband cavity-backed slot spiral antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation Magasine*, vol. 43, No. 6, December, 2001.

[2] Fumeaux C., Baumann P., Vahldieck R. Finite-volume time-domain analysis of a cavity-backed Archimedean spiral antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, No. 3, March, 2006.

[3] Nakano H., Ikeda M., Hitosugi K., Yamauchi J. A spiral antennas sandwiched by dielectric layers. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 34, June 2004, pp. 791 - 796.

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

[5] Budagyan I.F., Maksimov M.A., Chebyshev V.V. Simulation of radiation characteristics of microstrip spiral antennas operating with ultrashort impulses. Elektrosvyaz, No 3, 2011, pp. 27 - 31. (In Russian).

[6] Chebyshev V.V. *Microstrip antennas in multilayer structures*. Moskva, Radiotekhnika, 2007, 160 p. (In Russian).

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

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Scan Blindness in Two Layer Substrate Microstrip Antenna Arrays

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

Abstract: *In the work a method for determination of scan angles is presented at which scan blindness in microstrip antenna arrays with a two-layer dielectric substrate used to limit surface waves can occur. The method is based on graphical constructions on the plane of phase constants, for its application, in addition to the information on element locations it is necessary to know the phase constants of surface waves propagating in the two-layer dielectric substrate. The simulation results are presented confirming the applicability of this method.*

Keywords: *microstrip antennas, antenna arrays, multilayer structures, surface waves, scanning.*

Явление «ослепления» в микрополосковых антенных решетках с двухслойной диэлектрической подложкой

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

Аннотация: *В работе представлен метод определения углов сканирования, при которых может возникнуть явление «ослепления» в микрополосковых антенных решетках с двухслойной диэлектрической подложкой, которая может использоваться для ограничения поверхностных волн. Метод основан на графических построениях на плоскости фазовых постоянных, и для его применения помимо взаимного расположения излучателей необходимо знать фазовые постоянные распространяющихся в двухслойной диэлектрической подложке поверхностных волн. Приведены результаты моделирования, подтверждающие применимость данного метода.*

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

Ключевые слова: микрополосковые антенны, антенные решетки, многослойные среды, поверхностные волны, сканирование.

1. Введение

Характеристики микрополосковых антенных решеток, которые обладают рядом преимуществ, связанных с возможностью их производства по технологии интегральных схем в едином цикле производства с остальными элементами, ограничены явлением возбуждения в диэлектрической подложке поверхностных волн, что приводит к значительным потерям излучаемой мощности, сильному взаимодействия микрополосковых элементов в антенных решетках и нарушениям характеристик излучения. При этом может возникнуть такое явление как «ослепление», когда при определенном угле в диаграмме направленности решетки появляется устойчивый нуль, независящий от фазирования элементов. Учитывая, что этот «провал» в диаграмме направленности может возникнуть и в направлении, близком к перпендикулярному, это явление требует изучения и учета при проектировании решеток.

В работах [1, 2] проведен анализ явления «ослепления» в микрополосковых антенных решетках с однослойной диэлектрической подложкой, которая обычно и используется. Этот анализ показал, к каким ограничениям на диапазон углов сканирования приводит риск возникновения «ослепления», если выбирать диэлектрик подложки и расстояние между излучающими элементами с учетом максимального отдаления «ослепления» от направления, перпендикулярного поверхности решетки. Например, использование подложки с диэлектрической проницаемостью 4.5 ограничивает углы сканирования до $\pm 20^{\circ}$ при толщине подложки 0.05λ и полуволновом расстоянии между элементами, что само по себе исключает появление дифракционных лепестков при любом угле сканирования. При толщине подложки 0.17λ углы ограничиваются уже до $\pm 10^{\circ}$.

Учитывая, что «ослепление» напрямую связано с возбуждением поверхностных волн, требуется использование методов, ограничивающих их возбуждение, и одним из этих методов является переход от однослойной диэлектрической подложки к двухслойной [3, 4]. В данной работе производится анализ условий возникновения «ослепления» в двухслойной диэлектрической подложке, для того чтобы в дальнейшем на его основе можно было определить условия, обеспечивающие расширение диапазона углов сканирования.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

2. Определение углов «ослепления» при использовании двухслойной подложки

Определять углы «ослепления» в микрополосковых антенных решетках с двухслойной диэлектрической подложкой предлагается аналогично методу [2, 4] для решеток с однослойной подложкой, основанному на использовании плоскости фазовых постоянных (или волновых чисел). Отличаться будут только фазовые постоянные возбуждаемых поверхностных волн, которые теперь должны определяться из дисперсионных уравнений, приведенных в [6], сформулированных на основе учета граничных условий уже для двух слоев диэлектриков на проводящем экране.

Фазовые постоянные мод Флоке (или волновые числа) при прямоугольной сетке расположения излучателей определяются следующим образом [5]:

$$\left(k_{xmn}-\frac{2\pi m}{d_x}\right)^2+\left(k_{ymn}-\frac{2\pi n}{d_y}\right)^2=k_0^2\sin\theta_0, \qquad (1)$$

где m, n – целые числа, k_0 – волновое число в воздухе, θ_0 – угол сканирования, d_x, d_y – расстояния между элементами антенной решетки по осям OX и OY соответственно.

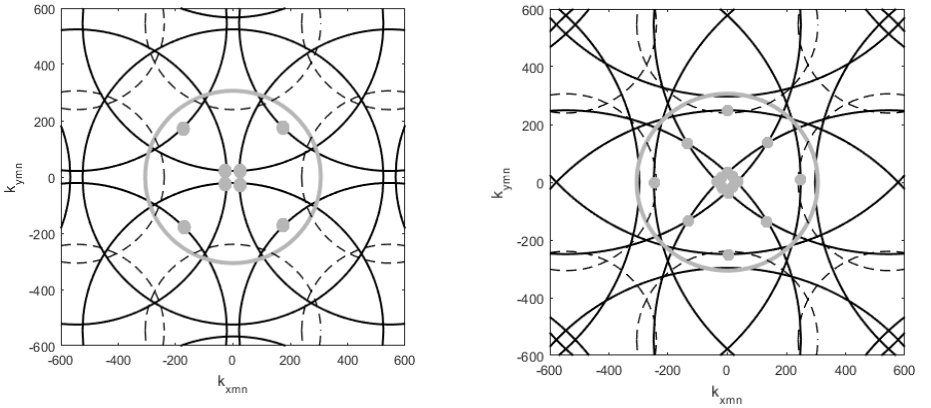
Выражение (1) можно изобразить на плоскости фазовых постоянных (k_{xmn}, k_{ymn}) [5], где оно определяет семейство окружностей с центрами в точках ($\frac{2\pi m}{d_x}, \frac{2\pi n}{d_y}$). Если произвести нормировку выражения (1) относительно волнового числа k_0, то получится *u*,*v*-плоскость (обобщенные угловые координаты). На Рис. 1 приведен пример таких построений на плоскости фазовых постоянных.

Видимые углы будут располагаться только внутри окружности с центром в начале координат (серая линия). Ее радиус, равный $k_0\sin\theta_0$, зависит от угла сканирования. Пересечение остальных окружностей (тонкие пунктирные линии) с центральной приводит к появлению дифракционных лепестков.

Фазовые постоянные поверхностных волн могут быть изображены в этой же системе координат. Радиус окружностей поверхностных волн будет соответствовать их фазовым постоянным, найденным после решения дисперсионных уравнений, а их центры будут совпадать с центрами

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

окружностей мод Флоке. На Рис. 1 они изображены для одного из рассматриваемых далее случаев черными сплошными линиями.



а) б)

Рис. 1. Диаграммы фазовых постоянных при расстоянии между излучающими элементами 0.56λ для поверхностной волны электрического типа (а) и магнитного типа (б) для первого варианта двухслойной среды

Пересечение окружностей, соответствующих поверхностным волнам, с окружностью, определяющей зону видимости при данном угле сканирования, и будет означать возможность появления явления «ослепления». Значение угла определяется исходя из координаты точки пересечения ($\left(k_0 \sin\theta_0 \cos\varphi_0\right), \left(k_0 \sin\theta_0 \sin\varphi_0\right)$).

Для подтверждения применимости этого метода к двухслойным подложкам было рассмотрено два случая.

Первый случай был выбран следующим: верхний слой диэлектрика был взят с диэлектрической проницаемостью 9.2 и толщиной 0.05λ, нижний слой (примыкающий к проводящему экрану) был взят с диэлектрической проницаемостью 1.3 и толщиной 0.067λ. Рассматривалась бесконечная антенная решетка из тонких диполей, расстояние между излучающими элементами было выбрано равным 0.56λ. Диэлектрическая подложка с такими параметрами поддерживает две поверхностные волны: одну электрического типа с фазовой постоянной $1.1k_0$ и одну магнитного типа с фазовой постоянной $1.14k_0$.

На Рис. 2 приведены диаграммы направленности излучателя в решетке при сканировании в плоскостях E, H и при φ=45° (плоскость D), то есть по «диагонали». Также серой линией изображена диаграмма направ-

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ленности одиночного диполя, расположенного на бесконечной двухслойной диэлектрической подложке с такими параметрами.

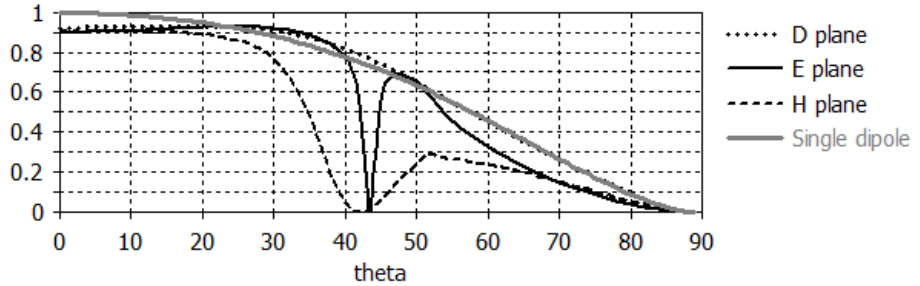


Рис. 2. Диаграммы направленности излучателя в бесконечной решетке для первого варианта двухслойной среды

На рисунке проявились следующие углы ослепления: в плоскости E - 43°, в плоскости H - 42°, при сканировании по «диагонали» углы «ослепления» не возникли. Анализ построений, выполненных на плоскости фазовых постоянных для каждой поверхностной волны отдельно (Рис. 1а и 1б), приводит к следующим углам, в которых может возникнуть «ослепление»: первая электрическая волна приводит к возникновению угла «ослепления» примерно при 42-43° в плоскостях E и H, по диагонали углов «ослепления» быть не должно. Магнитная поверхностная волна может привести к «ослеплению» в районе 40° в плоскостях E и H, по «диагонали» углов «ослепления» возникнуть не должно. Таким образом, два проявившихся на диаграммах направленности излучателя в решетке «ослепления» объясняются возбуждением в двухслойной диэлектрической среде поверхностной волны электрического типа, поверхностная волна магнитного типа, по крайней мере, при выбранной конструкции излучателя, к «ослеплению» не привела.

Второй случай был взят следующим: верхний слой с диэлектрической проницаемостью 12.8 и толщиной 0.1λ, нижний слой с диэлектрической проницаемостью 2.3 и толщиной 0.1λ, расстояние между излучающими элементами было выбрано равным 0.56λ. При таких параметрах слоев возбуждается также по одной поверхностной волне электрического и магнитного типа: электрическая с фазовой постоянной $1.713k_0$ и магнитная с фазовой постоянной $2.59k_0$. На Рис. 3 приведены диаграммы направленности излучателя в решетке при сканировании в плоскостях E, H и D.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

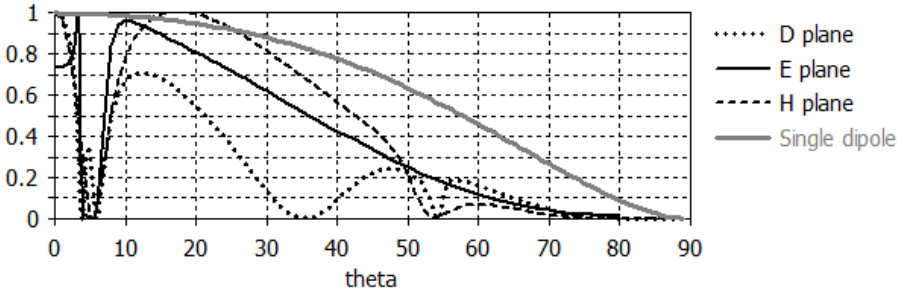


Рис. 3. Диаграммы направленности излучателя в бесконечной решетке для второго варианта двухслойной среды

Построения на плоскости фазовых постоянных указывают на следующие углы «ослепления»: поверхностная волна электрического типа: плоскости E и H - 4°, плоскость D - 5°, 55°, магнитного типа: плоскости E и H - 5°, 54°, 74°, плоскость D - 4°, 37°, 80°. При этом реально на Рис. 3 проявились следующие углы «ослепления»: в плоскости E – 4° и 5°, в плоскости H – 4°, 5° и 54°, в плоскости D – 4°, 5°, 37° и 55°.

Для обоих случаев можно отметить совпадение прогнозируемых углов с углами «ослепления», проявившимися при моделировании. При моделировании проявились не все углы, так как их возникновение может зависеть от конструкции излучателей и методов их питания, однако дополнительных углов проявиться не может.

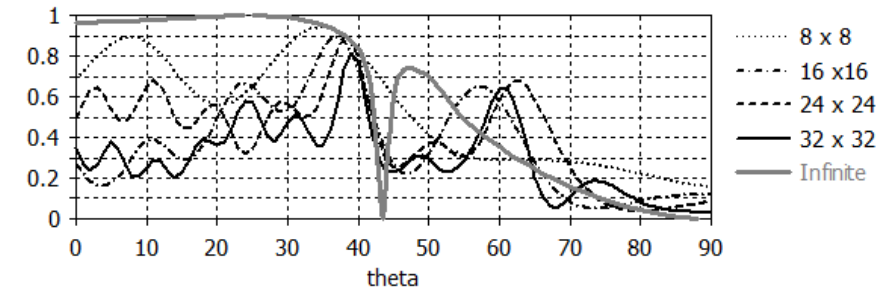


Рис. 4. Диаграммы излучателя в конечной решетке из диполей для первого варианта двухслойной среды в плоскости E

Для иллюстрации проявления явления «ослепления» в антенных решетках конечных размеров было проведено моделирование решеток размерами 8x8, 16x16, 24x24 и 40x40 элементов для первого варианта двухслойной среды. На Рис. 4 приведены диаграммы направленностей элемента в конечных антенных решетках при сканировании в плоскости E, когда «ослепление» должно проявляться при 43°. Серой линией изображена диаграмма направленности в случае бесконечной антенной решетки.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Заключение

В работе предложен метод определения углов «ослепления» в микрополосковых антенных решетках с двухслойной подложкой и подтверждена его применимость с помощью компьютерного моделирования. Второй дополнительный слой диэлектрика может использоваться для ограничения поверхностных волн в подложках микрополосковых антенн при правильном подборе диэлектрических проницаемостей и толщин слоев [6, 7]. В приведенных здесь примерах параметры слоев были выбраны случайно для демонстрации применимости метода определения углов «ослепления», однако правильным подбором этих параметров можно добиться ограничения поверхностных волн и, следовательно, исключить явление «ослепления» из требуемого диапазона углов сканирования.

Список литературы

[1] Ястребцова О.И. Связь поверхностных волн с явлением «ослепления» микрополосковых антенных решеток // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. Т. 17. № 4. С.1035-1038.

[2] Ястребцова О.И. Условия отсутствия «ослепления» у микрополосковых антенных решеток // Труды МАИ. Выпуск №97. 2017.

[3] Чебышев В.В. Микрополосковые антенны в слоистых средах. – М.: Радиотехника. 2007. 160с.

[4] Ястребцова О.И. Двухслойная подложка как способ ограничения возбуждения поверхностных волн в микрополосковых антеннах // Сборник научных статей «Труды НИИР». №1. С.51-58. 2017.

[5] Hansen R.H. Phased Array Antennas. USA. John Wiley & Sons. 2009. 547p.

[6] Ястребцова О.И. Электродинамический анализ волн в направляющих многослойных структурах // Антенны. № 12. С. 22 – 32. 2016.

[7] Чебышев В.В. Основы проектирования антенных систем. – М.: Горячая линия – Телеком. 2016. – 149с.

References

[1] Yastrebtsova O.I. Relationship between surface waves and scan blindness in microstrip antenna arrays. Fundamental'nye problemy radioehlektronnogo priborostroeniya, vol. 17, No. 4, pp.1035-1038. (In Russian).

[2] Yastrebtsova O.I. Conditions of Scan Blindness in Microstrip Antenna Arrays. Trudy MAI, №97, 2017. (In Russian).

[3] Chebyshev V.V. Microstrip antennas in multilayer structures. Moskva, Radiotekhnika, 2007, 160 p. (In Russian).

[4] Yastrebtsova O.I. Two-layer substrate as a mean to limit surface wave excitation in microstrip antennas. Trudy NIIR, No. 1, 2017, pp.51-58. (In Russian).

[5] Hansen R.H. Phased Array Antennas. USA, John Wiley & Sons, 2009, 547p.

[6] Yastrebtsova O.I. Electrodynamic analysis of waves in multilayer guiding structures. Antenny, No. 12, 2016, pp. 22 - 32. (In Russian).

[7] Chebyshev V.V. Basics of Antenna System Designing. Moscow, Goryachaya liniya – Telekom, 2016, 149p. (In Russian).

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Multiparameter optimization of diffraction lattice with dielectric layer

[1]Lvovich I.Ya., [1]Preobrazhenskiy A.P.,
[2]Choporov O.N., [1]Kuzmenkova D.S.
[1]*ANOO VO Voronezh Institute of High Technologies,*
Lenina Street, 73a, Voronezh, 394043, Russia
app@vivt.ru
[2]*FGBOU VO Voronezh State Technical University,*
Moscow Avenue street, 14, Voronezh, 394026, Russia
choporov_oleg@mail.ru

Abstract: *In this paper, the modeling of metal-dielectric antenna based on a combined approach. The scattering of a plane electromagnetic wave on an antenna is considered. The combined algorithm including the method of integral equation, parallel approach and genetic algorithm is developed. The integral equation necessary to determine the unknown surface electric currents on the antenna surface is solved by the method of moments. A parallel algorithm was used to speed up the calculations. To account for the influence of a plane dielectric waveguide on the scattered field, a method based on a generalized scattering matrix is used. To solve the problem of achieving the operating frequency of the antenna, a genetic algorithm is used.*

Keywords: *antenna, modeling, integral equation, genetic algorithm.*

Многопараметрическая оптимизация дифракционной решетки со слоем диэлектрика

[1] Львович И. Я., [1] Преображенский А. П., [2] Чопоров О. Н., [1] Кузьменкова Д. С.
[1] *АНОО ВО Воронежский институт высоких технологий*
ул. Ленина, 73а, Воронеж, 394043, Россия
app@vivt.ru
[2] *Воронежский государственный технический университет*
ул. Московский проспект, 14, Воронеж, 394026, Россия
choporov_oleg@mail.ru

Аннотация: *В работе проведено моделирование металлодиэлектрической антенны на основе комбинированного подхода. Рассматривается рассеяние плоской электромагнитной волны на антенне. Разработан комбинированный алго-*

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

ритм, включающий метод интегрального уравнения, параллельный подход и генетический алгоритм. Интегральное уравнение, необходимое для определения неизвестных поверхностных электрических токов на поверхности антенны, решается методом моментов. Для ускорения расчетов использовался параллельный алгоритм. Для учета влияния на рассеянное поле плоского диэлектрического волновода используется метод, основанный на обобщенной матрице рассеяния. Для решения задачи достижения рабочей частоты антенны используется генетический алгоритм.

Ключевые слова: антенна, моделирование, интегральное уравнение, генетический алгоритм.

1. Introduction

Metal-dielectric antennas are used in various technical devices [1-3]. In order to analyze their scattering properties, it is necessary to use strict electrodynamic approaches, in which taking into account the fact that the antennas are characterized by a complex structure, it is possible to take into account the subtle diffraction effects.

Components of the antenna-dielectric waveguide, placed in a metal case, there are metal strips, they are placed over the dielectric layer. The processes of excitation of the dielectric waveguide are observed from the end side, with the use of a plane wave.

When calculating the currents on the comb, it is necessary to use the method of integral equations. In this paper, a genetic algorithm was used to determine the parameters of the device at a certain frequency.

2. The object of consideration and methodology simulation

The object of research was a metal-dielectric antenna, the scheme of which is shown in Fig. 1.

The method of moments [4] was used to solve the integral algorithm. A parallel algorithm was used to speed up the calculations. Further, it was necessary to solve the problem related to determining the size of the metal-dielectric antenna based on the genetic algorithm [5-8].

In order to reduce the number of options of interest, it is necessary to create a reproductive group based on the use of breeding schemes. We consider two of them.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

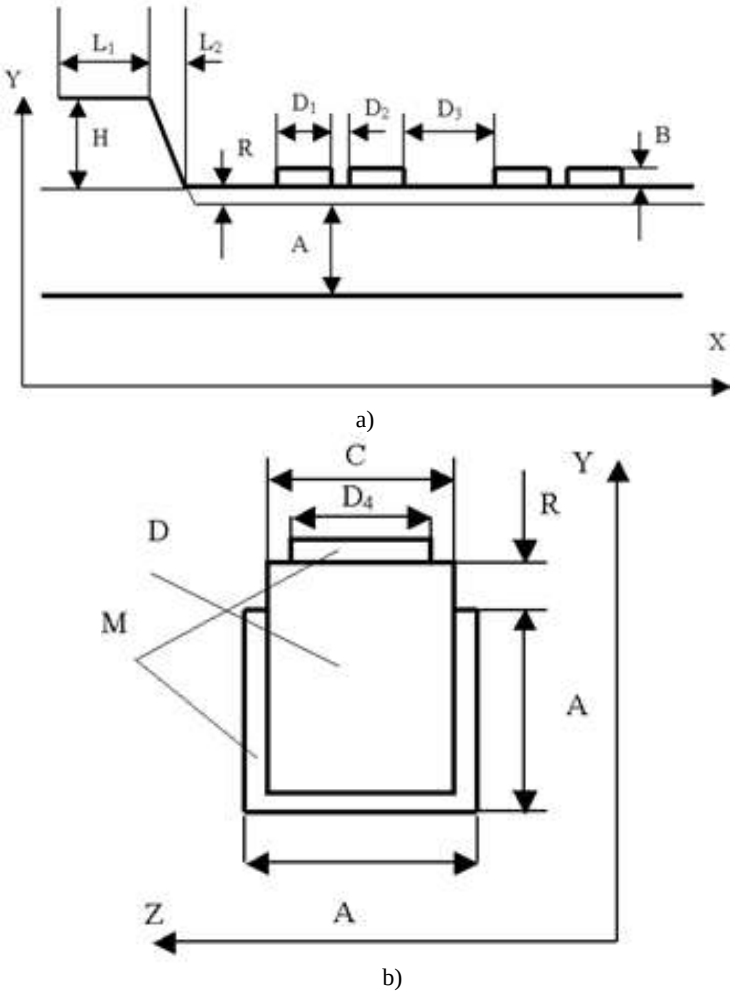


Fig. 1. Cross section of antenna a) for the plane X0Y, b) for plane Y0Z

For the first of the schemes are ordered all chromosomes in order of decreasing values of their degrees of fitness. The task is numerical - the news of the reproduction group L_p, on the basis of it there is a restriction of a set of options of interest.

For the second scheme the determination of the average degree of fitness of chromosomes of the corresponding options is carried out.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The reproductive group includes only options that are characterized by a degree of fitness greater than or equal to the average value.

In the second scheme of crossing considers the Hamming distance, which refers to the values of alternative variables $\chi_{j\zeta}$, χ_{jt}, j=1,…, J on the two chromosomes χ_{ζ}, χ_{t} ζ,t=1,…, Λ, $h=\|\chi_{j\zeta}-\chi_{jt}\|$. When $h \le h_0$, where h_0 it is a given positive number, the inbreeding scheme is being studied. If $h \ge h_0$, a study of the third scheme – outbreeding.

In addition to these schemes the proposed scheme of assortative mating. Then there is a consideration of the quantitative assessment of the degree of adaptation, which is calculated based on the value of the optimized function for each of the chromosomes χ_{ζ}-$F(\chi_{j\zeta})$.

For the first of the schemes, chromosome selection for the crossing process is based on a certain probability distribution.

3. Simulation results for metal-dielectric antenna

It was necessary to determine the device parameters for the operating frequency of 11.5 GHz. In this paper, it was proposed to apply the procedure of multi-alternative optimization in order to obtain a certain set of options that are interesting from the point of view of practical application, which will most meet the requirements that are superimposed on the function of the objective function F to be optimized [4, 5].

The following antenna parameters were determined: A = 10 mm, B = 0.05 mm, D_1=1 mm, D_2 = 3 mm, D_3 = 15 mm, L_1 = 10 mm, L_2 = 5 mm, H = 5 mm R = 1,75 mm, D_4 = 6,5 mm, C = 9,5 mm.

4. Conclusions

Using the considered combination of the method of integral equations and the genetic algorithm, the possibility of determining the characteristic size of a metal-dielectric antenna having the required frequency is shown. On the basis of the obtained results, it is possible to design objects with the necessary electrodynamic characteristics.

References

[1] Sekine T., Kobayashi K., and Yokokawa S. Transient Analysis of Lossy Nonuniform Transmission Line Using the Finite Difference Time Domain Method // Electronics and Communications in Japan, Part 3, vol.85, no. 8, Aug. 2002, pp. 1018-1026.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[2] Lu T. L., Guo L., Cui X., and Hagness X. Gu. "Research of Experiments and the FDTD Method of Multi-condcutor Transmission Lines for Transient Analsysis," IEEE EMC Symp., no. 138, , 2004, pp. 708-712.

[3] Johansson F. S. A new planar grating-reflector antenna // IEEE Trans. Antennas and Propag, 1990. - V. 38. - № 9. - Pp. 1491-1495.

[4] Numerical methods in electrodynamics. Ed.Mitra R.-M.:Mir, 1977 - 485 p.

[5] Bandyopadhyay S., and Muthy, C.A. Pattern Classification Using Genetic Algorithms // Pattern Recognition Letters, Vol. 16, 1995., pp. 801-808.

[6] Marwan A.Ali, Mat Sakim. H.A, Rosmiwati Mohd-Mokhtar Structure Optimization of Neural Controller Using Genetic Algorithm Technique // European Journal of Scientific Research, Vol.38, No.2, 2009, pp.248-271.

[7] Satyanarayana D., Kamarajan K., and Rajappan M. Genetic Algorithm Optimized Neural Networks Ensemble for Estimation of Mefenamic Acid and Paracetamol in Tablets // Genetic Algorithm Optimized Neural Networks Ensemble, Acta Chim. SlovVolume 52, 2005, pp. 440-449.

[8] Kuncheva L.I., and Jain L.C., Designing Classifier Fusion Systems by Genetic Algorithms // IEEE Transaction on Evolutionary Computation, Vol. 33, 2000, pp. 351-373.

Список литературы

[1] Sekine T., Kobayashi K., and Yokokawa S. Transient Analysis of Lossy Nonuniform Transmission Line Using the Finite Difference Time Domain Method // Electronics and Communications in Japan, Part 3, vol.85, no. 8, Aug. 2002, pp. 1018-1026.

[2] Lu T. L., Guo L., Cui X., and Hagness X. Gu. "Research of Experiments and the FDTD Method of Multi-condcutor Transmission Lines for Transient Analsysis," IEEE EMC Symp., no. 138, , 2004, pp. 708-712.

[3] Johansson F. S. A new planar grating-reflector antenna // IEEE Trans. Antennas and Propag, 1990. - V. 38. - № 9. - Pp. 1491-1495.

[4] Numerical methods in electrodynamics. Ed.Mitra R.-M.:Mir, 1977 - 485 p.

[5] Bandyopadhyay S., and Muthy, C.A. Pattern Classification Using Genetic Algorithms // Pattern Recognition Letters, Vol. 16, 1995., pp. 801-808.

[6] Marwan A.Ali, Mat Sakim. H.A, Rosmiwati Mohd-Mokhtar Structure Optimization of Neural Controller Using Genetic Algorithm Technique // European Journal of Scientific Research, Vol.38, No.2, 2009, pp.248-271.

[7] Satyanarayana D., Kamarajan K., and Rajappan M. Genetic Algorithm Optimized Neural Networks Ensemble for Estimation of Mefenamic Acid and Paracetamol in Tablets // Genetic Algorithm Optimized Neural Networks Ensemble, Acta Chim. SlovVolume 52, 2005, pp. 440-449.

[8] Kuncheva L.I., and Jain L.C., Designing Classifier Fusion Systems by Genetic Algorithms // IEEE Transaction on Evolutionary Computation, Vol. 33, 2000, pp. 351-373.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Microstrip reflectarrays application to microwave lenses with improved characteristics design

Kasyanov A.O., Kasyanova A.N.
[1]*Southern Federal University*
Rostov-on-Don, 344006, Russian Federation
kasao@mail.ru

Abstract: *The present paper has been devoted to development of the dielectric lens. The lens has a corrugated shape of the curved profile and broadband phase-correction twist-reflector. The twist-reflector is a microstrip reflective type antenna array (RAA).The microstrip RAA consists on rectangular printed elements. The presented numerical results have been obtained due to author's algorithms and computer codes.*

Keywords: *dielectric lens, folded reflectarray, phase-correcting twist-reflector, broadband twist-reflector, lattice of microstrip elements, polarizing filter, quarter-wave anti-reflective layer.*

Применение микрополосковых отражательных решеток при создании линзовых антенн с улучшенными массогабаритными характеристиками

Касьянов А.О., Касьянова А.Н.
Южный федеральный университет
г. Ростов-на-Дону, 344006, Российская Федерация
kasao@mail.ru

Аннотация: *Рассматриваются вопросы проектирования диэлектрической линзы с гофрированной формой криволинейного профиля и широкополосного фазокорректирующего твист-рефлектора выполненного в виде микрополосковой отражательной антенной решетки на основе прямоугольных элементов. Приводятся результаты численных исследований, выполненных на основе авторских алгоритмов и программ.*

Ключевые слова: *диэлектрическая линза, фазокорректирующий твист-рефлектор, широкополосный твист-рефлектор, решетка микрополосковых элементов, поляризационный фильтр, четвертьволновой «просветляющий» слой.*

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

1. Введение

Известно, что одними из основных требований, предъявляемых к антеннам связных [1] и радиолокационных радиосистем [2, 3] микроволнового диапазона длин волн (МКДВ) коммерческого назначения, являются остронаправленность, низкий уровень потерь, а также компактность, малые масса и стоимость. Всем этим требованиям, особенно в МКДВ, отвечают, так называемые свернутые линзовые антенны (ЛА) [4, 5]. Использование фокусирующих свойств радиолинзы обусловлено относительной простотой ее конструктивной реализации в сравнении с применением в качестве фокусирующей системы фазокорректирующего твист-рефлектора (ФКТР), расчет и изготовление которого является более сложной задачей. Снизить вес и толщину радиолинзы, как ее основных конструктивных недостатков, позволяет использование при ее создании рассматриваемого ниже принципа построения свернутых линзовых антенн.

Таким образом, **целью работы** является обоснование технических решений, обеспечивающих расширение полосы рабочих частот, снижение потерь и уменьшение массогабаритных характеристик линзовой антенны микроволнового диапазона.

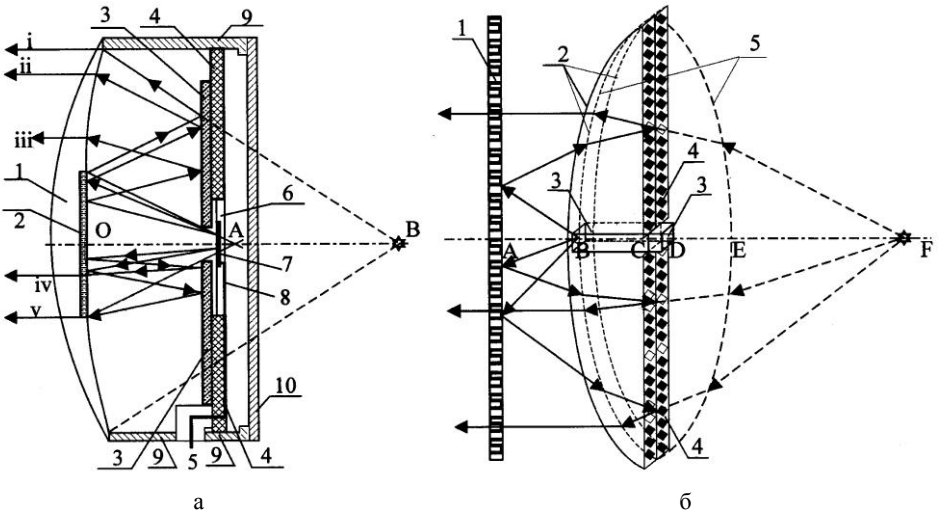
2. Исследуемые антенны

Некоторые варианты построения свернутых линзовых антенн схематически изображены на рис. 1.

На схеме, приведенной на рис. 1, а, показан, описанный в [4], принцип действия свернутой линзовой антенны с поворотом плоскости поляризации. На рис. 1,а обозначено: 1 – диэлектрическая линза сниженной толщины и массы; 2 – поляризационный фильтр (ПФ); 3 – твист-рефлектор; 4 – печатная плата; 5 – вход/выход антенны (разъем для подключения фидера); 6, 7, 8 – печатный облучатель (6 – диэлектрическая подложка, 7 – излучатель, 8 – линия передачи СВЧ); 9 – оправа, 10 – задняя стенка; I, II, III, IV, V – ход пяти лучей, дважды проходящих сквозь фокусирующую линзу; O – вершина линзы; A – фазовый центр облучателя; B – точка фокуса эквивалентной (несвернутой) ЛА. Характерной особенностью данной схемы является расположение ПФ на задней поверхности линзы.

Как показано на рис. 1,а, линейно-поляризованная волна, возбужденная облучателем, падает на ПФ, расположенный на задней поверхности диэлектрической линзы. Поляризация волны облучателя выбирается таким образом, чтобы возбужденная им волна полностью отражалась ПФ.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.



а б

Рис. 1. Схематические изображения принципа действия свернутых линзовых антенн

Fig. 1. Folded lens antennas action principle schematic

Отраженная поляризационным фильтром волна падает твист-рефлектор, отражающий ее с поворотом плоскости поляризации. Переотраженная твист-рефлектором (ТР) волна падает на поверхность диэлектрической линзы и, распространяясь в ней, проходит фокусировку. Тем самым удается примерно в 2 раза уменьшить толщину радиолинзы, а, следовательно, снизить и ее вес.

Еще большего снижения массогабаритных характеристик ЛА позволяет достичь показанная на рис. 1, б схема свернутой ЛА с передним расположением ПФ, описанная в [5]. На рис. 1,б обозначено: 1 – поляризационный фильтр; 2 – диэлектрическая линза сниженной толщины и массы; 3 – облучатель (открытый конец прямоугольного волновода); 4 – ТР; A – F точки на фокальной оси ЛА, соответствующие местам расположения: A – ПФ; B – апертуре облучателя C – ТР; D - входу/выходу антенны (место подключения фидера); E и F – соответственно: профиль и фокус эквивалентной (несвернутой) замедляющей линзы (показана пунктиром).

Как показано на рис. 1,б, линейно-поляризованная волна, возбужденная облучателем, падает на плоское полупрозрачное зеркало, выполненное в виде частопериодической ленточной решетки, например, печатной сетки.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Вектор поляризации возбуждающей сетку волны параллелен ее ленточным проводникам и поэтому волна отражается от нее как от плоского сплошного зеркала. Отраженная поляризационным фильтром волна падает на поверхность диэлектрической линзы и, распространяясь в ней, проходит первичную фокусировку. Как видно из рис. 1, диэлектрическая линза, входящая в состав свернутой антенны, являясь плосковыпуклой, плоской поверхностью опирается на твист–рефлектор, выполненный в виде печатной отражательной антенной решетки (ОАР). Вектор поляризации отраженной ТР волны повернут на угол 90° относительно вектора поляризации падающей электромагнитной волны (ЭМВ). Отраженная твист-рефлектором ЭМВ, распространяясь теперь внутри линзы в обратном направлении, трансформируется ею в плоскую волну, возвращается обратно к ПФ и, пройдя сквозь него, излучается, формируя диаграмму направленности (ДН) такой антенны.

Таким образом, улучшение массогабаритных характеристик по сравнению с предыдущей схемой построения свернутой ЛА в этом случае достигается за счет 2-кратной фокусировки волны облучателя в замедляющей диэлектрической линзе.

3. Твист-рефлекторы на основе микрополосковых отражательных антенных решеток

В отличие от традиционных проволочных ТР, являющихся узкополосными, на основе микрополосковых ОАР удается синтезировать диапазонные ТР, работающие в широкой полосе частот. Поскольку, помимо проволочного ТР, в свернутой ЛА отсутствует такой узкополосный компонент как фазокорректирующий ТР, выполненный в виде микрополосковой ОАР, рассматриваемая антенна оказывается более широкополосной, нежели двухзеркальная антенна (ДЗА) в печатном исполнении, рассмотренная нами в [6].

В нашем случае, ТР выполняется в виде печатной решетки из прямоугольных микрополосковых элементов (МПЭ) нанесенной на диэлектрическую подложку, опирающуюся на сплошной металлический экран и представляет собой плоский диск. Оси всех прямоугольных МПЭ этой ОАР наклонены под углом 45 градусов относительно вектора поляризации падающей на нее ЭМВ облучателя.

На основе анализа фазовых характеристик определены параметры решетки, переводящей на заданной частоте f_0 падающую волну линейной поляризации на ортогональную. Микрополосковая решетка состоит из

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

прямоугольных МПЭ, расположенных в узлах сетки с прямоугольной ячейкой, и имеет следующие параметры: $d_1 \approx 0{,}19\,\lambda_0$; $d_2 \approx 0{,}5\,\lambda_0$ – шаги решетки вдоль осей x и y, соответственно; $\Delta_1/d_1 = 0{,}25$, $\Delta_2/d_2 = 0{,}25$ – относительные величины зазоров Δ_1 и Δ_2 между соседними МПЭ вдоль осей x и y, соответственно; подложка имеет толщину $h = 0{,}08\,\lambda_0$, где $\varepsilon_r = 1$, $\mu_r = 1$ – диэлектрическая и магнитная проницаемости материала подложки, $\lambda_0 = c/f_0$; $c = 10^8$ м/с – скорость света в вакууме.

На рис. 2 представлены частотные характеристики (ЧХ) элементов поляризационной матрицы рассеяния (ПМР) вышеописанной микрополосковой отражательной решетки в поляризационном базисе, повернутом на угол 45° относительно собственного ($\varphi_i = 45°$, $\theta_i = 0°$), чему соответствуют графики, обозначенные цифрами 1 и 2.

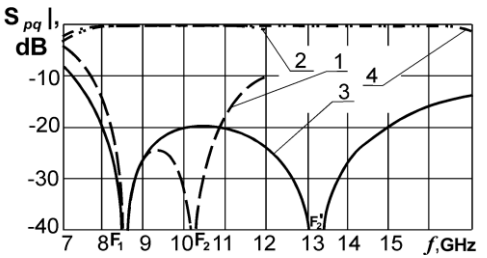


Рис. 2 Частотные характеристики элементов поляризационной матрицы рассеяния ОАР

Fig. 2 Scattering matrix elements of microstrip reflectarray as functions of EM-wave frequency

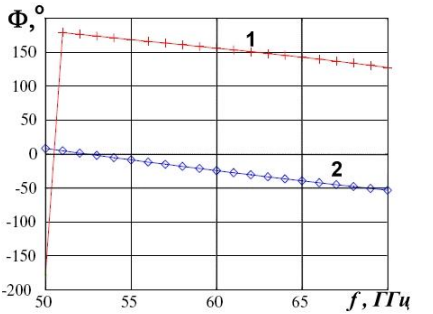


Рис. 3 Частотные зависимости фаз полей, отраженных микрополосковой решеткой

Fig. 3 Phases of microstrip reflectarray scattering fields versus EM-wave frequency

На графиках, показанных на рис. 2, по оси ординат отложены значения модулей элементов ПМР $|S_{pq}|$ в децибелах, по оси абсцисс – частота f. При этом случаю, когда $p = q$, соответствует кривая 1, а случаю – $p \neq q$ – кривая 2. Как видно из графиков, при нормальном падении диагональные элементы ПМР обращаются в нуль на двух соседних частотах: $f_0 = f_1 \approx 8{,}5$ ГГц и $f_2 \approx 10{,}4$ ГГц. При этом уровень поляризационных потерь в полосе частот 20% не превышает минус 25 дБ. Достоверность полученных численных данных подтверждена результатами экспериментальных исследований ЧХ макета вышеописанной МДР, приведенными в [7].

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Вышеописанные ТР могут быть использованы при создании антенн радиолокаторов, применяемых в системах предупреждения столкновения автомобилей. Радары этих систем работают в микроволновом диапазоне, при этом рабочая частота большинства из них f_0 соответствует линии поглощения кислорода – 60 ГГц. На рис. 3 показаны расчетные частотные зависимости фаз полей отраженных широкополосным ТР свернутой ЛА, предназначенной для радара функционирующего на частоте f_0.

Как видно из рис. 3, при соответствующем подборе толщины h и относительной диэлектрической проницаемости подложки ε_S, а также размеров прямоугольных МПЭ отражательной решетки – l и w – и шага решетки $d = d_1 = d_2$ удается поддерживать твист-эффект в полосе частот шириной Δf = 20 ГГц. На рис. 3 приведены графики ЧХ фаз полей, отраженных периодической микрополосковой дифракционной решеткой с параметрами $l = 1{,}8$ мм, $w = 0{,}58$ мм, $d = 1{,}9$ мм, $h = 0{,}79$ мм и $\varepsilon_S = 2{,}2$, на двух ортогональных линейных поляризациях $\vec{i}_1$ и $\vec{i}_2$ собственного ПБ такой решетки [18], – $\varphi_1(f)$ и $\varphi_2(f)$. Как видно из графиков, разность фаз $\Delta\varphi(f) = \varphi_1(f) - \varphi_2(f)$ близка к 180° в широкой полосе частот, благодаря чему обеспечивается эффективное преобразование поляризации такой печатной отражательной антенной решеткой в полосе частот $f_0 \pm \Delta f/2$, и, тем самым широкополосность свернутой линзовой антенны радара радиолокационной системы предупреждения столкновения автомобилей.

4. Заключение

Таким образом, по сравнению с существующими конструктивными решениями разработанная высокотехнологичная свернутая линзовая антенна микроволнового диапазона на основе широкополосных микрополосковых отражательных антенных решеток является не только значительно более широкополосной, но и более простой в проектировании и выполнении расчетов, поскольку основным элементом антенны является диэлектрическая линза, расчет профиля которой не является сложновыполнимой задачей. Эффективно были минимизированы основные недостатки диэлектрической линзы – вес и габариты, ввиду того, что часть фазокорректирующих свойств переложена на плоский твист-рефлектор.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

Список литературы

[1] I-Young Tarn, Yu-Shin Wang, and Shyn-Jong Chung, A dual-mode millimeter-wave folded microstrip reflectarray antenna// IEEE Transactions on Antennas & Propagation, Volume 56, No 6, 2008. – P. 1510-1517.

[2] D.Pilz, W.Menzel: Printed MM-wave folded reflector antennas with high gain, low loss, and low profile// Proceedings of the 2000IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium and USNC/URSI Meeting. – P. 790-793.

[3] W.Menzel, D.Pilz, M. Al-Tikriti, Millimeter-wave folded reflector antennas with high gain, low loss, and low profile//IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 44, No.3, June 2002. – P.24-29.

[4] K. Solbach, R. Schneider, Review of antenna technology for millimeter wave automotive sensors// Proceedings of European Microwave Conference (29th), Munich , Germany, 1999. - P. 139-142.

[5] W. Menzel, D. Pilz, RA folded lens antenna with triple use of the lens// Proceedings of 26th European Microwave Conference, Prague, Czech Republic, 1996. – P. 786-789.

[6] Касьянов А.О. Саплин П.П., Суматохин К.В. Разработка высокотехнологичной свернутой зеркальной антенны на основе дифракционных решеток печатных элементов// журнал «Антенны», 2012, №9(184) – С.90-96.

[7] Касьянов А.О., Обуховец В.А. Пространственные поляризационные фильтры, преобразователи и манипуляторы на основе микрополосковых дифракционных решеток// журнал «Антенны», 2011, №7, с.43-51.

References

[1] I-Young Tarn, Yu-Shin Wang, and Shyn-Jong Chung, A dual-mode millimeter-wave folded microstrip reflectarray antenna// IEEE Transactions on Antennas & Propagation, Volume 56, No 6, 2008. – P. 1510-1517.

[2] D.Pilz, W.Menzel: Printed MM-wave folded reflector antennas with high gain, low loss, and low profile// Proceedings of the 2000IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium and USNC/URSI Meeting. – P. 790-793.

[3] W.Menzel, D.Pilz, M. Al-Tikriti, Millimeter-wave folded reflector antennas with high gain, low loss, and low profile//IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 44, No.3, June 2002. – P.24-29.

[4] K. Solbach, R. Schneider, Review of antenna technology for millimeter wave automotive sensors// Proceedings of European Microwave Conference (29th), Munich , Germany, 1999. - P. 139-142.

[5] W. Menzel, D. Pilz, RA folded lens antenna with triple use of the lens// Proceedings of 26th European Microwave Conference, Prague, Czech Republic, 1996. – P. 786-789.

[6] Kasyanov A.O. Saplin P.P., Sumatokhin K.V. Razrabotka vysokotekhnologichnoy svernutoy zerkal'noy antenny na osnove difraktsionnykh reshetok pechatnykh elementov// journal «Antennas», 2012, no 9(184), pp. 90-96. (In Russian).

[7] Kasyanov A.O., Obukhovets V.A. Prostranstvennyye polyarizatsionnyye fil'try, preobrazovateli i manipulyatory na osnove mikropoloskovykh difraktsionnykh reshetok// journal «Antennas», 2011, no 7, pp. 43-51. (In Russian).

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Research of characteristics of patch antenna based on magnetoelectric composites

[1]Marina A. Khavanova, [1]Ilya M. Yukhno, [2]Evgeny V. Kuzmin,
[1]Viacheslav N. Lobekin, [1]Roman V. Petrov
[1]*Yaroslav-the-Wise Novgorod State University*
Veliky Novgorod, 173003, Russian Federation
Marina.Havanova@novsu.ru
[2]*OAO "OKB-Planeta"*
Veliky Novgorod, 173000, Russian Federation
7777744444@mail.ru

Abstract: *This paper is devoted to study of patch antenna characteristics based on magnetoelectric composites. The computer 3D model of the antenna with ferrite elements is developed. The directional diagram of the antenna model is calculated. Experimental studies of the antenna characteristics were carried out. The diagrams of the reflection coefficient S11 of the antenna with and without magnetic field are presented. The results confirming good controllability of the antenna pattern from the magnetic field by the value of about 25 dB were obtained.*

Keywords: *microwave antenna, magnetoelectric effect, antenna modeling, multiferroic magnetoelectric material*

Исследование характеристик печатной антенны на основе магнитоэлектрических композитов

[1]Хаванова М.А., [1]Юхно И.М., [1]Лобекин В.Н., [2]Кузьмин Е.В.,
[1]Петров Р.В.

Институт электронных информационных систем
Новгородского государственного университета
ул. Б. Санкт-Петербургская, 41, Великий Новгород, 173003, Россия
Marina.Havanova@novsu.ru
[2] *ОАО «ОКБ-Планета»*
г. Великий Новгород, 173000, Российская Федерация
7777744444@mail.ru

Аннотация: *Представлены результаты моделирования печатной антенны с использованием магнитоэлектрических материалов. Разработана компьютерная 3D модель антенны с ферритовыми элементами. Рассчитана диаграмма направленности модели антенны. Проведены экспериментальные исследования харак-*

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

теристик антенны. Представлены графики зависимости коэффициента отражения S11 антенны без магнитного поля и с магнитным полем. Получены результаты, подтверждающие хорошую управляемость диаграммой направленности антенны от магнитного поля на величину около 25 дБ.

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

1. Введение

Развитие средств телекоммуникации и радиолокации вызывает необходимость создания антенн диапазона СВЧ с управляемыми характеристиками [1]. Печатные антенны, в том числе одиночные излучатели и решетки, нашли широкое применение в различных радиоэлектронных системах. К числу их достоинств относятся малые габариты, высокая технологичность и низкая стоимость, надежность и т.д.

Исходным для статьи послужило исследование применения магнитоэлектрического (МЭ) эффекта для разработки СВЧ фазовращателей [1-3] и антенн с управляемыми характеристиками [4]. При воздействии на пьезоэлектрическую компоненту МЭ материала внешнего электрического поля наблюдается сдвиг линии ферромагнитного резонанса (ФМР) ферритовой компоненты. В результате, этот эффект возможно использовать для управления характеристиками СВЧ устройств, либо для обработки СВЧ сигналов. Целью работы является моделирование печатной антенны с установленными на поверхности ферритовыми или магнитоэлектрическими элементами и экспериментальное исследование характеристик полученной антенны.

2. Расчёт диаграммы направленности антенны

Для анализа характеристик прямоугольной микрополосковой антенны, возбуждаемой от коаксиальной линии, используется так называемый токовый метод, который в своей постановке не использует аппроксимации и допущений, характерных для резонаторного метода и является более строгим. Граничную задачу формулируют в виде системы интегральных уравнений относительно скалярных компонентов векторной функции распределения электрического тока на проводящей пластине [5].

Формулы для расчёта диаграммы направленности металлической полосы с учётом магнитной проницаемости будут иметь следующий вид:

в плоскости H $(\varphi=0)$

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$F_{\varphi}(\theta)=\frac{2\cos\theta}{\sqrt{\cos^2\theta+(\xi ctg\xi k_0 d)^2}}\left(\frac{\sin(0.5k_0 a\sin\theta)}{0.5k_0 a\sin\theta}\right) \quad (1)$$

в плоскости E (φ=π/2)

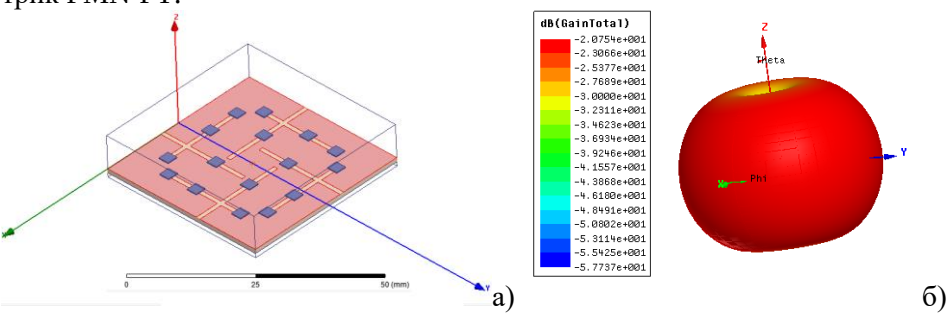
$$F(\theta)=\frac{2\xi\cos\theta\cos(0.5k_0 b\sin\theta)}{\sqrt{\xi^2+(\varepsilon\mu\cos\theta ctg\xi k_0 d)^2}\cdot\left(1-(k_0\frac{b}{\pi}\sin\theta)^2\right)} \quad (2)$$

где d – толщина, a – ширина, b – длина антенны, $\kappa=\beta/\varepsilon\mu$, β-постоянная распространения, ε – диэлектрическая проницаемость, μ – эффективная магнитная проницаемость, $\xi=\sqrt{\varepsilon\mu-\sin^2\theta}$. Величина μ меняется при приложении электрического поля вследствие МЭ эффекта.

3. Исследуемая модель

Моделирование произведено с помощью специализированной компьютерной программы HFSS Ansoft, которая предназначена для проектирования трехмерных СВЧ устройств.

На рис. 1а представлена компьютерная 3D модель антенны с крестообразными щелями. В качестве резонатора использованы тонкие пластины иттрий-железистого граната (ИЖГ). В качестве подложки использован диэлектрический материал ФЛАН с диэлектрической проницаемостью ε=5. На подложке расположена печатная антенна, возбуждаемая в диапазоне около 2 ГГц. Для изготовления элементов управления характеристикой антенны применены ферритовый материал - пленка ИЖГ и пьезоэлектрик PMN-PT.



а) б)

Рис. 1. Компьютерная 3D модель антенны. а) внешний вид, б) диаграмма направленности
Fig. 1. Computer 3D model of the antenna. a) appearance, b) radiation pattern

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Для моделирования взяты размеры антенны: 40х40 мм, размер ферритового элемента: 2,5х2,5х0,2 мм с толщиной пленки ИЖГ 6,4 мкм на подложке галлий-гадолиниевого граната, размер PMN-PT: 2,5х2,5х0,2 мм.

Модель диаграммы направленности антенны с приложенным магнитным полем в 280 Э показана на рис. 1б.

При моделировании были сделаны следующие допущения [6]. Слой пьезоэлектрика PMN-PT подвергается деформации приложением к нему электрического напряжения. Обратный МЭ эффект характеризуется возникновением магнитного момента в слое ферромагнетика под действием деформации, переданной от слоя PMN-PT. Сдвиг линии ФМР, т.о., происходит как от воздействия внешнего магнитного поля, так и от воздействия электрического напряжения. Можно ввести эквивалентное прилагаемому электрическому напряжению магнитное поле и проводить соответствующее моделирование в программах, позволяющих моделировать ферритовые среды.

4. Результаты эксперимента

Для измерения диаграмм направленности был разработан стенд, состоящий из Измерителя комплексных коэффициентов передачи и отражения (ИККПО) «Обзор – 804» и магнитной системы. В качестве приёмной использовалась антенна типа TP-LINK TL-ANT2408CL, в качестве передающей - исследуемая антенна, конструктивно аналогичная модели описанной в п.3, без пьезоэлектрика PMN-PT, помещённая в магнитную систему.

На передающую антенну, подавался сигнал мощностью 10 мВт. Градуированную шкалу и закреплённую на ней передающую исследуемую антенну располагали в постоянном магнитном поле равном сначала 280 Э, а затем 290 Э, и наконец 300 Э на расстоянии 3 м от приёмной антенны. С помощью градуированной шкалы проводилось измерение коэффициента передачи S21 от угла поворота антенны. Угол расположения передающей антенны по отношению к приемной изменялся с шагом в 10 градусов. На рисунке 2а представлены графики зависимости коэффициента отражения S11 для данной антенны с магнитным полем равным 280, 290 и 300 Э.

На графиках рисунка 2а видно, что при приложении магнитного поля величиной 280 Э в антенне существует только собственный резонанс, а при приложении поля 290 Э на собственный резонанс антенны накладывается ФМР, при этом коэффициент S11 значительно увеличивается. При дальнейшем увеличении величины магнитного поля

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

до 300 Э коэффициент S11 уменьшается. На рисунке 2б представлены диаграммы направленности исследуемой антенны с напряженностью магнитного поля 280 и 290 Ое.

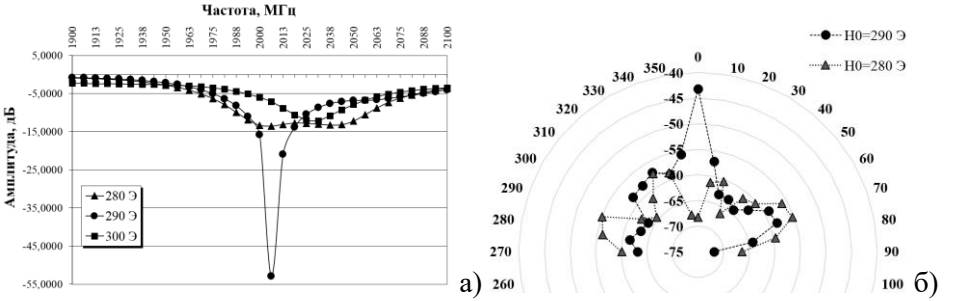


Рис. 2. Характеристики антенны. а) Зависимость коэффициента отражения S11 от частоты с приложенным магнитным полем равным 280 Э, 290 Э и 300 Э. б) Диаграммы направленности антенны с разными напряженностями магнитных полей

Fig. 2. Antenna characteristics. a) The reflection coefficient S11 dependence vs frequency from bias field of 280 Oe and 290 Oe. b) The antenna radiation patterns with different bias field

Эксперимент показал, что для антенны с установленными на поверхности ферритовыми элементами возможна перестройка характеристик антенны более чем на 25 дБ. При приложении внешнего подмагничивающего поля порядка 290 Э возникает ФМР, который накладывается на собственный резонанс антенны [4]. Изменение магнитной проницаемости антенны на ФМР в целом приводит к изменению волнового сопротивления и согласованию с воздушной средой, что изменяет (улучшает в данном случае) передающие свойства антенны. Таким образом, регулируя эффективную магнитную проницаемость через МЭ эффект возможно эффективно управлять диаграммой направленности антенны, даже не используя антенную решётку.

4. Заключение

Данное исследование позволяет сделать следующие выводы. Можно использовать для управления диаграммой направленности антенны ферритовые либо магнитоэлектрические элементы. Такое решение позволило управлять характеристикой диаграммы направленности антенны на 25 дБ с помощью изменения постоянного магнитного поля на 10 Э.

Источники финансирования и выражение признательности

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного при финансовой поддержке Минобрнауки России в рамках государственного задания, проект №11.7069.2017/8,9.

Список литературы

[1] M.I. Bichurin, R.V. Petrov. Magnetoelectric Phasers for PAS // Proceedings of the 2nd International Conference and Exhibition on Satellite Communications (ICSC'96), Moscow, 1996, p. 236-241.

[2] M.I.Bichurin, R.V.Petrov, Yu.V.Kiliba Magnetoelectric Microwave Phase Shifters // Proceedings of the 3nd International Conference on Magnetoelectric Interaction Phenomena in Crystals (MEIPIC-3) / Ferroelectrics, 1997, Vol. 202, pp. 311-319.

[3] Петров Р.В. Магнитоэлектрические СВЧ-устройства // Электронная техника, сер. 1, СВЧ-техника, вып. 1 (481), 2003, 78 стр.

[4] Петров Р.В. Двухдиапазонная ферритовая антенна // Вестн. Новг. гос. ун-та. Сер.: Техн. науки. 2008. № 46, стр. 24-27.

[5] Панченко Б.А., Нефёдов Е.И. Микрополосковые антенны // – М.: Радио и связь, 1986. – 144с.

[6] Хаванова М.А., Никитин А.О., Петров Р.В., Бичурин М.И. Моделирование диаграммы направленности антенной решетки с магнитоэлектрическими элементами // Труды 27 международной конференции КрыМиКо'2017, Севастополь, РФ, Сентябрь 10-16, 2017.

References

[1] M.I. Bichurin, R.V. Petrov. Magnetoelectric Phasers for PAS // Proceedings of the 2nd International Conference and Exhibition on Satellite Communications (ICSC'96), Moscow, 1996, p. 236-241.

[2] M.I.Bichurin, R.V.Petrov, Yu.V.Kiliba Magnetoelectric Microwave Phase Shifters // Proceedings of the 3nd International Conference on Magnetoelectric Interaction Phenomena in Crystals (MEIPIC-3) / Ferroelectrics, 1997, Vol. 202, pp. 311-319.

[3] R.V. Petrov Magnetoelectric microwave devices // Electronic equipment, ser. 1, microwave technique, vol. 1 (481), 2003, p. 78. (in Russian)

[4] R.V. Petrov Dual-band ferrite antenna // Vestnik Novgorod State University. Ser.: Tech. sciences. 2008. No. 46, p. 24-27. (in Russian)

[5] Panchenko B.A., Nefedov, E.I. Microstrip antennas // – M.: Radio and communication, 1986. – 144 p. (in Russian)

[6] Marina A. Khavanova, Alexander O. Nikitin, Roman V. Petrov, Mirza I. Bichurin Modeling of the radiation pattern of the antenna array with magnetoelectric elements // Proceedins of the 27th International Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2017) Sevastopol, Russian Federation, September 10-16, 2017. (in Russian)

Acknowledgements

The research at Novgorod State University was supported by the Ministry of Education and Science of Russia in the state task of №11.7069.2017/8,9.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The microstrip antenna performing two circular polarizations

[1]MishoostinB.A., [2]SlyozkinV.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: *Under consideration was the antenna having two coaxial inputs and being a type of a circular flat radiation structure consists of four sectors and placed above the screen on four metallic posts. Feeding cables are placed into two posts and performs excitation of the microstrip line section and feeding scheme realized with reactive elements. By numeric simulation results was proved that the antenna can perform satisfactory matching of its inputs and two independent circular polarizations of the radiated field in the relative frequency band not less than 3 %.*

Keywords: *microstrip antenna, two coaxial inputs, flat radiation structure, reactive elements, two independent circular polarizations.*

Микрополосковая антенна с двумя круговыми поляризациями

[1] Мишустин Б. А., [2] Слезкин В. Г.
[1] *Научно-исследовательский университет НИУ МЭИ*
ул. Красноказарменная, 14, Москва, 111250, Россия
mishustinba@mail.ru
[2] *Севастопольский государственный университет»*
ул. Университетская, 33, 299053, г. Севастополь, Россия
slezkinvg@mail.ru

Аннотация: *Рассмотрена антенна с двумя коаксиальными входами в виде плоской излучающей структуры круглой формы из четырёх секторов, расположенная над экраном на четырёх металлических стойках. Питающие кабели, проложенные в полости двух стоек, возбуждают отрезок микрополосковой линии и схему питания из реактивных элементов. Результатами численного моделирования доказано, что антенна может обеспечить приемлемое согласование входов и две независимые круговые поляризации поля излучения в относительной полосе частот не менее 3 %.*

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

Ключевые слова: микрополосковая антенна, два коаксиальных входа, плоская излучающая структура, реактивные элементы, две независимые круговые поляризации.

1. Введение

Классическая турникетная антенна [1] содержит два взаимно перпендикулярных симметричных вибратора (диполя), возбуждаемых во временной квадратуре. Для получения соответствующего сдвига фаз на 90° обычно применяют устройство возбуждения в виде квадратурного 3 дБ делителя, что ограничивает функциональные возможности антенны и приводит к усложнению её конструкции.

В данном докладе рассматривается возможность выполнить плоскую четырёхэлементную антенну с микрополосковым устройством возбуждения, конструктивно совмещённым с излучающей структурой и имеющим два развязанных входа.

2. Объект и методика исследований

Ранее нами были предложены секционированные микрополосковые антенны (СМПА) [2], отличие которых от антенн с одной металлической накладкой над экраном [3] состоит в том, что СМПА содержат две, три или четыре накладки (секции), а возбуждение осуществляется коаксиальным кабелем, проложенным по одной из секций. В СМПА из двух секций реактивный элемент используется для согласования с кабелем. Круговую поляризацию можно получить в СМПА с большим числом секций и, соответственно, с большим числом реактивностей, так как помимо согласования требуется обеспечить возбуждение секций сигналами с равными амплитудами и определёнными фазами.

Объектом исследований в данном докладе является четырёхэлементная антенна с двумя входами (портами), в которой используется турникетный принцип создания вращающегося поля. Конфигурация накладок и подход к выбору реактивных элементов аналогичны СМПА из четырёх секций, но устройство возбуждения реализовано на отрезках микрополосковой линии (МПЛ).

Конструктивно антенна подобна рассмотренной нами ранее широкополосной микрополосковой антенне [4]: круглое диэлектрическое основание с излучающей структурой и схемой питания установлено на четырёх металлических стойках 1 цилиндрической формы над плоским экраном 2 на расстоянии около четверти длины волны; в полости двух противоле-

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

жащих стоек проложены питающие кабели 3. Четыре секции в виде металлических секторов 4, разделённых узкими зазорами, обращены к экрану и электрически соединены со стойками. Секции служат экранами для отрезка МПЛ 5, возбуждаемого центральными проводниками кабелей 3. В центре к отрезку МПЛ и секторам подключены элементы фазирующей цепи 6 (рис. 1).

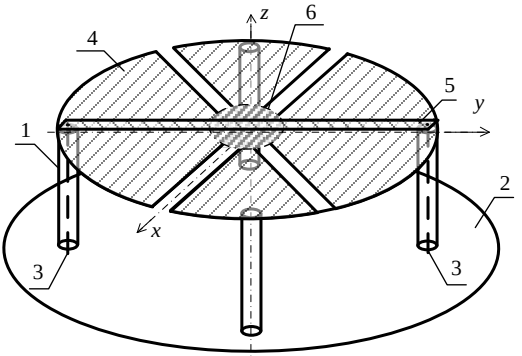


Рис. 1. Пространственная схема антенны

Fig. 1. Spatial schematic diagram of the antenna

Если выбрать размеры антенны так, чтобы на рабочей частоте f_0 входное сопротивление каждого сектора было число активным и равным R, то из соотношений, приведенных нами ранее [2], следует, что для достижения развязки между портами и круговой поляризации излучённых полей необходимо в фазирующую схему включить три емкостных элемента с номиналами C и $C/2$ и три индуктивных элемента с номиналами L и $2L$ (рис. 2).

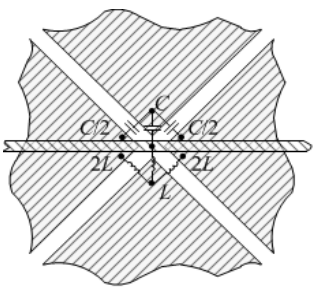


Рис. 2. Эквивалентная схема фазирующей цепи

Fig. 1. Equivalent diagram of the phasing circuit

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Номиналы элементов связаны с сопротивлением R соотношениями

$$2\pi f_0 L = \frac{1}{2\pi f_0 C} = R\,. \qquad (1)$$

Как было показано в [2], при таком выборе номиналов элементов входное сопротивление всей антенны также должно быть равно R. Однако в СМПА резонансные значения R много больше волнового сопротивления питающего кабеля и отсутствует возможность изменить эту величину. В предлагаемой антенне расстояние между излучающей структурой и экраном можно варьировать, что вызывает изменение сопротивления, вносимого зеркальным отображением излучающей структуры в полное входное сопротивление антенны.

Предположим, что высота установки структуры над экраном может быть подобрана так, чтобы величина R была равна волновому сопротивлению 50-омного коаксиального кабеля. Тогда, очевидно, волновое сопротивление отрезка МПЛ схемы питания также следует взять равным 50 Ом.

Для проверки нашего предположения и справедливости остальных рассуждений было выполнено численное моделирование антенны в среде САПР *CST Microwave Studio*. В качестве материала был выбран высокочастотный фольгированный диэлектрик *Rogers RO*4003*C* толщиной около 1,5 мм с диэлектрической проницаемостью 3,38. Первоначальные значения расчётного радиуса структуры и расстояние до экрана, радиус которого был на 10 % больше радиуса структуры, были взяты близкими к четверти длины волны для частоты 800 МГц.

Предварительные расчёты производились в модели без реактивностей. В результате была определена частота, на которой достигается чисто активное входное сопротивление, близкое к 50 Ом. Затем в модель вводились сосредоточенные реактивности, номиналы которых рассчитывались с помощью соотношений (1), и методом последовательных приближений уточнялись эти номиналы и основные размеры антенны.

Было установлено, что основные размеры окончательного варианта модели отличаются от первоначальных не более, чем на 20 %. При этом в относительной полосе частот не менее 3 % КСВ входа не превышает 2,0, коэффициент эллиптичности излучения составляет 0,7 и более, развязка между входами достигает 18 дБ, коэффициент усиления модели — около 6 дБ при уровне бокового излучения не более –9 дБ.

Более подробные данные представлены в докладе.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

3. Заключение

На основании результатов численного моделирования в среде *CST MWO* можно утверждать, что антенна с двумя входами, плоской излучающей структурой из четырёх секторов и схемой питания на основе микрополосковой линии и сосредоточенных реактивностей может быть реализована. При независимом возбуждении каждого входа обеспечивается круговая поляризация соответствующего направления вращения.

Список литературы

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

[2[Мишустин Б.А., Синьковский М.С., Слезкин В.Г. Проектирование секционированных микрополосковых антенн // 14-я междунар. конф. КрыМиКо-2004. Материалы конф. Севастополь, 2004. С.338-339.

[3] Bhartia P., Bahl I., Garg R., Ittipiboon A. Microstrip antenna design handbook . USA, Norwood: Artech House, 2001. 878 p.

[4] Мишустин Б.А., Слезкин В.Г. Широкополосная микрополосковая антенна // 26-я междунар. научн.-техн. конф. КрыМиКо-2016. Материалы конф. М., Минск, Севастополь, 2016. Т. 5. С. 965-970.

References

[1] Sazonov D. M. *Antenny I ustroystva SVCH*. [Antennas and UHF devices]. Moscow, Vysshaya Shkola Publ., 1988, 432 p. (In Russian).

[2] Mishoostin B. A., Synkovsky M.S., SlyozkinV. G. [Designing of the sectioned microstrip antennas]. *25 Mezhdunarodnaya krymskaya konferentsiya "SVCH-tekhnika i telekommunikatsionnyye tekhnologii"*. [25th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology"]. Sevastopol, 2015, pp. 487 - 488. (In Russian).

[3] Bhartia P., Bahl I., Garg R., Ittipiboon A. Microstrip antenna design handbook . USA, Norwood: Artech House, 2001. 878 p.

[4] Mishoostin B. A., SlyozkinV. G. [Wideband Microstrip Antenna]. *26 Mezhdunarodnaya krymskaya konferentsiya "SVCH-tekhnika i telekommunikatsionnyye tekhnologii"*. [26th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology"]. Sevastopol, 2016, vol. 5, pp. 965 - 970. (In Russian).

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Ultra-wideband horn antenna

[1]Kotel'nikov A.B., [1]Haralgin S.V., [2]Snastin M.V., [2]Obukhov A.E.
[1]*Central Scientific Research Radiotechnical Institute name of the academician A.I. Berg*
Moscow, 107078, Russian Federation
hsvl92@mail.ru
[2]*Moscow Aviation Institute (National Research University)*
Moscow, 125993, Russian Federation
mexanizmys@ya.ru

Abstract: *A promising microwave devices prototyping technology with respect to minimizing of budget expenditures and time costs of production is presented. An ultra-wideband horn antenna was designed with 3D printing technology and validation of its characteristics was carried out.*

Keywords: *additive manufacturing, ultra-wide band emitter, horn antenna, ridged horn.*

Сверхширокополосный рупорный излучатель

[1]Котельников А. Б., [1]Харалгин С. В., [2]Снастин М. В., [2]Обухов А. Е.
[1]*АО «ЦНИРТИ им. Академика А.И. Берга»*
г. Москва, 107078, Российская Федерация
hsvl92@mail.ru
[2]*ФГБОУ ВО «Московский Авиационный Институт (НИУ)»*
г. Москва, 125993, Российская Федерация
mexanizmys@ya.ru

Аннотация: *Представлена перспективная технология макетирования устройств СВЧ, позволяющая минимизировать затраты бюджета и времени на производство. Изготовлен сверхширокополосный рупор по технологии 3D печати и проведена валидация его характеристик.*

Ключевые слова: аддитивные технологии, сверхширокополосный излучатель, рупорная антенна, гребенчатый рупор.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

1. Введение

За последнее десятилетие технологии аддитивного производства получили широкое коммерческое распространение. Вследствие сочетания высокой скорости прототипирования с низкой ценой изготовления, технология 3D печати применительно к устройствам СВЧ обладает рядом преимуществ по сравнению со стандартными методами. Основными сложностями при изготовлении устройств СВЧ с помощью аддитивной технологии из диэлектрика являются: создание проводящего слоя для необходимых условий распространения электромагнитных волн в заданном направлении, обеспечение приемлемой точности изготовления и реализация ввода энергии СВЧ.

Существуют различные способы решения указанных проблем. Создание проводящего слоя на поверхности диэлектрика возможно с помощью избирательной металлизации распечатанного объекта – например, напылением проводящей краски или нанесения проводящего скотча. В данный момент в продаже появляются токопроводящие филаменты, однако они имеют высокую стоимость и деградацию характеристик проводимости в зависимости от времени.

Помимо упомянутой печати пластиком, существует технология 3D печати металлами, но в настоящий момент стоимость такого изготовления весьма высока.

2. Конструкция рупорного излучателя

В целях отработки технологии были рассмотрены существующие варианты сверхширокополосных антенн и выбрана конструкция двухгребневого рупорного излучателя. Первым этапом проектирования антенны являлось создание модели в системе автоматизированного проектирования (САПР). В процессе моделирования производилась оптимизация параметров структуры в диапазоне частот (1.5 ÷ 13.5) ГГц.

Конструкция такого излучателя представлена на рис. 1. Антенна состоит из резонатора 1, двух экспоненциальных гребней 2, рупора 3, коаксиального СВЧ ввода 4.

Ввод энергии СВЧ реализован при помощи полужесткого кабеля RG401 и приборного соединителя типа SK (2.92 mm). Центральная жила коаксиального кабеля соединена при помощи цанги с центральной жилой ввода SK, а оплетка закорочена на его корпус.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

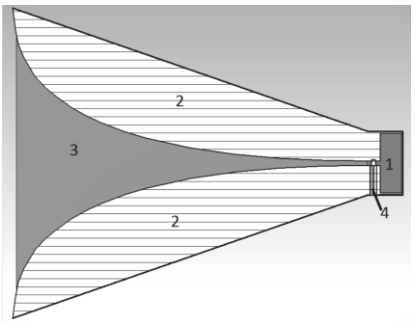


Рис. 1. Разрез сверхширокополосного рупорного излучателя.

Fig. 1. Cross-section of ultra-wideband horn emitter.

Резонатор представляет собой Н-волновод, закороченный с одной стороны. Такой волновод имеет меньшее в сравнении с прямоугольным волновое сопротивление, что приводит к более простому согласованию с 50 Ом коаксиальной линией. При этом в резонаторе степенями свободы при оптимизации модели в САПР являются: расстояние до короткозамыкателя, высота и ширина ступени. Расстояние до короткого замыкания в резонаторе подобрано примерно равным четверти длины волны Н10 в волноводе на центральной частоте.

Гребни представляют собой две пластины определенной ширины, расположенные по центру широкой стенки волновода с экспоненциальным профилем. Окончания гребней располагаются в области резонатора, и в сечении являются равнобедренными трапециями, как показано на рис. 2.

В результате моделирования получен рупорный излучатель с размерами раскрыва 109 × 156 мм и длиной 173 мм.

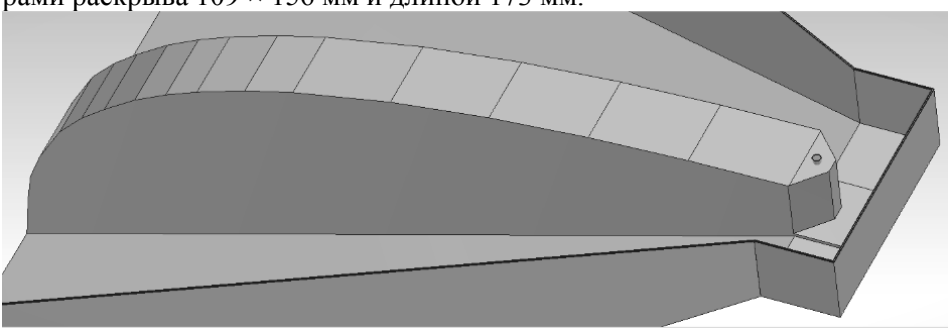


Рис. 2. Гребень рупора.

Fig. 2. Horn ridge.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

3. Изготовление антенны

Предварительно модель антенны была разделена на отдельные части с целью контроля размеров после печати и последующей металлизации. Для реализации модели был выбран метод послойного наплавления (Fused Filament Fabrication, FFF). Данный метод был выбран ввиду низкой стоимости и широкой доступности оборудования и расходных материалов на российском рынке. Процесс FFF печати заключается в последовательном нанесении слоев расплавленного пластика, подаваемого в место печати. Каждый слой наносимого пластика повторяет контуры соответствующего слоя исходной трехмерной модели, а область внутри контуров может либо заполняться пластиком, при этом деталь получается монолитной, либо заполняться частично – вплоть до печати пустотелой детали.

Одной из важных особенностей выбранной технологии печати является то, что деталь печатается послойно и полимер подается в сопло под давлением. Это приводит к тому, что расплавленный пластик накладывается на модель с бочкообразным профилем, поэтому внешняя поверхность распечатываемых изделий обладает ребристостью (рис. 3).

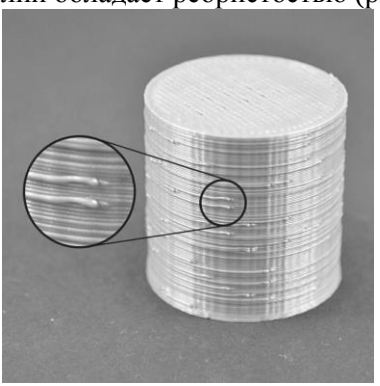


Рис. 3. Ребристость поверхности распечатанной модели.

Fig. 3. Ribbed surface of the printed model.

Полученные в результате печати неровности приводят к увеличению фактической длины протекания тока и появлению диффузного рассеяния [1]. Печать антенны выполнялась с высотой слоя равной 100 мкм, вследствие чего среднее значение высоты неровностей примерно равно высоте слоя. Из [1] известна связь между неровностью поверхности устройства СВЧ и длиной волны, при условии, что рассеянная мощность не превышает 10% от аналогичного зеркального отражения:

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$\sigma_R \le 0,025 \cdot \lambda_0 \quad (1)$$

Тогда предельная частота, для которой рассеиваемая мощность не превышает 10%, составляет 50 ГГц.

Для решения задачи металлизации конструкции применен метод гальванопластики. Перед осаждением было выполнено обезжиривание, травление и создание проводящего слоя на поверхности диэлектрика. Операция травления необходима для улучшения адгезии между проводящим слоем и филаментом. Травление пластика происходило при помощи раствора хромового ангидрида (CrO_3) в химически чистой серной кислоте. Осаждение меди возможно только при условии наличия проводимости на поверхности диэлектрика. Для получения проводящего слоя использован графитовый лак. Далее части антенны помещались в гальваническую ванну с сернокислым электролитом.

Общий вид изготовленного рупорного излучателя представлен на рис. 4.

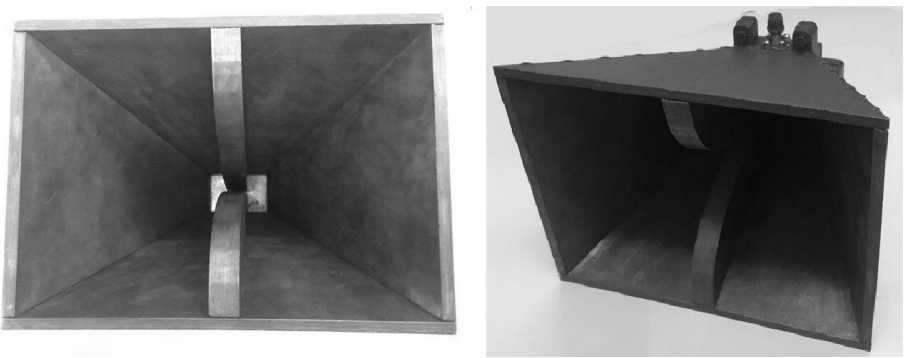


Рис. 4. Общий вид изготовленного рупорного излучателя.

Fig. 4. General view of the manufactured horn emitter.

4. Экспериментальное исследование характеристик

Измерение характеристик направленности разработанного излучателя производилось в антенном измерительно-вычислительном комплексе на базе безэховой камеры МАИ. Результатами измерений являются главные сечения амплитудной диаграммы направленности на интересующих частотах в рабочем диапазоне длин волн (рис. 5–7), а так же КСВн (рис. 8) и положение фазового центра (рис. 9).

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

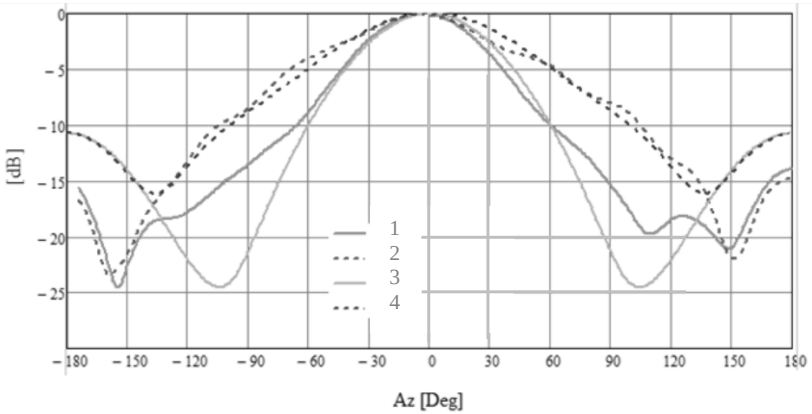


Рис. 5. Сравнение главных сечений диаграммы направленности на частоте 1.5 ГГц (кривые 1, 3 соответствуют сечениям в Е-плоскости для макета и модели соответственно, а кривые 2, 4 – сечениям в Н-плоскости).

Fig. 5. Cardinal cut comparison at 1.5 GHz (curves 1, 3 corresponds to E-plane cuts of the prototype and model respectively, and curves 2, 4 – H-plane cuts)

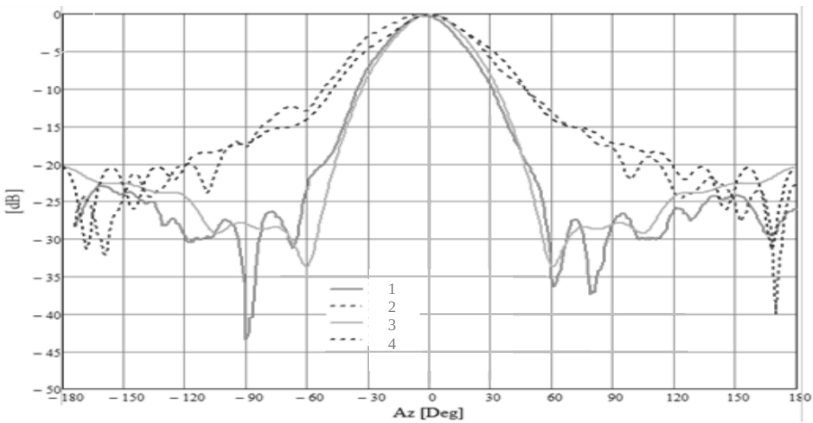


Рис. 6. Сравнение главных сечений диаграммы направленности на частоте 6.0 ГГц (кривые 1, 3 соответствуют сечениям в Е-плоскости для макета и модели соответственно, а кривые 2, 4 – сечениям в Н-плоскости).

Fig. 6. Cardinal cut comparison at 6.0 GHz (curves 1, 3 corresponds to E-plane cuts of the prototype and model respectively, and curves 2, 4 – H-plane cuts)

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

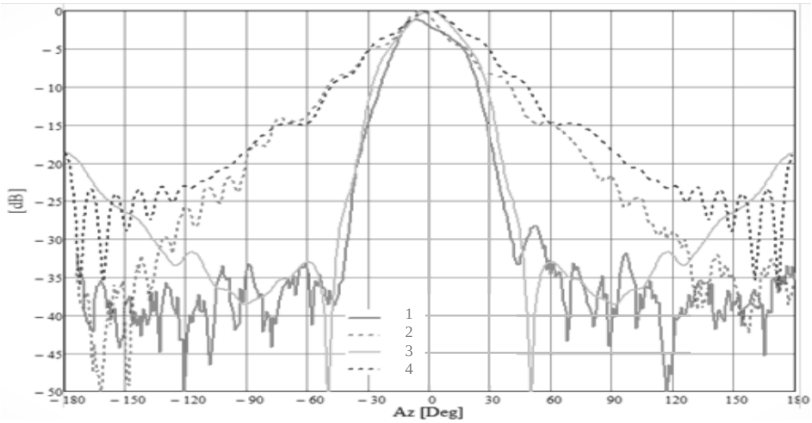


Рис. 7. Сравнение главных сечений диаграммы направленности на частоте 12.0 ГГц (кривые 1, 3 соответствуют сечениям в E-плоскости для макета и модели соответственно, а кривые 2, 4 – сечениям в H-плоскости).

Fig. 7. Cardinal cut comparison at 12.0 GHz (curves 1, 3 corresponds to E-plane cuts of the prototype and model respectively, and curves 2, 4 – H-plane cuts)

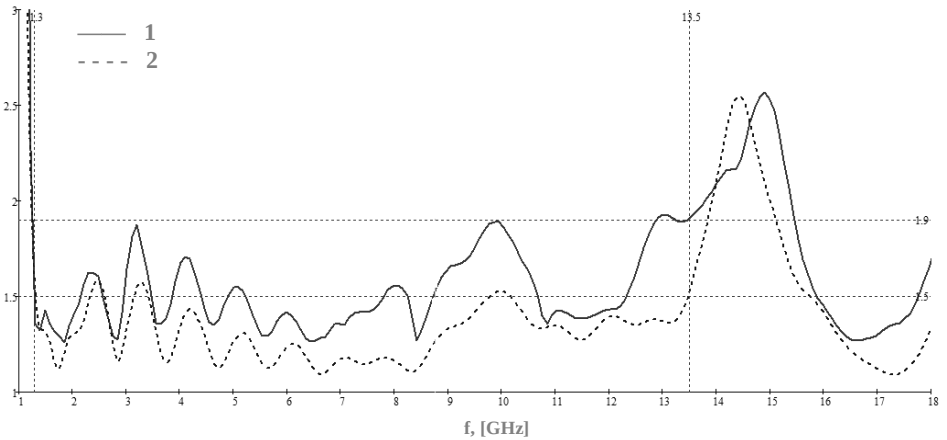


Рис. 8. Сравнительные характеристики зависимости КСВн от частоты (кривая 1 соответствует макету, 2 – модели).

Fig. 8. VSWR vs. frequency comparison (curve 1 corresponds to the prototype, 2 – model).

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

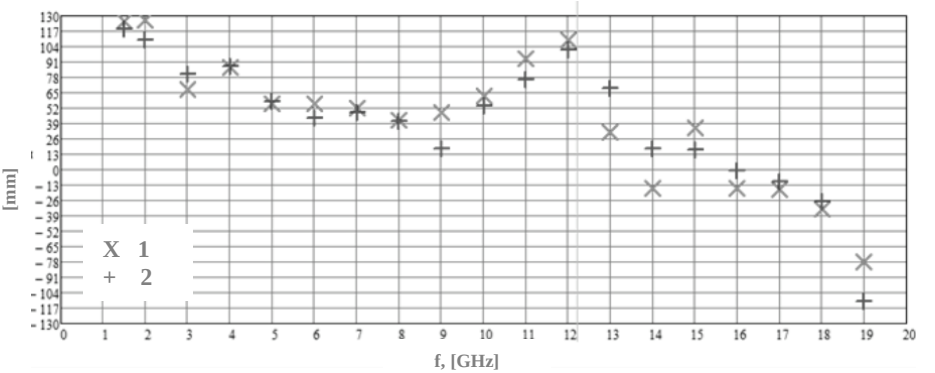


Рис. 9. Сравнительные характеристики зависимости фазового центра (вдоль оси z) от частоты
(кривая 1 соответствует макету, 2 – модели).

Fig. 9. Calculated phase center location (z-axis) vs. frequency comparison
(curve 1 corresponds to the prototype, 2 – model).

5. Заключение

В результате исследований пройден полный цикл производства антенн: проектирование, моделирование, изготовление макета и валидация его характеристик. Результаты моделирования рассмотренной сверхширокополосной антенны находятся в хорошем согласовании с экспериментальными характеристиками изготовленного образца с применением технологии 3D печати.

Проведена оценка влияния шероховатости поверхности, получаемой в результате 3D печати, на ограничения по частотным свойствам изготавливаемых устройств. Проведен анализ полосовых свойств сверхширокополосной антенны.

Рассмотренная технология изготовления устройств СВЧ может найти широкое применение для прототипирования и создания мелкосерийного производства. При этом стоимость получаемых устройств на порядок ниже стоимости аналогов, полученных методом фрезерования или литья – с допущением, что к ним не предъявляются требования в части высокой механической прочности. Также следует отметить лучшие массогабаритные характеристики получаемых устройств в сравнении с цельнометаллическими, а сама технология FFF печати подразумевает возможность создания цельных деталей без необходимости создания сборки, что

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

не только уменьшает время производства, но и дополнительно снижает массу изделий из-за меньшего количества крепежных соединений.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках выполнения государственного заказа «Обеспечение проведения научных исследований» по теме № П7341-04000.

Список литературы

[1] Toy, Yunus Can et al. Design and manufactering of an X-band horn antenna using 3-D printing technology // 2017 8th International Conference on Recent Advances in Space Technologies (RAST) (2017). P. 195-198.

[2] Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток: Учеб. пособие для вузов / Под ред. Д.И. Воскресенского. Изд. 4-е, перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2012. 744 с.

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

References

[1] Toy, Yunus Can et al. Design and manufactering of an X-band horn antenna using 3-D printing technology. *2017 8th International Conference on Recent Advances in Space Technologies (RAST) (2017)*. pp. 195-198.

[2] Voskresenskij D.I. (ed.) [Microwave devices and antennas. Designing of phased antenna arrays: Textbook for high schools] *Ustrojstva SVCh i antenny. Proektirovanie fazirovannyh antennyh reshetok: Ucheb. posobie dlya vuzov , Radiotekhnika*, 2012, 744 p. (In Russian).

[3] Balanis C. A. 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. П7341-04000.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Antenna with controlled polarization of radiation field

[1]Lukyanchikov A.V., [1]Tkachishin A.C.
[1]*FSAEI HE "Sevastopol State University"*
Sevastopol, 299053, Russian Federation
brain75@mail.ru

Abstract: *The results of the development of patch antenna with controlled polarization of the antenna radiation field are presented. A mathematical simulation was carried out to determine the coordinates of the excitation point of the antenna for the required types of polarization of the radiation field of the antenna.*

Keywords: *Patch antenna, Controlled polarization of radiation field.*

Антенна с управляемой поляризацией

[1]Лукьянчиков А.В., [1]Ткачишин А.С.
[1]*ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»*
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
brain75@mail.ru

Аннотация: *Представлены результаты разработки печатной антенны с управляемой поляризацией поля излучения антенны. Проведено математическое моделирования с целью определения координат точки возбуждения антенны для требуемых видов поляризации поля излучения антенны.*

Ключевые слова: Печатная антенна, Управление поляризацией поля излучения.

1. Введение

Существующие тенденции повышения эффективности радиосредств, в том числе применяемых на подвижных объектах, приводят к необходимости разработки и создания антенных устройств, более полно использующих потенциальные свойства электромагнитного поля. Особого внимания заслуживают малогабаритные антенные устройства, качественные характеристики которых определяются не только возможностью формирования требуемой направленности излучения, то есть амплитудной

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

диаграммой направленности, но и возможностью формирования заданного вида поляризационной структуры электромагнитного поля, как при излучении, так и при приеме [1].

В настоящее время в системах радиосвязи чаще всего используются антенны с фиксированной поляризацией излучения, что ограничивает предельно достижимые возможности радиосистем, как по энергетическому потенциалу радиоканала, так и по устойчивости радиосвязи на предельных расстояниях. Одним из способов повышения этих возможностей является уменьшение поляризационных потерь, путем применения антенн с управляемой поляризацией поля излучения [2].

Поэтому целью работы является разработка печатной антенны с управляемой поляризацией излучения.

2. Анализ потерь в канале связи, обусловленных поляризационным рассогласованием

Представление эллиптически поляризованной волны в виде суммы двух волн круговой поляризации очень полезно при рассмотрении вопроса о передаче энергии между двумя антеннами. Если используются две произвольно поляризованные антенны, то относительная мощность на выходе согласованной приемной антенны определяется следующим выражением [3].

$$\frac{P}{P_{\text{MAX}}} = \frac{\left|E_1^{\text{ПР}} E_2^{\text{ПР}} + E_1^{\text{ЛЕВ}} E_2^{\text{ЛЕВ}}\right|^2}{\left[\left(E_1^{\text{ПР}}\right)^2 + \left(E_1^{\text{ЛЕВ}}\right)^2\right] + \left[\left(E_2^{\text{ПР}}\right)^2 + \left(E_2^{\text{ЛЕВ}}\right)^2\right]} \quad (1)$$

где 1, 2 — индексы, характеризующие поле первой и второй антенны;

P — фактическая мощность передаваемая от антенны 1 к антенне 2.

P_{MAX} — представляет собой наибольшую мощность, принимаемую при полном согласовании поляризаций.

На основании выражения (1) установлено что, для передачи максимальной мощности от источника сигнала к приёмнику необходимо, чтобы приёмная и передающая, были согласованными по поляризации. Для этого необходимо управлять на одной из антенн её поляризационными характеристиками, потому что в реальных условиях эксплуатации, даже применяя согласованные по поляризации антенны, можно потерять в мощности, так как электромагнитная волна, проходя через атмосферные неоднородности, может поменять свои поляризационные свойства (то есть параметры поля-

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ризационного эллипса). Для количественной оценки поляризационного согласования антенн вводят [2] поляризационный коэффициент передачи ($|\xi|$ — по полю или $|\xi|^2$ — по мощности)

Расчётное выражение для поляризационного коэффициента передачи через параметры эллипса поляризации записывается следующем образом:

$$\xi(\beta_A, k_{эA}, \beta_e, k_{эe}) = \sqrt{\frac{\cos^2\beta_A + k_{эA}{}^2 \sin^2\beta_A}{1+k_{эA}{}^2}}\sqrt{\frac{\cos^2\beta_e + k_{эe}{}^2 \sin^2\beta_e}{1+k_{эe}{}^2}} + \\ + \sqrt{1-\frac{\cos^2\beta_A + k_{эA}{}^2 \sin^2\beta_A}{1+k_{эA}{}^2}}\sqrt{1-\frac{\cos^2\beta_e + k_{эe}{}^2 \sin^2\beta_e}{1+k_{эe}{}^2}} \times \\ \times \exp\left[j\left(\arctan\frac{2k_{эA}}{(1-k_{эA}{}^2)\sin 2\beta_A} + \arctan\frac{2k_{эe}}{(1-k_{эe}{}^2)\sin 2\beta_e} \right)\right]. \qquad (2)$$

Проведем анализ (2) для различных типов антенн. Падающая волна пройдя через радиотрассу попадает на приёмную антенну со случайными параметрами эллипса поляризации $0 \le \beta_e \le \pi$ и $-1 \le k_{эe} \le 1$. Для анализа (2) введём ряд упрощений, предположим, что распределение плотности вероятности для параметров эллипса поляризации падающей волны — равномерно и антенны точно ориентированы друг на друга. В общем случае зависимость поляризационного коэффициента передачи $|\xi|$ от параметров поляризационного эллипса падающей волны $k_{эe}$ и β_e является трехмерной. На рис. 1—2 изображены характерные зависимости при $\beta_e = 0$ и $\beta_e = \pi/2$, для некоторых типов антенн. Для анализа выбраны следующие типы антенн: антенны с фиксированной, линейной (горизонтальной и вертикальной) поляризацией; фиксированной круговой (левосторонней и правосторонней) поляризацией; разрабатываемый тип антенны с переключаемой поляризацией (линейная — вертикальная, горизонтальна и круговая – левосторонняя, правосторняя); идеальная антенна с точной подстройкой эллипса поляризации под приходящую волну.

Для антенн с левосторонней и правосторонней поляризацией, а также для антенн вертикальной и горизонтальной поляризацией наблюдается снижение поляризационного коэффициента передачи $|\xi|^2$ до 0 (рис. 1, 2), что свидетельствует об отсутствии приёма при определённых параметрах $k_{эe}$ и β_e эллипса поляризации приходящей волны.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

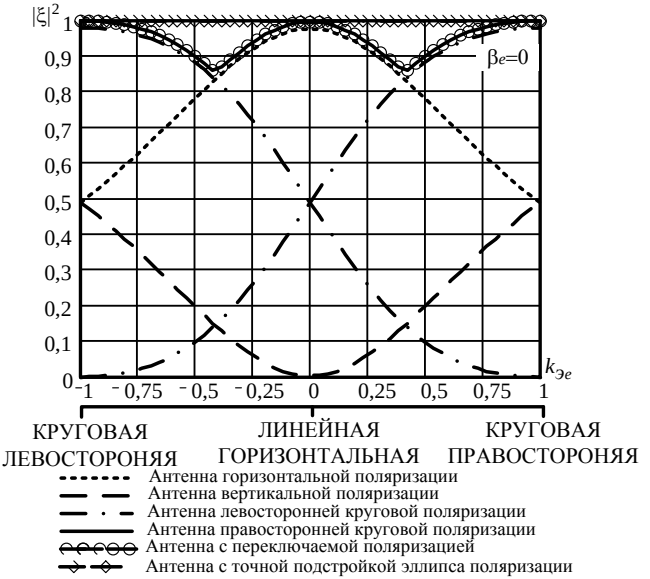


Рис. 1. Зависимость поляризационного коэффициента передачи от параметров эллипса поляризации приходящей волны при $\beta_e = 0$ для выбранных типов антенн

Fig. 1. Dependence of the polarization transfer coefficient on the ellipse parameters of the polarization of the incoming wave at $\beta_e = 0$, for the selected antenna types

Для антенны с переключаемой поляризацией $|\xi|^2$ не падает ниже 0,85 как при $\beta_e = 0$ (рис 1) так и при $\beta_e = \pi/2$ (рис 2). У антенны с точной подстройкой эллипса поляризации для случайных значений параметров $k_{Эe}$ и β_e поляризационный коэффициент передачи равен единице. Анализируая вероятностные характеристики поляризационного коэффициента передачи $|\xi|^2$. Установлено что вероятность того, что $|\xi|^2$ будет меньше 0,5 (–3 дБ) для антенн линейной и круговой поляризации составляет 50% для антенны с переключаемой поляризацией составляет 0% как и для антенны с точной подстройкой эллипса поляризации.

Следовательно, наиболее эффективной с точки зрения обеспечения устойчивой связи (при случайных значениях параметров $k_{Эe}$ и β_e) явля-

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ется антенны с переключаемой поляризацией и антенна с точной подстройкой эллипса поляризации.

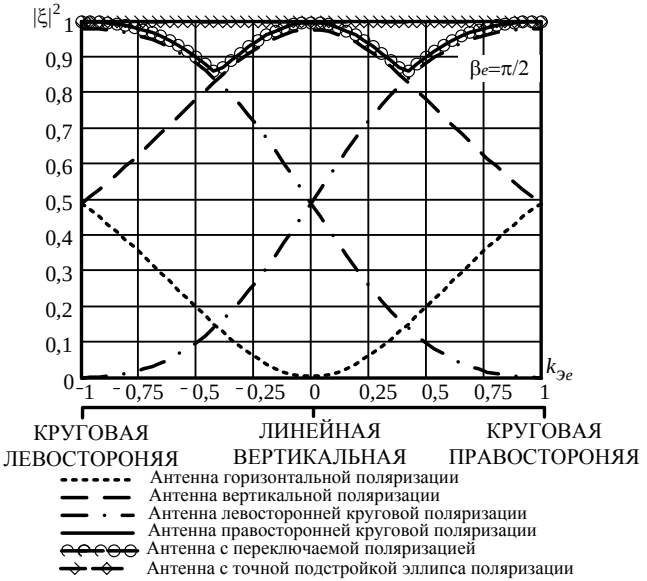


Рис. 2. Зависимость поляризационного коэффициента передачи от параметров эллипса поляризации приходящей волны при $\beta_e = \pi/2$ для выбранных типов антенн

Fig. 2. Dependence of the polarization transfer coefficient on the ellipse parameters of the polarization of the incoming wave at $\beta_e = \pi/2$, for the selected antenna types

Из этих двух типов антенн наиболее лучшей является антенна с точной подстройкой эллипса поляризации. Однако при создании такой антенны возникает проблема с сохранением заданной формы ДН при подстройки эллипса поляризации под случайные значения $k_{Эe}$ и β_e. Кроме того, такая антенная система является инерционной (т. е. требуется время для установки оптимальных $k_{ЭA}$ и β_A) и достаточно сложной в отличие от антенны с переключаемой поляризацией где для нахождения требуемых $k_{ЭA}$ и β_A необходимо в худшем случае произвести четыре переключения, а конструкция состоит из бинарных переключателей и одного или двух фазовращателей. А выигрыш антенны точной подстройки эллипса поляризации по сравнению с антенной переключаемой поляризации по $|\xi|^2$ составляет всего 3 дБ. Эта величина является малой по сравнению с потерями в трассе которые составляют (40…90) дБ.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Поэтому в данном случае наиболее эффективной с точки зрения устойчивости связи, скорости настройки и простоты изготовления является антенна с переключением поляризации.

3. Проектирование антенны

Для построения антенны с управляемой поляризацией излучения необходимо использовать квадратный печатный излучатель. Для реализации такой антенны необходимо выбрать и обосновать конкретную конструкцию и ее геометрические параметры. Проведенное моделирование входных характеристик, показало, что для согласования квадратного печатного излучателя с питающим коаксиальным фидерным устройством необходимо использовать согласующее устройство. Однако можно пойти другим методом, в частности перед излучающим элементом расположить пассивный элемент как показано на рисунке 3.

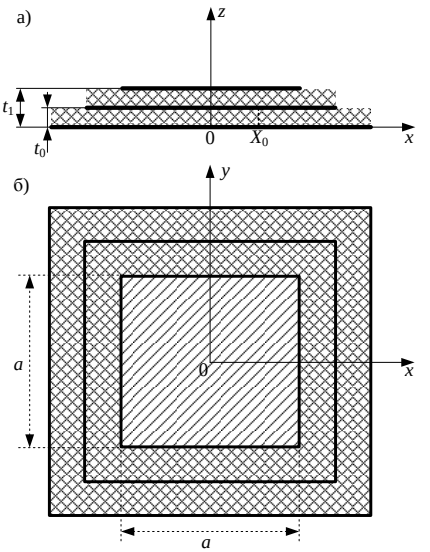


Рис. 3. Геометрия печатного излучателя с дополнительным пассивным элементов:
а) — вид сбоку; б) — вид сверху.

На этом рисунке: a это размер пассивного излучателя; t_1 это расстояние от экрана до пассивного излучателя. С целью выбора оптимальных геометрических параметров a и t_1 проведено математическое моделирование. Критерием оптимальности служит условие: КСВ должен быть минимальным при сохранении направленных поляризационных свойств печатного излучателя.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Заключение

На основании проведенного исследования получены следующие результаты. Обоснован метод создания печатной антенны с управлением поляризацией поля излучения. Для этого наилучшим образом подходит конструкция двухканального печатный излучатель с коммутируемыми каналами, так как он способен формировать как поле линейной поляризации, так и круговой. Суть метода заключается в том что, коммутируя входы печатного излучателя, возможно, управлять поляризацией излучения антенны, настолько чтобы при произвольных параметрах эллипса поляризации электромагнитной волны поляризационные потери не превышали 3 дБ.

Список литературы

[1] Lukyanchikov A.V. Two-channel Wi-Fi band patch radiator // Proc. 8th Int. Conf. on Antenna Theory and Techniques (ICATT'11). — 20 — 23 September, 2011. — Kyiv, 2011, pp. 194-196

[2] Лобкова Л.М., Лукьянчиков А.В. Метод управления поляризационной структурой поля излучения спиральной конической антенны// Изв-я ВУЗов. Радиоэлектроника. — Киев: КПИ, 2007. — Т.50. — № 10. — С.3—24.

[3] Жук М.С. Проектирование линзовых, сканирующих, широкодиапазонных антенн и фидерных устройств/ М.С. Жук, Ю.Б. Молочков. — М.: Энергия, 1973. — 440 с.

[4] Марков Г.Т. Антенны: Учебник для радиотехн. спец. вузов. — 2-е изд., перераб. и доп./ Г.Т. Марков, Д.М. Сазонов. — М.: Энергия, 1975. — 528 с.

References

[1] Lukyanchikov A.V. Two-channel Wi-Fi band patch radiator // Proc. 8th Int. Conf. on Antenna Theory and Techniques (ICATT'11). — 20 — 23 September, 2011. — Kyiv, 2011, pp. 194-196

[2] Lobkova L.M., Lukyanchikov A.V. [Method for controlling the polarization structure of the radiation field of a spiral conical antenna] // Izv. Vuzov. Radioelektronika. — Kiev: KPI, 2007. — T.50. — № 10. — pp.3—24.

[3] Guk M.S. [Designing of lens, scanning, wide-band antennas and feeder devices]/ M.S. Guk, Yu.B. Molochkov. — M.: Energiya, 1973. — 440 pp.

[4] Markov G.T.[Antennas: A Textbook for Radio Engineering. specialist. universities] — 2-e izd., pererab. i dop./ G.T. Markov, D.M. Sazonov. — M.: Energiya, 1975. — 528 pp.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Two band circularly polarized antenna with integral power divider

Bezgin A.A., Savochkin A.A.
Sevastopol State University,
Sevastopol, 299053, Russian Federation
bezghinaa@gmail.ru

Abstract: *The results of the development of a dual-band circular polarization antenna for use in marine autonomous measuring devices operating with the Argos-3 satellite system are presented. The antenna prototype has been created and its characteristics have been measured. The antenna generates circularly polarized, low-directional radiation.*

Keywords: *antenna, circular polarization, power divider, phase shift, printed antenna, Argos-3.*

Двухдиапазонная антенна круговой поляризации с интегральным делителем мощности

Безгин А.А., Савочкин А.А.
Севастопольский государственный университет,
Севастополь, 299053, Российская Федерация
bezghinaa@gmail.com

Аннотация: *Представлены результаты разработки двухдиапазонной антенны круговой поляризации для применения в морских автономных измерительных устройствах, работающих со спутниковой системой Argos-3. Создан макет антенны и проведено исследование его характеристик. Антенна формирует слабонаправленное излучение круговой поляризации.*

Ключевые слова: *антенна, круговая поляризация, делитель мощности, фазовый сдвиг, печатная антенна, Argos-3.*

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

1. Введение

В 2017 году компания CLS ARGOS представила микросхему приёмопередатчика ARTIC (Argos Transceiver Integrated Chipset). Цель выпуска данной микросхемы — вернуть интерес к спутниковым системам Argos-3/4. Микросхема позволяет разработчикам реализовать простой приемопередатчик [1]. Система Argos, в основном используется для сбора метеорологической и океанографической информации, и в последнее время также применяется для маркировки различных животных [1].

Передача данных с терминалов осуществляется на несущей частоте 401,650 МГц. Передача информации со спутника на платформу осуществляется на частоте 465,98 МГц [2]. В качестве антенны для работы морских автономных метеорологических платформ целесообразно использовать двухдиапазонную печатную антенну. Печатные антенны находят широкое применение в различных радиоэлектронных устройствах и системах благодаря их миниатюрности и высокой технологичности [3].

2. Моделирование антенны

В литературе широко описаны печатные антенны с излучателем квадратной формы [4], [5], однако эти антенны работаю только в одном диапазоне частот. Для работы в двух частотных диапазонах предлагается использовать два излучателя расположенные друг над другом. В спутниковой системе Argos-3 применяется правосторонняя круговая поляризация. Наиболее простым методом формирования круговой поляризации для печатной антенны является возбуждение излучателя антенны в двух точках с фазовым сдвигом между каналами 90° [6].

На рис. 1 изображена схема двухдиапазонной двуканальной антенны круговой поляризации с квадратными излучателями. Размер излучателей определен по формуле $a \approx \lambda / 2\sqrt{\varepsilon}$, где λ — длина волны, ε — относительная диэлектрическая проницаемость подложки.

В ходе моделирования антенны в CAD FEKO уточнены размеры и рассчитаны основные характеристики. Антенна состоит из двух излучателей квадратной формы с размерами a1=137 мм и a2=158 мм и экрана диаметром D=400 мм. Для уменьшения размеров антенны использован фольгированный СВЧ диэлектрик марки TMM6 фирмы Rogers с относительной диалектической проницаемостью ε=6 и толщиной 6,35 мм. Верхний излу-

[1] http://www.argos-system.org (02 мая 2018).

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

чатель электрически изолирован от нижнего. На обратной стороне экрана установлен интегральный делитель мощности QCN-5D+, формирующий на своих выходах сигналы с разностью фаз 90°.

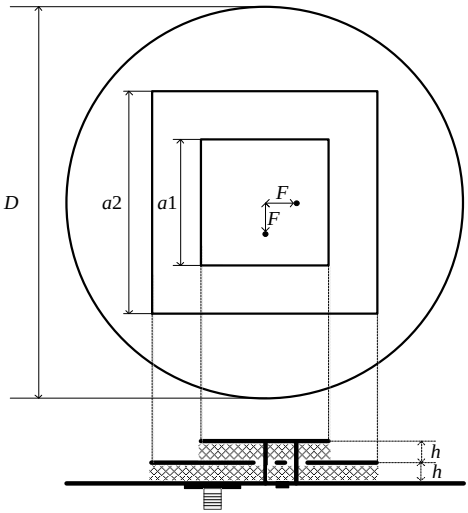


Рис.1 Схема двухканальной двухдиапазонной антенны круговой поляризации с квадратными излучателями

Fig.1 Chain diagram of the two band two feed circular polarization antenna with square radiators

На рис. 2 показана рассчитанная в CAD FEKO частотная зависимости КСВ модели антенны.

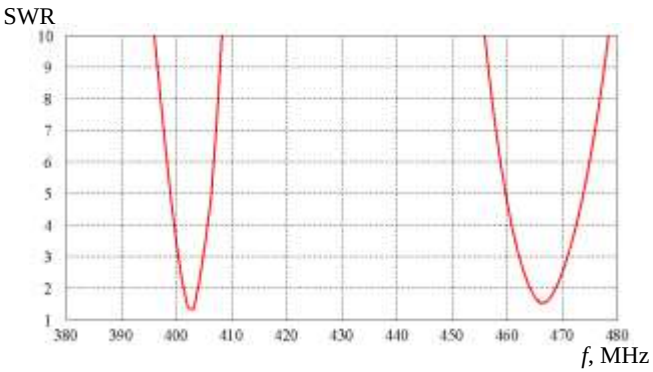


Рис. 2. Частотная зависимость КСВ модели двухдиапазонной антенны

Fig. 2. Simulated SWR of the two band antenna

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

Характеристика КСВ с уровнем меньше 2 наблюдается в диапазонах частот (400…404) МГц и (463…469) МГц. На рис. 3 показаны диаграммы направленности при правосторонней и левосторонней поляризациях на частотах 401,6 МГц (a) и 465,9 МГц (b). Коэффициенты эллиптичности в главном направлении составили –0,4 дБ на частоте 401,6 МГц –0,3 дБ на частоте 465,9 МГц.

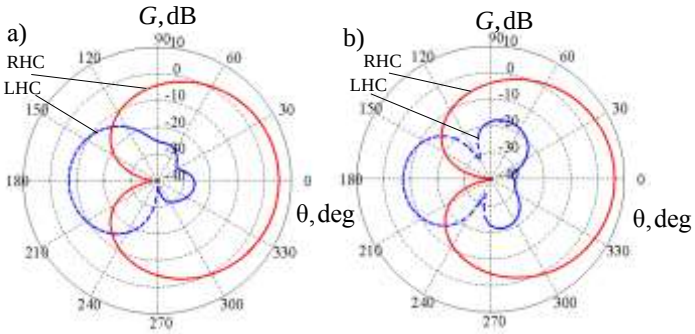


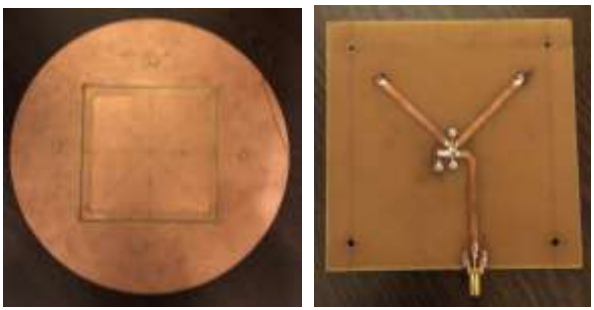
Рис. 3 Нормированные ДН двухдиапазонной антенны
на частотах 401,6 МГц (a) и 465,9 МГц (b)

Fig. 3 Normalized radiation pattern on 401,6 MHz (a) и 465,9 MHz (b)

3. Практические результаты

Для проведения экспериментальных исследований модель антенны была перенастроена на материал FR-4. Данный материал имеет на порядок больший тангенс угла диэлектрических потерь равный 0,02 (у ТММ6 — 0,002). Это приводит к уменьшению коэффициента усиления антенны. Переход на FR-4 обусловлен невысокой стоимостью материала и позволяет экспериментально подтвердить работоспособность модели. На рис. 4 (a) показан макет антенны. Размеры излучателей составили a1=150 мм и a2=170 мм. Использован материал с толщиной h=2 мм. Интегральный делитель мощности QCN-5D+ установлен на отдельной плате (рис. 4 (b)). Проведено исследование частотной зависимости КСВ узла делителя (рис. 5). Величина КСВ на частоте 401,6 МГц для входного порта составила 1,37; для выходных портов — 1,28 и 1,23. На частоте 465,9 МГц — 1,36, 1,34 и 1,34 соответственно. Величина коэффициента передачи на частоте 401,6 МГц составила -3,4 дБ для первого порта и -3,75 дБ для второго, фазовый сдвиг между портами равен 89°. На частоте 465,9 МГц величина коэффициентов передачи составила для обоих портов -3,7 дБ, фазовый сдвиг 92°.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.



(a) (b)

Рис. 4 Фотографии макета антенны (a) и узла делителя мощности (b)

Fig. 4 The prototype of antenna (a) and power divider (b)

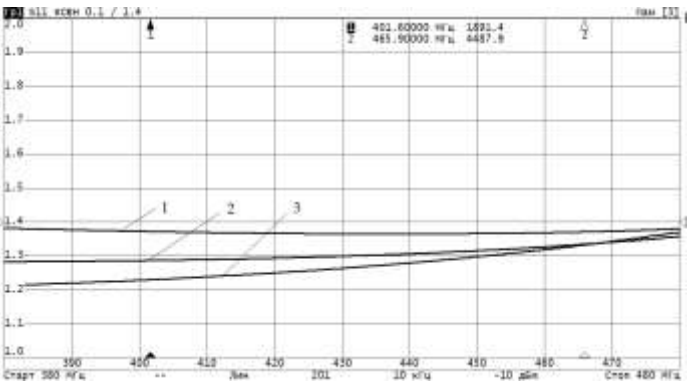


Рис. 5 Частная зависимость КСВ узла делителя мощности
(1 — входной порт; 2 — первый порт; 3 — второй порт)

Fig. 5 Measured SWR of power divider
(1 — input port; 2 — first output port; 3 — second output port)

Проведено измерение частотной зависимости КСВ портов антенны (рис 6). При измерении на свободный порт была установлена согласованная нагрузка. Величина КСВ первой частоте равно 2,5 на каждом порту, на второй частоте 1,3 и 1,8. Разница вызвана неидеальным изготовлением макета. Третья линия на рис. 6 показывает частотную зависимость КСВ макета с подключенной платой делителя мощности. Величина КСВ для входов антенны на частотах 401,6 МГц и 465,9 МГц составила 1,3 и 1,38 соответственно.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

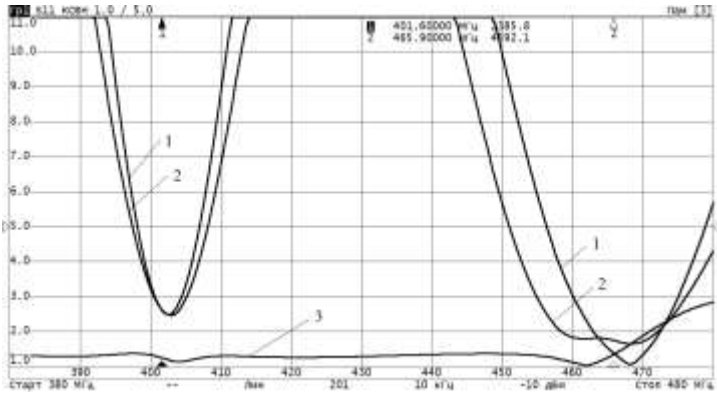


Рис. 6 Частная зависимость КСВ макета антенны
(1 — первый порт; 2 — второй порт; 3 — входной порт делителя)

Рис. 6 Measured SWR of antenna
(1 — first antenna port; 2 — second antenna porn; 3 — input power divider port)

Измерены диаграммы направленности двух диапазонной антенны двух типов поляризации вспомогательной антенны (рис.7.). Антенна на двух частотах формирует слабонаправленное излучение, ширина диаграммы направленности по уровню – 3дБ частоте на 401,6 МГц составила 110°, на частоте 465,9 МГц — 72°.

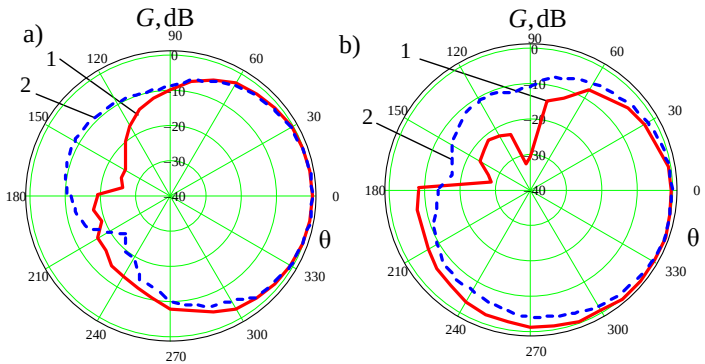


Рис. 7 Экспериментальные диаграммы направленности
на частотах 401,6 МГц (a) и 465,9 МГц (b)
(1 — вспомогательная антенна вертикальной поляризации;
2 — вспомогательная антенна горизонтальной поляризации)

Рис. 7 Measured radiating pattern on 401,6 MHz (a) and 465,9 MHz (b)
(1 — auxiliary vertical polarization antenna;
2 — auxiliary horizontal polarization antenna)

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

4. Заключение

Таким образом, в результате выполнения работы создана модель в *CAD FEKO* двухдиапазонной антенны круговой поляризации для морских терминалов спутниковой системы связи Argos-3. Антенна обеспечивает согласование в двух диапазонах. Разработан и изготовлен макет антенны, проведено экспериментальное исследование его характеристик. Антенна формирует слабонаправленное излучение и обеспечивает круговую поляризацию.

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 для морских автономных измерительных платформ // Мат. МНТК «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». 2017. С. 689- 695.

[3] Bezgin, A.A., Savochkin, A.A. Two-band circular polarization antenna for Argos-3 // 11th International Conference on Antenna Theory and Techniques, ICATT 2017. 2017. P. 267 - 269.

[4] Lee J.M., Kim N.S., Pyo C.S. A circular polarized metallic patch antenna for RFID reader // Proc. Asia–Pacific Commun. Conf. 2005. P. 116–118.

[5] Peng X.F., Zhong S.S., Xu S.Q., Wu Q. Compact dual-band GPS microstrip antenna // Microw. Opt. Technol. Lett. 2005. V. 44. No. 1. P. 58-61.

[6] 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.

References

[1] Bezgin A.A., Savochkin A.A. [Two band patch antenna for marine terminals satellite system Argos-3]. Mat. 4-oj vserossiiskoy konferencii «Electronika i microelectronika SVCh». 2015, pp. 268-271. (In Russian).

[2] Bezgin A.A., Savochkin A.A. [Patch antenna for marine autonomous measurement platforms]. Mat. MNTK «SVCh tehnika i telekommunikacionnye tehnologii». 2017. pp. 689- 695. (In Russian).

[3] Bezgin, A.A., Savochkin, A.A. Two-band circular polarization antenna for Argos-3 // 11th International Conference on Antenna Theory and Techniques, ICATT 2017. 2017. pp. 267 - 269.

[4] Lee J.M., Kim N.S., Pyo C.S. A circular polarized metallic patch antenna for RFID reader // Proc. Asia–Pacific Commun. Conf. 2005. pp. 116–118.

[5] Peng X.F., Zhong S.S., Xu S.Q., Wu Q. Compact dual-band GPS microstrip antenna // Microw. Opt. Technol. Lett. 2005. V. 44. No. 1. pp. 58-61.

[6] Bezgin A.A., Savochkin A.A [Patch circularly polarized antenna Argos-2]. Mat. 4-oj vserossiiskoy konferencii «Electronika i microelectronika SVCh». 2016, pp. 301-304. (In Russian).

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Дискретное управление фазой поля рассеяния в полосковых отражательных решетках

Обуховец В.А.
Южный Федеральный университет
г. Ростов-на-Дону, 344006, Российская Федерация
vaomailru@mail.ru

Аннотация: *На примере полосковых отражательных решеток показано, что включение управляемых элементов в состав каждого излучателя решетки позволяет реализовать интегрированные излучатели, способные при изменении управляющего напряжения регулировать фазу коэффициента отражения. Приведен обзор известных конструкций отражательных решеток, представлен анализ достижимых характеристик.*

Ключевые слова: микрополосковая отражательная антенная решетка, поле рассеяния, фазовращатель, управляемые элементы.

1. Введение

Фазированные антенные решетки все более активно внедряются в различные области радиоэлектроники [1]. Одной из проблем, тормозящих этот процесс, является их высокая стоимость и сложность. Во многом это объясняется дороговизной и сложностью приемо-передающих модулей решетки. Целый ряд исследований направлен на поиски способов удешевления решеток [2-5]. Чаще всего их целью является попытка отказаться от применения отдельных фазовращателей и поиск альтернативных способов управления фазовым распределением в раскрыве решетки. Реализация предлагаемых способов в отражательных антенных решетках представляется несколько более простой, чем в решетках проходного типа.

В большинстве известных публикаций для регулировки фазы отраженного поля применяют управляемые элементы: *p-i-n* диоды, *MEMS* – структуры, варакторные диоды, ферриты, сегнетоэлектрики. Наиболее стабильными являются приборы, работающие в ключевом режиме. Поэтому их применение позволяет построить решетки, в которых функции излучателя и фазовращателя интегрированы в едином устройстве. При подаче управляющего сигнала на такой элемент, как правило, изменяются его размеры и (или) конфигурация (так называемые «реконфигурируемые»

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

антенные решетки). При этом переключение управляемого элемента приводит к дискретному изменению фазы поля. В силу технологических особенностей наиболее удобны для практической реализации микрополосковые отражательные антенные решетки [7].

2. Излучатели линейной поляризации

При разработке излучателей отражательных решеток с дискретным фазированием наряду с традиционными техническими требованиями необходимо обеспечить диапазон регулировок фаз в пределах 360 градусов. Одновременно должны налагаться ограничения на величину крутизны фазо-частотной зависимости (или зависимости фазовой задержки от электрических размеров излучателя). Последнее позволяет получить устойчивое решение и обеспечивает работу решетки в более широком диапазоне частот [8].

Простейшие типы дипольных излучателей последним требованиям не удовлетворяют. В принципе их применение при изменении длины вибраторов обеспечивает регулировку фазы отраженного поля. Но для получения широкого диапазона регулировок длины вибраторов должны быть близки к резонансным размерам. А при таком выборе длины даже небольшое изменение электрических размеров вибратора приводит к резкому изменению фазы отраженного поля. Увеличение ширины вибратора снижает его добротность и «чувствительность» к колебаниям продольного размера. Однако одновременно сужается диапазон регулировок фаз. Некоторое улучшение характеристик может быть достигнуто при усложнении формы плеч вибратора и применении многослойной диэлектрической подложки.

Существенно лучшими параметрами обладают микрополосковые излучатели прямоугольной формы с дополнительными шлейфами переменной длины. Такая конструкция позволяет получить реконфигурируемый излучатель с короткозамкнутым или разомкнутым шлейфом. В последнем случае изменение длины реализуется подключением (или отключением) отрезков длины шлейфа. На рис. 1 показан принцип построения подобного излучателя. В разрывы линии, образующей шлейф, включаются *p-i-n* диоды или другие управляемые элементы. Комбинация управляющих напряжений на них определяет дискретно изменяющуюся результирующую длину вибратора.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

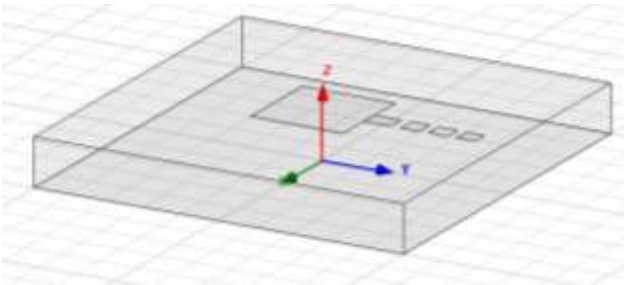
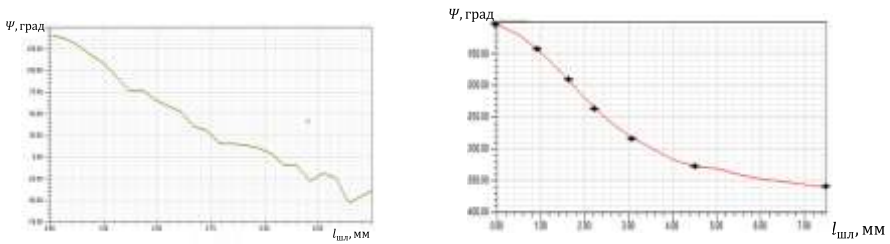


Рис. 1. Топология прямоугольного излучателя со шлейфом переменной длины

Характерная зависимость фазы коэффициента отражения от решетки с простейшей однослойной подложкой (рис. 1) от длины шлейфа приведена на рис. 2, а. Увеличить пределы изменения фазы без увеличения крутизны характеристики можно, применив в качестве подложки двухслойный диэлектрик. Однако, получаемая характеристика при этом носит нелинейный характер. Более приемлемые результаты обеспечивает решетка с трехслойной подложкой (рис. 2, б).



а) б)

Рис. 2.Фаза коэффициента отражения

Метки на кривой (рис. 2, б) показывают, как должна выбираться длина шлейфа для получения дискретно управляемой фазовой задержки с $\Delta\psi = \pi/4$.

Для изменения длины шлейфа в местах, определяемых метками на графике, необходимо сделать зазоры в линии (рис. 1) и включить последовательно в каждый зазор управляющий элемент. В качестве последних могут применяться *p-i-n* диоды поверхностно-ориентированного типа.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Можно спроектировать аналогичный излучатель с короткозамкнутым шлейфом и несколькими *p-i-n* диодами, включенными в линию параллельно. Для этой цели подходят *p-i-n* диоды мезо-планарного типа.

3. Исследование решетки круговой поляризации

Для создания отражательной решетки с дискретным управлением фазой при работе на круговой поляризации очень привлекательной является идея использования спирафазных излучателей [9]. Замечательным свойством таких антенн является изменение фазы поля излучения, равное углу поворота излучателя вокруг его оси. Однако механический поворот излучателя далеко не всегда является приемлемым. В докладе приведены результаты исследования некоторого аналога «электрического поворота» спирального излучателя вращающейся поляризации. Для этой цели конец спирали разделен узкими промежутками на несколько участков (рис. 3). Их геометрические размеры и расположение выбираются так, чтобы обеспечить приращение фазы с заданным дискретным значением.



Рис. 3. Спиральный излучатель

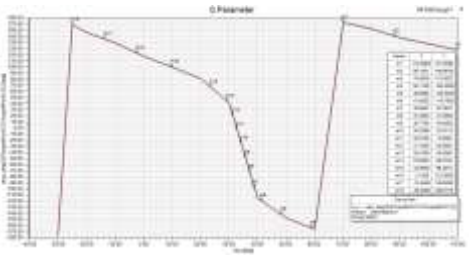


Рис. 4. Фазовая зависимость

На рис. 4 представлены результаты численного моделирования отражательной периодической решетки с рассмотренными излучателями. По горизонтальной оси отложены значения углов, определяющих положение разрезов в микрополосковой линии. Метки проставлены с интервалом 22,5 градуса. Несмотря на то, что результаты моделирования показывают принципиальную возможность дискретного управления фазой, такой вариант решетки для практического применения не пригоден ввиду слишком высокой крутизны зависимости. Для улучшения характеристик решетки необходима дальнейшая оптимизация конструкции с целью полу-

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

чения более плавной зависимости фазы поля рассеяния от угла расположения конечной части спирали.

4. Заключение

Проведенные с помощью САПР HFSS численные эксперименты подтвердили принципиальную возможность построения отражательных антенных решеток с дискретным фазированием за счет реконфигурирования излучателей. Для практической реализации подобных систем в каждом конкретном случае необходима тщательная доработка путем усложнения геометрии излучателя и оптимального выбора диэлектрической подложки. При проектировании должны быть учтены свойства управляющих элементов конкретного типа. Конструкция излучателя решетки должны быть оптимизирована с целью получения устойчивого решения при заданном диапазоне регулировки фазы.

Список литературы

[1] Фелсен Р.С. Фазированные антенные решетки / М. Техносфера, 2012. 560 с.

[2] Morrow I.L., Hall P.S., James J.R. Measurement and Modeling of a Microwave Active-Patch Phased Array for Wide- Angle Scanning // IEEE Trans. on Antennas and Propagation.1997. V. 45, No. 2. P. 297-304.

[3] Chang K., Li M.-Y., Yun T.-Y., Rodenbeck C.T. Novel Low-Cost Beam-Steering Techniques // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2002. V. 50, No. 5. P. 618-626.

[4] Haupt R.L., Lanagan M. Reconfigurable Antennas // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2013. V. 55, No. 1. P.49-61.

[5] Обуховец В.А. «Lowcost» антенные решетки // 26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Материалы конференции. 4—10 сентября 2016 г. Севастополь, Крым, Россия / Москва - Минск – Севастополь, 2016. С. 907-911.

[6] Обуховец В.А., Касьянов А.О. Фазирование излучателей микрополосковых отражательных решеток // 2014 24th Int. Crimean Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014) / Москва - Минск – Севастополь. 2014. С. 453-454.

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

[8] Обуховец В.А., Касьянов А.О. Реконфигурируемые антенны на основе дифракционных решеток // 2014 24th Int. Crimean Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014) / Москва - Минск – Севастополь. 2014. С. 451-452.

[9] Обуховец В.А., Касьянов А.О. Микрополосковые отражательные антенные решетки. М.: Радиотехника, 2006. 160 с.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Дифракционные покрытия для изменения радиолокационного портрета объекта

Обуховец В.А..
Южный Федеральный университет
г. Ростов-на-Дону,344006, Российская Федерация
vaomailru@mail

Аннотация: *Рассмотрена возможность использования микрополосковых отражательных антенных решеток в качестве бортового покрытия для решения задач радиопротиводействия. Исследован ряд конструкций решеток, характеристики которых способны изменять признаки распознавания целей, что приводит к искажению радиолокационного портрета.*

Ключевые слова: отражательная антенная решетка, диаграмма рассеяния, поляризация, частотная селекция, пространство признаков.

1. Введение

Область применения отражательных антенных решеток чрезвычайно широка [1], а количество их типов и конструктивных реализаций не поддается учету. Наряду с чисто «антенными» приложениями они могут применяться и для решения ряда других проблем. К их числу часто относят и разнообразные дифракционные покрытия (решетки). Наиболее технологичными в изготовлении являются микрополосковые решетки. Они обладают малыми массой и толщиной, просты в монтаже, способны повторять форму несущего объекта, образуя своеобразное бортовое покрытие.

В докладе рассмотрен ряд конструкций микрополосковых отражательных решеток и их электродинамические характеристики. Отмечается, что некоторые из характеристик совпадают, или являются близкими по смыслу признакам радиолокационного распознавания объектов.

Современные радиолокационные системы наряду с традиционными задачами обнаружения и сопровождения целей позволяют [2] выполнить распознавание (т.е. отнесение объекта к определенному классу) и даже идентификацию цели (поиск типа объекта внутри данного класса). Вместе с тем история свидетельствует, что одновременно с развитием и совершенствованием радиолокационной техники создавалась и набирала силу так называемая «противорадиолокация» (радиоэлектронная борьба, радиоэлектронная война, радиопротиводействие) [3-5].

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

Цель работы состоит в том, чтобы показать, как применение дифракционных решеток в качестве бортового покрытия способно изменить признаки распознавания и исказить радиолокационный портрет объекта.

2. Пространство признаков распознавания

Радиолокационный портрет объекта создается по результатам измерений и вычислений целого ряда радиолокационных характеристик (в том числе при разных ракурсах и на разных частотах) для конкретных типов объектов. Он позволяет создавать своеобразные базы данных для каждого из них, на основе которых в N – мерном пространстве признаков формируется эталонный образ объекта. Идентификация неизвестного объекта производится по результатам сравнения измеренных признаков с эталонными. Поскольку размерность пространства признаков может быть очень большой, для упрощения задачи часть признаков исключают из рассмотрения, оставляя наиболее информативные и устойчивые. Эффективным методом является анализ не самих признаков, а собственных значений матриц данных [7]. Эти приемы определяют основу математической модели, описывающей сигнатуру цели, позволяют упростить алгоритмы, сократить время принятия решения о принадлежности цели к какому-то конкретному классу или типу.

Поскольку основным источником информации является электромагнитное поле рассеяния объекта, выделим из всего многообразия признаков те, которые связаны с амплитудными, угло-частотными и поляризационными характеристиками.

3. Влияние дифракционных решеток на признаки распознавания

Наиболее информативным и часто используемым признаком является диаграмма рассеяния (диаграмма ЭПР). Расположение максимумов диаграммы характеризует положение «блестящих точек» объекта. Дополнительным источником информации служит картина расположения и амплитуды боковых лепестков.

Дифракционные решетки с успехом могут применяться для изменения формы диаграммы рассеяния, причем как для целей снижения яркости блестящих точек, так и для их имитации. При этом для уменьшения ЭПР дифракционная решетка «рассеивает» сигнал в различных направлениях, либо на основе решеток создается радиопоглощающее покрытие [5].

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

Для увеличения яркости и создания искусственных блестящих точек применяются переотражающие в обратном направлении решетки [8], из которых наиболее известны решетки Ван-Атта.

Одними из самых ярких блестящих точек являются антенны, особенно бортовые антенные решетки. Снижение их радиолокационной заметности представляет собой трудно решаемую проблему. Одним из возможных вариантов является применение укрытия малоотражающей формы, создающее в широком диапазоне частот узкое окно прозрачности, подобно полосно-пропускающему фильтру. За пределами окна ЭПР решетки практически совпадает с ЭПР укрытия. Для создания указанных укрытий используются частотно-селективные решетки. На рис. 1 приведены результаты моделирования такой решетки, синтезированной по методике [9].

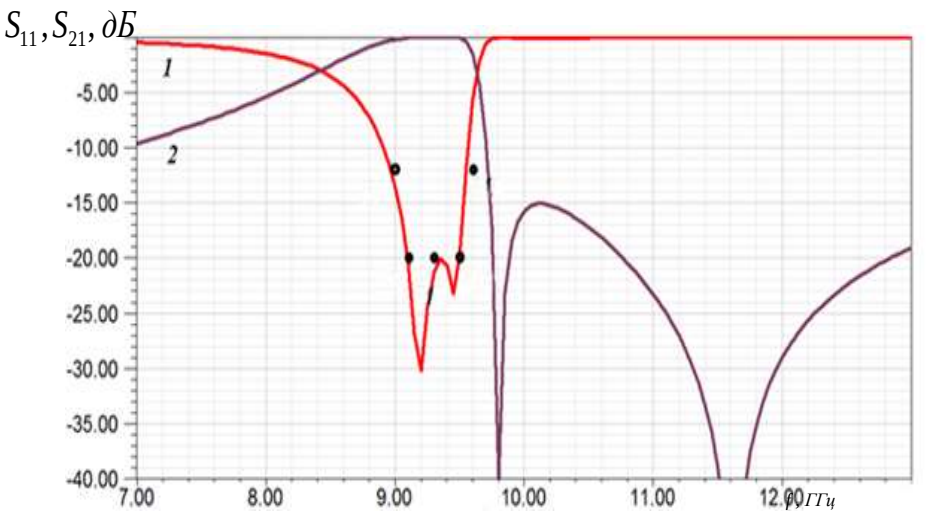


Рис. 1. Частотные характеристики укрытия

Как следует из рис. 1, в пределах заданной полосы частот обеспечивается высокий коэффициент прохождения S_{21}, вне ее укрытие отражает волны, практически как металлический экран. С учетом выбранной формы укрытия удается значительно снизить ЭПР антенной системы.

Если РЛС способна измерять поляризационные характеристики цели, то информативность признаков распознавания существенно возрастает

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

и «обогащает» сведения о радиолокационном портрете. Противодействовать этому процессу удается путем применения покрытий в виде дифракционных решеток-преобразователей поляризации (деполяризаторов). В качестве последних можно с успехом применить микрополосковые дифракционные решетки. На рис. 2 приведены частотные зависимости модулей коэффициентов поляризационной матрицы рассеяния при различных углах падения. Геометрия единичной ячейки решетки показана на врезке к рисунку

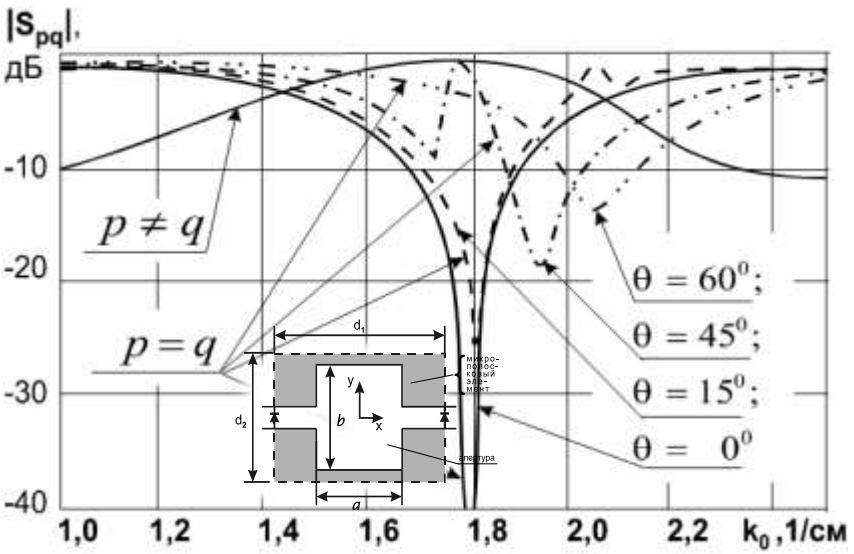


Рис. 2. Элементы поляризационной матрицы рассеяния

Из рис. 2 видно, что в окрестности рабочей частоты происходит перераспределение энергии отраженного сигнала с согласованной поляризации на кроссовую. Этот эффект приводит к значительному изменению поляризационных признаков распознавания и способен существенно исказить радиолокационный портрет объекта.

Наряду с приведенными результатами моделирования в докладе представлены примеры применения микрополосковых отражательных решеток для изменения значений и ряда других признаков распознавания, связанных со спектральными и временными характеристиками отраженного сигнала.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

4. Заключение

Использование микрополосковых отражательных решеток в качестве бортовых покрытий способно существенно расширить перечень возможных их применений. В частности, применительно к задачам радиопротиводействия такие покрытия могут использоваться для изменения значений признаков распознавания, полученных по результатам амплитудных, частотных, поляризационных, спектральных и временных измерений, и повлиять на достоверность решения задачи распознавания радиолокационного образа объекта.

Список литературы

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

[2] Обнаружение, распознавание и определение параметров образов объектов. Методы и алгоритмы / под ред. А.В. Богословского. М.: Радиотехника, 2012. 112 с.

[3] Шлезингер Р.Дж. Радиоэлектронная война. Пер. с англ. А.Б. Андреева и И.М. Вереагина / под ред. А.М. Пархоменко. М.: Воениздат, 1963. 320 с.

[4] Основы теории радиоэлектронной борьбы / под ред. Николаенко Н.Ф. М.: Воениздат, 1987. 352 с.

[5] Алексеев А.И., Штагер Е.А., Козырев С.Е. Физические основы технологии STEALTH. С.-Петербург: ВВМ, 2007. 284 с.

[6] Небабин В.Г., Сергеев В.В. Методы и техника радиолокационного распознавания. М.: Радио и связь, 1984. 152с.

[7] Кузнецов Ю.В. Формирование признаков для распознавания целей в сверхширокополосной радиолокации. Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. М.: МАИ, 2004.

[8] Обуховец В.А. Отражательные антенные решетки с расширенной диаграммой обратного рассеяния // 26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо». 4-10 сентября 2016 г. Севастополь, Крым, Россия / Москва - Минск – Севастополь, 2016. С.990-994.

[9] Обуховец В.А. Интерполяционный синтез частотно-селективных микрополосковых решеток // 26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии КрыМиКо». 4-10 сентября 2016 г. Севастополь, Крым, Россия / Москва - Минск – Севастополь, 2016. С. 1065-1071.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Transmitting-receiving modules of the APAA Ku- frequency range

[1]Lisicyn A.A., Alekseenkov V.I., Vasilevskij V.A., Dalinger A.G., Kalashnikov Ju.N., Manchenko L.V., Pchelin V.A., Semenjuk S.S., Suchkova E.V., Sytilin S.N., [2]Shalin T.I.

[1]*JSC "RPC "Istok" named after Shokin", Fryazino, Vokzalnaya 2a, 141195,Russian Federation*
lisicsyn54@mail.ru

[2] *JSC "RPC "Istok" named after Shokin", Fryazino, Vokzalnaya 2a, 141195,Russian Federation*
tios@inbox.ru

Abstract: *the paper Presents results of development of hybrid-integrated modules for active phased array Ku band frequencies. Modules are made on the basis of monolithic integrated circuits and low-temperature annealing multilayer ceramic boards (LTCC). Modules used exclusively Russian-made equipment. Structural schemes, design and technological features, basic parameters are presented. Considered possible ways of improving modules of the AESA.*

Keywords: *receiver-transmitter module, APAA, active phased array antenna.*

Приемо-передающие модули АФАР Ku диапазона частот

[1]Лисицын А.А., Алексеенков В.И., Василевский В.А., Далингер А.Г., Калашников Ю.Н., Манченко Л.В., Пчелин В.А., Семенюк С.С., Сучкова Е.В., Сытилин С.Н., [2]Шалин Т.И.

[1]*АО «НПП «Исток» им. Шокина», г. Фрязино, Вокзальная 2а*
lisicsyn54@mail.ru

[2] *АО «НПП «Исток» им. Шокина», г. Фрязино, Вокзальная 2а*
tios@inbox.ru

Аннотация: *Представлены результаты разработки гибридно-интегральных модулей, предназначенных для активных ФАР Ku диапазона частот. Модули выполненных на базе монолитных интегральных схем и многослойных керамических плат низкотемпературного отжига (LTCC). В модулях использована исключи-*

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

тельно отечественная комплектация. Представлены структурные схемы, конструктивные и технологические особенности, основные параметры. Рассмотрены возможные направления совершенствования модулей АФАР.

Ключевые слова: *приемо-передающий модуль, модуль АФАР, активная фазированная антенная решетка.*

1. Введение

Одним из динамично развивающихся направлений отечественной СВЧ электроники в последние годы стало направление систем с активными фазированными антенными решётками (АФАР), отличающихся от систем с ФАР прежде всего быстродействием, возможностями работы одновременно по многим целям и перестройки режимов. Это стало возможным после освоения промышленного выпуска широкополосных монолитных интегральных схем (МИС) широкого применения: малошумящих и мощных усилителей, переключателей каналов, переключаемых фазовращателей и аттенюаторов, защитных устройств. В результате модули, предназначенные для активных ФАР X-диапазона частот, уже несколько лет выпускаются серийно [1]. Вслед за этим появилась потребность в модулях для АФАР Ku диапазона частот.

Структурная схема разработанных в АО «НПП «Исток» им. Шокина» приемо-передающих модулей двух поддиапазонов диапазона частот Ku представлена на рис. 1.

Модули содержат по одному приемному (ПРМ) и передаю-щему каналу (ПРД). В них используются однофункциональные мо-нолитные интегральные схемы. Переключатель 1□2 осуществляет включение передающего или приемного каналов. Далее в составе канала ПРД согласующие усилители и усилители мощности, 6-разрядный фазовращатель и ферритовый циркулятор для развязки выхода канала ПРД и входа канала ПРМ. Используется циркулятор X-структуры, а не Y, что позволяет отраженную от хода защитного устройства приемника мощность поглощать в согласованной нагрузке. В состав канала ПРМ входят: пассивное защитное устрой-ство, малошумящий и согласующие усилители, 5-ти разрядный ат-тенюатор, 6-разрядный фазовращатель. Для цифрового управления фазовращателями, аттенюатором и переключателем в составе моду-ля имеются драйверы. Конструктивно модуль представляет собой ряд герметичных активных СВЧ узлов, ферритовых вентилей и циркулятора, а также вспомогательных поликоровых плат, смонтированных на едином основании (рис.2). В большой многослойной керамической плате, реализующей

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

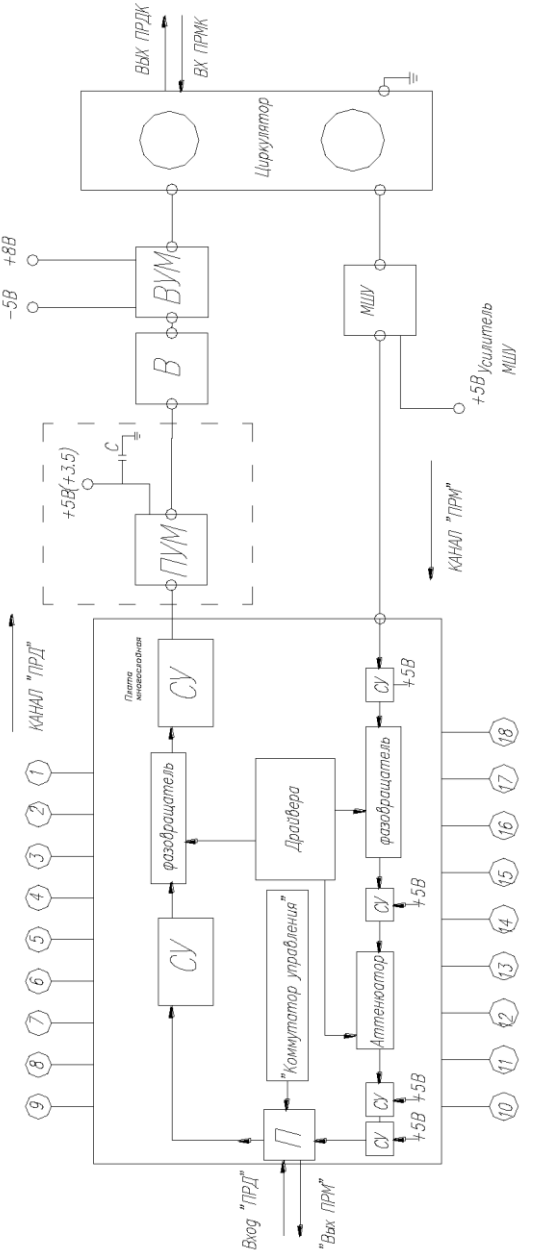


Рис. 1. Структурная схема разработанного приемо-передающего модуля

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

концепцию объемных электронных СВЧ схем и выполненной по технологии LTCC [2], в верхнем слое смонтированы МИС, выполняющие диаграммообразующую роль, а в нижнем слое - МИС драйверов. В небольшой унифицированной многослойной керамической плате размещены МИС малошумящего усилителя и защитного устройства. Предварительные и выходные каскады передающего канала выполнены в металлокерамических корпусах (рис.3), обеспечивающих хороший теплоотвод. СВЧ сигналы подаются через микрополосковые входы/выходы. Напряжения управления и слаботочного питания подаются на контактные площадки керамической крышки большой многослойной платы. Напряжение питания на выходной усилитель мощности подается через близко расположенный штырь.

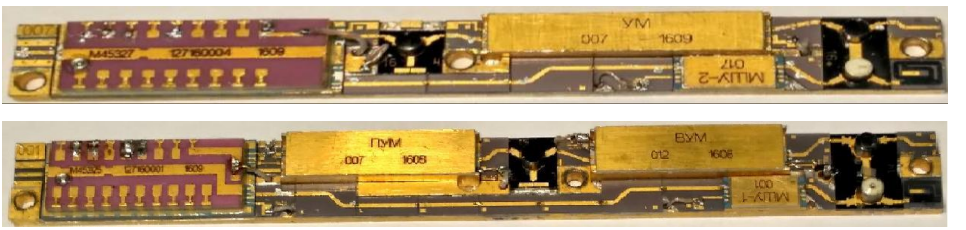


Рис. 2. Внешний вид модулей

Все использованные СВЧ МИС разработаны и изготовлены в АО «НПП «Исток» им. Шокина». Предварительные и выходные каскады передающего канала выполнены на бескорпусных GaAs транзисторах также производства АО «НПП «Исток» им. Шокина».

Ширина модуля, предназначенного для АФАР, определяется рабочей длиной волны. Для разработанных модулей ширина была выбрана равной порядка 11 мм для литеры 1 и порядка 10 мм для литеры 2. В связи с ограничением по ширине разработанные модули отличаются существенно более плотным расположением компонентов, чем в модулях X диапазона частот. И это первую очередь усложняло задачу обеспечения стабильности параметров модулей.



Рис. 3. Металлокерамический корпус транзисторного усилителя мощности

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

В технологии изготовления модуля используются типовые технологические процессы. Технология изготовления разработанных модулей во многом повторяет технологию изготовления модулях АФАР X диапазона частот. Вместе с тем, в связи увеличением общей длины модулей, были определены технологические операции, к качеству выполнения которых применялись повышенные требования. Это требования к плоскостности общих оснований, качеству их золочения, пайки плат и соблюдению габаритных размеров спаянных оснований, качеству пайки металлокерамических корпусов усилителей мощности на общие основания и соблюдения при этом габаритных размеров, качеству приклеивания многослойных керамических плате. Было увеличено количество циклов технологических испытаний на воздействие смены температур.

Последовательность технологических операций изготовления модуля: пайка плат линий СВЧ и питания на общее основание, пайка ПУМ и ВУМ на общее основание, приклеивание корпусированых узлов, причем большая многослойная плата клеится в открытом состоянии, разварка перемычек, настройка параметров модуля, технологические испытания, герметизация большой многослойной платы.

В таблице 1 представлены основные параметры приемо-передающих модулей АФАР двух частотных литер Ku диапазона частот. На момент окончания разработки отечественные аналоги разработанных модулей неизвестны.

Таблица 1. Основные параметры ППМ АФАР Ku диапазона частот

Параметры	Литера 1		Литера 2	
ПРД/ПРМ	Приемный канал	Передающий канал	Приемный канал	Передающий канал
Коэффициент шума	3,5 дБ	-	3,5 дБ	-
Коэффициент усиления	25 дБ	30 дБ	25 дБ	30 дБ
Выходная импульсная мощность	-	5 Вт	-	0.3 Вт
Количество разрядов аттенюатора ПРМ	5	-	5	-
Количество разрядов фазовращателей ПРД/ПРМ	6	6	6	6
Длина	113.3		84	

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Дальнейшее совершенствование аналогичных модулей может идти в направлении использования мощных GaN транзисторов и МИС для усилителей мощности (поэтапно, по мере появления), многофункциональных МИС в диаграммообразующих цепях, прижимных контактов для СВЧ и низкочастотных цепей, развития конструкции и технологии многослойных плат, минимизации габаритов [3,4].

Список литературы

[1] Ю.И. Белый, А.И. Синани, О.С. Алексеев, В.М. Кузьменков, В.Ф. Винярский, С.С. Бушкин, А.Н. Королев, В.М. Малыщик, А.Г. Далингер. Многоканальные приемопередающие модули для АФАР X-диапазона. Антенны. 2008. Выпуск 9 (136). С. 55-60.

[2] Карасев М.С., В.А. Жерновенков. Конструктивные особенности ППМ «Аббат-И» с применением поверхностного контактного соединителя для передачи СВЧ энергии и НЧ-сигналов управления и электропитания. Электронная техника. Серия 1. СВЧ-техника. 2016. Выпуск 3 (530). С. 71-80.

[3] Ляпин Л.В., Осипов А.В., Далингер А.Г. Низкотемпературная керамика в технологии изготовления многослойных керамических плат LTCC. Электронная техника. Серия 1. СВЧ-техника. 2017. Выпуск 4 (535). С. 28-43.

[4] Карасев М.С., Далингер А.Г., Шацкий С.В., Жерновенков В.А. Перспективный многофункциональный приемопередающий модуль АФАР X-диапазона. Электронная техника. Серия 1. СВЧ-техника. 2017. Выпуск 1 (532). С. 45-48.

References

[1] Ju.I. Belyj, A.I. Sinani, O.S. Alekseev, V.M. Kuz'menkov, V.F. Vinjarskij, S.S. Bushkin, A.N. Korolev, V.M. Malyshhik, A.G. Dalinger. Multi-channel transceiver modules for AFAA X-band. Antennae. 2008. Release 9 (136). P. 55-60.

[2] Karasev M.S., V.A. Zhernovenkov. Design features of the ppm "Abbat-I" with the use of a surface contact connector for the transmission of microwave energy and low-frequency control signals and power supply. Electronics technique. Part 1. Microwave technology.2016. Release 3 (530). P. 71-80.

[3] Ljapin L.V., Osipov A.V., Dalinger A.G. Low-temperature ceramics in the technology of manufacturing multilayer ceramic boards LTCC. Electronics technique. Part 1. Microwave technology. 2017. Release 4 (535). P. 28-43.

[4] Karasev M.S., Dalinger A.G., Shackij S.V., Zhernovenkov V.A. Advanced multifunction transceiver module APAA X-range's. . Electronics technique. Part 1. Microwave technology. 2017. . Release 1 (532). C. 45-48.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Разработка быстро перестраиваемых полосно-пропускающих фильтров (ППФ) дециметрового и сантиметрового диапазонов частот на магнитостатических спиновых волнах (МСВ) с высокоскоростной цифровой системой управления

[1] Ермаков А.М., [2]Попина С.М., [2]Куденко А.С., [2]Симанчук Б.П., [2]Чечетин А.В.

[1] *Физический факультет, Южный Федеральный Университет*
пр. Зорге, 5, Ростов-на-Дону 344000, Россия
demimosll@gmail.com
[2] *АО «НПП «ФАЗА»*
ул. Белорусская 9/7 Г, г. Ростов-на-Дону, 344065, Россия
e-mail: faza_f@mail.ru, www.faza-don.ru

Аннотация: *В данной работе рассматриваются принципы проектирования и моделирования перестраиваемых полосовых фильтров СВЧ диапазона на основе магнитостатических волн с высокоскоростной системой управления и температурной стабилизации. Представлены расчётные и экспериментальные данные переходных импульсных и амплитудно-частотных характеристик в диапазоне температур для разработанных фильтров.*

Ключевые слова: полосно-пропускающий фильтр, полоса пропускания, рабочий диапазон частот, скорость перестройки, температурная стабильность, точность установки частоты.

1. Введение

В настоящее время всё большее развитие получают перестраиваемые радиосистемы СВЧ диапазона. Увеличение количества рабочих диапазонов частот в гражданской и военной технике позволяет разгружать радиоэфир и уменьшать воздействие помех на приёмники и передатчики. Для создания высококачественных перестраиваемых мультидиапазонных систем требуется надёжная частотная селекция. Для этих задач идеально подходят МСВ фильтры, технические решения такого характера были многократно представлены в литературе [1, 2].

Данная работа является логическим продолжением и развитием работ [3,4] по улучшению характеристик перестраиваемых фильтров на основе МСВ.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

Цель работы:

Создание системы фильтрации с низкими шумами, высокой скоростью перестройки и глубокой частотной селекцией на базе фильтров на основе магнитостатических волн.

Задачи:

- Создание фильтра с частотной селекцией, компенсированного в диапазоне температур.
- Создание аналоговой системы управления с обратной связью по току с низкими вносимыми шумами.
- Создание системы токового ускорения для уменьшения времени перестройки.
- Создание цифровой системы установки частоты с анализом температуры устройства и функцией термокомпенсации.

2. Фильтры на основе МСВ

Объектами исследований являлись перестраиваемые ППФ на магнитостатических спиновых волнах, распространяющихся в монокристаллических подложках железо-иттриевого граната (ЖИГ).

АО «НПП «ФАЗА» разработало и выпускает перестраиваемые ППФ на МСВ, работающие в диапазоне частот 1,0…20,0 ГГц на поверхностных магнитостатических волнах. Заграждение вне полосы пропускания составляет не менее 60 дБ, минимальные потери в полосе пропускания – 3,0…6,0 дБ. ППФ, в зависимости от диапазона частот, может быть настроен с полосой пропускания от 10 МГц до 350 МГц.

Для анализа характеристик фильтра использовались стандартизированные методы векторного анализа цепей и анализа выходных сигналов во временной области. Измерения температурной стабильности производились в климатической камере.

3. Система аналоговой обратной связи

Для надёжной настройки ППФ на заданную частоты и устранения девиации требуется высокая чувствительность системы автоподстройки при сохранении низких шумов петли обратной связи и высококачественный источник стабильного эталонного напряжения.

Любой шум петли обратной связи по току ниже частоты фильтрации, определяемой паразитной ёмкостью выхода источника управляющего тока и индуктивной нагрузкой системы управления, будет транслироваться в управляющую систему и приводить к шумовому изменению цен-

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

тральной частоты фильтра. Амплитудные изменения внутри полосы пропускания незначительны (порядка 0,2 дБ), что позволяет пренебречь вносимыми амплитудными шумами на фоне общих потерь, однако фаза на рабочей частоте фильтра будет меняться под шумовым воздействием, что приводит к внесению дополнительного фазового шума в сигнал.

Наращивание ёмкости или индуктивности системы уменьшает полосу фазовой модуляции, поэтому единственным способом устранения искажений является уменьшение собственных шумов системы управления.

В качестве источника эталонного напряжения для этих целей используется источник напряжения с линейной стабилизацией и широкополосной системой фильтрации. Для управления номиналом эталонного напряжения был специально разработан высокопрецизионный цифровой делитель с выходным буфером с низкими вносимыми шумами.

Петля обратной связи системы контроля создана с использованием малошумящих операционных усилителей, оптимизированных по шумам при сохранении очень высокого коэффициента усиления для увеличения стабильности работы системы. Благодаря оптимизации в системе Matlab. Simulink было найдено решение, позволяющее уменьшить шум петли.

4. Система ускорения

Исходя из общих соображений, упомянутый ранее источник тока, благодаря высокому коэффициенту усиления способен увеличивать скорость перестройки фильтра по сравнению с источниками напряжения. До достижения напряжения питания система автоподстройки работает как источник тока. Тем не менее, для получения действительно высокого быстродействия (порядка нескольких микросекунд) требуется повышение напряжения питания до величин, значительно превышающих рабочее рис. 1.

При использовании систем с управляемыми полевыми транзисторами резко падает КПД устройства и возрастают требования к теплоотводу. Для сохранения низкого потребления устройства система быстрой установки частоты представляет собой отдельный независимый подключаемый блок ускорителя.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

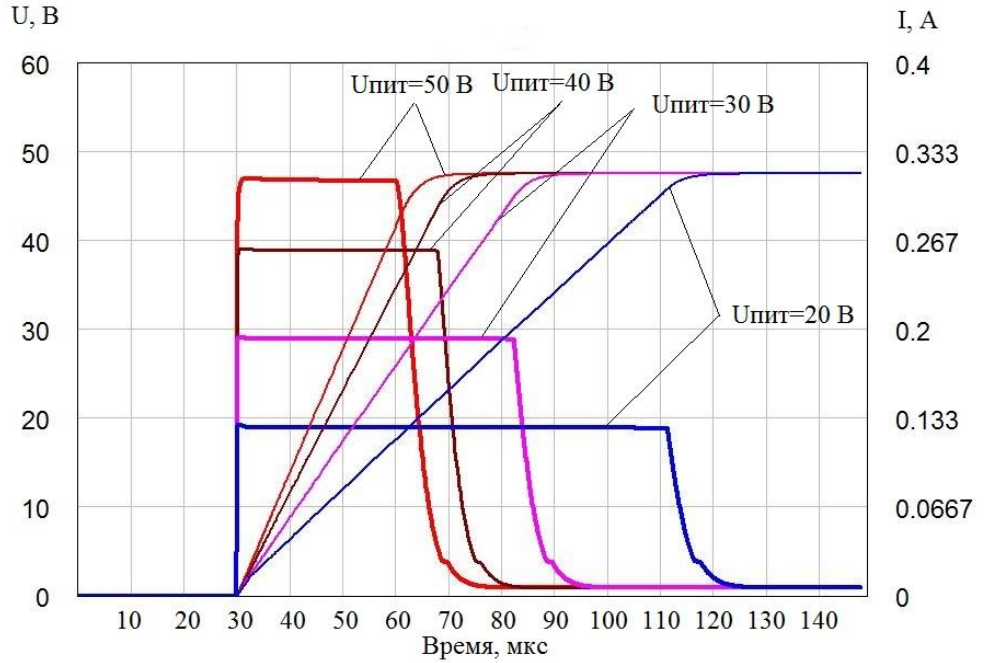


Рис 1. Переходные характеристики системы при различных напряжениях питания (моделирование в Matlab. Simulink).

Ускоритель получает дифференциальное питание в 50 В, которое подаётся на фильтр при перестройке с точки на точку. Управление осуществляется высокоскоростным операционным усилителем, позволяющим формировать импульсы со скоростью нарастания фронта не менее 8 В/мкс. Усилитель сопряжён с системой токового контроля. При достижении необходимого тока его выход автоматически отключается от нагрузки системой аналоговой обратной связи благодаря установленному диоду рис. 2. Данное решение позволяет плавно переходить с одного источника тока на другой без скачка напряжения и потери времени на переключение. Пиковая мощность ускорителя достигает 25 Вт.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

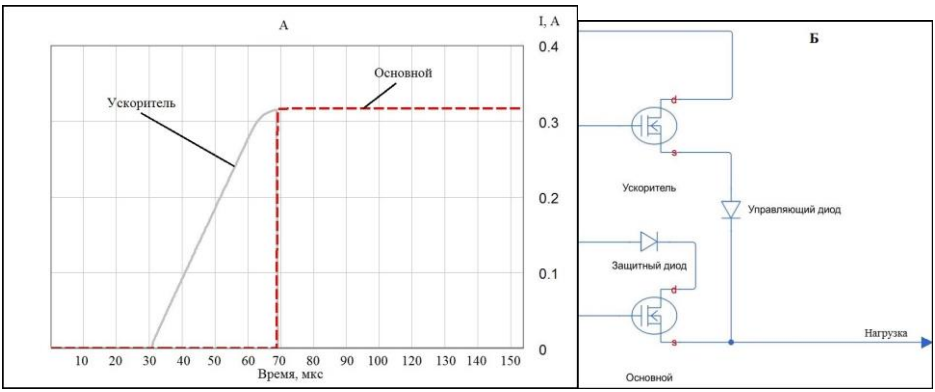


Рис.2
А. Переключение между током ускорителя и основного режима (моделирование в Matlab. Simulink),
Б. Участок цепи между ускорителем и основным источником тока.

5. Система цифрового управления и температурного контроля

Система управления и фильтр изначально обладают высокой температурной стабильностью. Тем не менее, тепловые режимы работы изделия могут сильно отличаться при разном токе управления, так как мощность, рассеиваемая устройством, крайне мала (около 0,5 Вт) при нулевом токе системы управления и достаточно велика (около 2,5 Вт) при максимальном токе в обмотках.

Для дальнейшего увеличения температурой стабильности в модуль установлена система контроля внутренней температуры, а база данных точек управления представляет собой 3-х мерный массив, т.е. фактически модуль имеет отдельную таблицу зависимости частоты от эталонного напряжения для каждой точки диапазона температур с точностью до градуса. Цифровая компенсация температуры производится при запуске, перестройки и по команде внешнего устройства.

6. Результаты работы

В результате работы было спроектировано устройство, имеющее высокую селекцию, скорость перестройки, точность установки на частоту и температурную стабильность. Результаты измерений устройства представлены на рис. 3.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

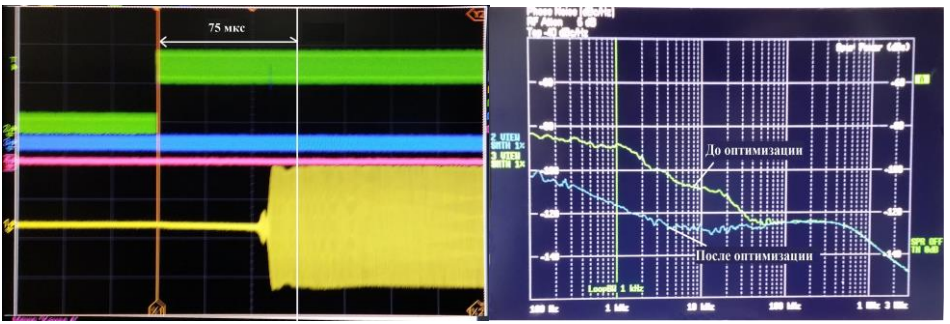


Рис. 3. Переходная характеристика радиоимпульса (слева), фазовый шум до и после оптимизации петли (справа).

7. Заключение

Предложены методы проектирования и анализа систем частотной селекции фильтров на МСВ с температурной компенсацией и высокоскоростным управлением.

Разработаны фильтры на основе МСВ, позволяющие совершать перестройку рабочей полосы не более чем за 100 мкс, при точности установки центральной частоты не более 1 МГц в диапазоне температур от -50˚С до +70˚С.

Данные экспериментального исследования показывают высокую корреляцию с прогнозируемыми, что свидетельствует о полноте и корректности моделей, используемых в проектировании.

Список литературы

[1] Попина С.М., Чечетин А.В. Разработка высокодинамичных полосно-пропускающих фильтров (ППФ) на магнитостатических спиновых волнах (МСВ) с высоким уровнем внеполосового заграждения. (КрыМиКо 2011) Материалы конференции.

[2] Попина С.М., Куденко А.С., Симанчук Б.П., Чечетин А.В. Разработка полосно-пропускающих фильтров (ППФ) на магнитостатических спиновых волнах (МСВ) в дециметровом и сантиметровом диапазонах с октавной перестройкой частоты. (КрыМиКо 2016) Материалы конференции.

[3] Бувин Г.М., Попина С.М., Симанчук Б.П., Чечетин А.В. Разработка быстроперестраиваемых полосно-пропускающих (ППФ) и полосно-заграждающих (ПЗФ) фильтров на магнитостатических волнах (МСВ). (КрыМиКо 2008) Материалы конференции.

[4] Попина С.М., Куденко А.С., Симанчук Б.П., Чечетин А.В. Разработка быстроперестраиваемых полосно-пропускающих фильтров (ППФ) на магнитостатических спиновых волнах (МСВ) с цифровым модулем управления в дециметровом и сантиметровом диапазонах частот. (КрыМиКо 2015) Материалы конференции.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Схемотехника высокоизбирательных фильтров в базисе встречно-гребенчатых структур

Аристархов Г. М., Аринин О. В., Кириллов И. Н.
Московский технический университет связи и информатики
ул. Авиамоторная, д. 8а, Москва, 111024, Россия
g.aristarkhov2010@yandex.ru

Аннотация: *Исследованы частотные свойства микрополосковых фильтров на основе четвертьволновых четырехрезонаторных встречно-гребенчатых структур. Определены условия формирования в этих компактных структурах до шести полюсов рабочего затухания на конечных частотах, что обеспечивает их повышенную частотную избирательность при существенно ограниченном числе резонаторов. Приведены результаты численного электродинамического моделирования микрополосковых фильтров, реализуемых на подложках с различными значениями относительной диэлектрической проницаемости* $\varepsilon_r=9.8$ *и* $\varepsilon_r=80$*.*

Ключевые слова: микрополосковые фильтры, гребенчатые секции, шпилечные резонаторы, решетчатая секция, полюсы затухания, электромагнитная и гальваническая связи

1. Введение

Четвертьволновые встречно-штыревые и гребенчатые микрополосковые фильтры (МПФ) находят широкое применение в технике СВЧ, так как они являются одними из наиболее компактных структур [1,2]. Уменьшение их габаритов достигается за счет реализации МПФ на подложках с высоким значением относительной диэлектрической проницаемости $\varepsilon_r=10\ldots100$, а также исполнением четвертьволновых резонаторов в виде свернутых элементов типа «спираль», «шпилька» и других конструктивных форм [3-4]. При этом повышение их частотной избирательности традиционно обеспечивается увеличением числа резонаторов и формированием полюсов рабочего затухания на конечных частотах за счет организации дополнительных электромагнитных связей между несмежными резонаторами. Однако в N-резонаторных структурах число формируемых таким образом полюсов рабочего затухания ограниченно и не превышает значения N-2. Кроме того, организация дополнительных электромагнитных связей существенно усложняет конструкции МПФ.

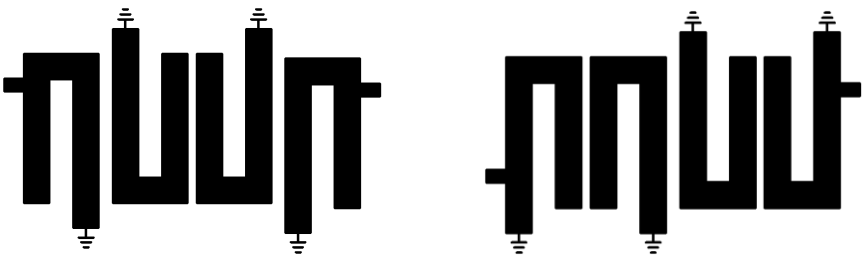
Целью данной работы является исследование принципов построения более компактных МПФ на основе встречно-гребенчатых структур с повышенной частотной избирательностью за счет формирования значитель-

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

ного числа полюсов рабочего затухания на конечных частотах без организации дополнительных связей между несмежными резонаторами.

2. Исследуемые структуры и их частотные свойства

На рис. 1 представлены два типа встречно-гребенчатых микрополосковых структур, выполненных на основе многопроводной системы связанных линий. Задавая определенные краевые условия на концах линий, сформируем в каждой структуре по четыре электромагнитно взаимодействующих четвертьволновых шпилечных резонатора, один конец каждого из которых находится в режиме короткого замыкания. В каждой из этих структур по-разному организуется взаимодействие четвертьволновых резонаторов. В структуре, представленной на рис. 1,а, первый и второй резонаторы, а также третий и четвертый представляют собой секции на связанных резонаторах с преобладающей магнитной связью между ними. В этих полосно-пропускающих секциях формируются полюсы рабочего затухания в области верхних частот относительно полосы пропускания [5]. С другой стороны, второй и третий резонаторы образуют гребенчатую секцию с преобладающей электрической связью между ними, в которой возможно формирование полюса рабочего затухания в области нижних частот.



a) b)

Рис. 1 Четырехрезонаторные встречно-гребенчатые структуры МПФ

На рис. 2 представлены результаты численного электродинамического 3D-моделирования этой структуры, выполненной на подложке с относительной диэлектрической проницаемостью ε_r=80 и толщиной H=0,5 мм. Вышеотмеченные особенности формирования полюсов рабочего затухания в каждой секции проявляются в этой структуре без организации электромагнитных связей между несмежными резонаторами. При этом

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

обеспечивается разрядка спектра паразитных полос пропускания, что обусловлено двумя дополнительными особенностями рассматриваемой

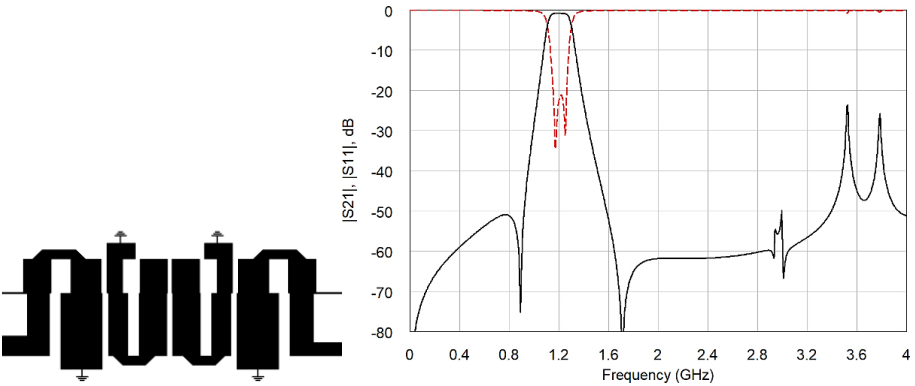


Рис. 2 Четырехрезонаторный МПФ с разрядкой спектра паразитных полос пропускания

структуры МПФ. Во-первых, входной и выходной резонаторы кондуктивно включены, в результате чего ненагруженные их концы представляют собой шлейфы, каждый из которых формирует полюс затухания в области между второй и третьей гармониками. Расщепление этих полюсов затухания достигается выбором различных электрических длин этих шлейфов. Во-вторых, ненагруженные плечи шпилечных резонаторов, образующих центральную гребенчатую структуру МПФ, представляют собой решетчатую секцию. Как известно в четвертьволновой решетчатой секции формируется за счет неравенства фазовых скоростей квази-Т волн свой полюс рабочего затухания [6]. Таким образом, в области второй и третьей гармоник потенциально возможно формирование еще нескольких полюсов рабочего затухания, которые и обеспечивают разрядку спектра паразитных полос пропускания. Отметим, что структура МПФ занимает площадь подложки 12,5x5,0 мм, а минимальное расстояние между отрезками микрополосковых линий (МПЛ) равно S_{min}=0,15 мм. Минимальная и максимальная ширины этих отрезков равны соответственно W_{min}=0,35 мм и W_{max}=1,5 мм.

3. Встречно-гребенчатые структуры с дополнительной гальванической связью

Сохранить полюсы рабочего затухания, свойственные отдельным секциям, образующим структуру четырехрезонаторного МПФ, возможно [7] за счет введения дополнительной гальванической связи между ними.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

На рис. 4 представлены результаты синтеза встречно-гребенчатой структуры (рис. 1,б) на основе четвертьволновых шпилечных резонаторов, в которой рационально сочетаются два типа взаимодействия между гребенчатыми секциями. В этой структуре МПФ формируется шесть расщепленных полюсов рабочего затухания (N+2). Два из них, расположенных в области нижних частот, формируются гребенчатыми секциями. Все остальные четыре полюса рабочего затухания формируются в области верхних частот решетчатыми секциями и обеспечивают повышенную частотную избирательность. Расщепление этих полюсов рабочего затухания достигается выбором баланса электромагнитных связей в решетчатых секциях на

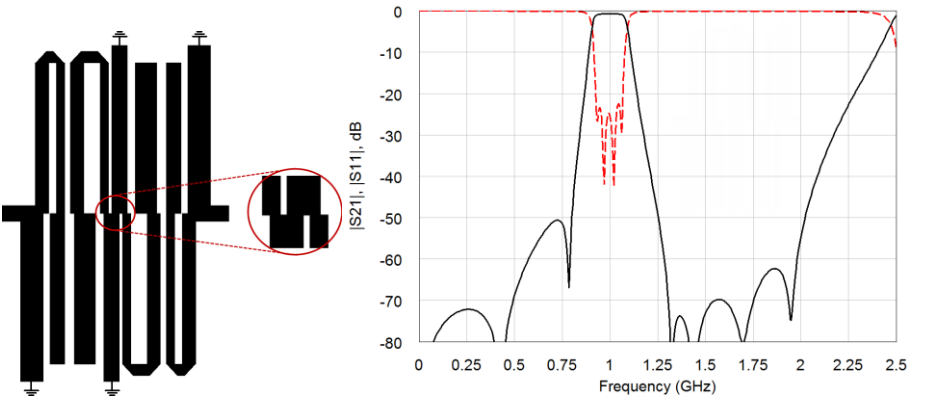


Рис. 4. Четырехрезонаторный МПФ с дополнительной гальванической связью

разных участках их длины. Нарушение этого баланса обусловливает сужение полосы заграждения, а также частичное вырождение некоторых полюсов рабочего затухания за счет их совмещения или перемежения. МПФ выполнен на подложке толщиной H=1 мм с относительной диэлектрической проницаемостью ε_r=9,8. Минимальное расстояние между отрезками МПЛ S_{min}=0,3 мм, а минимальная и максимальная ширины отрезков МПЛ равны W_{min}=0,5 мм и W_{max}=1,5 мм, соответственно. Площадь подожки, занимаемая этим МПФ, составляет 12,5x18,5 мм. Особенность топологии МПФ состоит в том, что вследствие гальванической связи между резонаторами четыре отрезка МПЛ, которые образуют эти резонаторы, объединены в единую физическую точку. В результате этого в центре структуры МПФ образуется отрезок с электрической длинной порядка $\lambda/8$, концы которого находятся в режиме короткого замыкания. Этот отрезок разделяет структуру МПФ на две части с преобладающей магнитной связью между

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ними. Следует отметить, что коэффициент прямоугольности рабочего затухания для этой четырехрезонаторной структуры, определяемый по уровням минус 3дБ и минус 50 дБ, составляет $К_{п3/50}$=2,5.

4. Заключение

Показано что в компактных встречно-гребенчатых структурах на основе четвертьволновых шпилечных резонаторов возможно формирование N+2 полюса рабочего затухания на конечных частотах. Это достигается за счет рационального сочетания в структурах как электромагнитного взаимодействия между резонаторами с преобладающей связью определенного типа (магнитной или электрической), так и гальванической связи между смежными резонаторами встречно направленных гребенчатых секций. Такой режим работы рассматриваемых структур обеспечивает возможность создания на их основе компактных высокоизбирательных микрополосковых фильтров с ограниченным числом резонаторов. Эти МПФ могут реализовываться на подложках с различными значениями относительной диэлектрической проницаемости ε_r=2.2 – 100 в рамках стандартных тонко- и толстопленочной технологий.

Список литературы

[1] Маттей Д. Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. / Д. Л. Маттей, Л. Янг, Е.М.Т. Джонс. - М.: Связь, 1971, 1972. Т.1,2. 451 с., 494 с.

[2] Роудз Дж.Д. Теория электрических фильтров // М.: Сов. радио, 1980. 240 с.

[3] Беляев Б.А. и др., Селективные свойства микрополосковых фильтров на четвертьволновых сонаправленных шпильковых резонаторах / Беляев Б.А., Бутаков С.В., Лалетин Н.В., Лексиков А.А., Тюрнев В.В., Чесноков О.Н. // Радиотехника и электроника. 2006. Т. 51. № 1. С. 24-36.

[4] Николаев М. А. Компактные микрополосковые фильтры с повышенной селективностью //Современная электроника. 2008. № 1. С. 28-30.

[5] Аристархов Г. М., Вершинин Ю. П., Анализ фильтров на связанных линиях с неравными фазовыми скоростями // Радиотехника и электроника. 1983. Т. 28. № 9. С. 1714-1724.

[6] 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.

[7] Аристархов Г.М., Аринин О.В., Кириллов И.Н., Компактные высокоизбирательные микрополосковые фильтры на основе встречно-гребенчатых структур // Материалы XII Международной отраслевой научно-технической конференции «ТЕХНОЛОГИИ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБЩЕСТВА». 2018. С. 214-216.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Investigation of a compact microwave protection device with HTSC element

Govorun I.V.
Federal Research Center Krasnoyarsk scientific center SB RAS
Krasnoyarsk, 660036, Russian Federation
govorun-ilya@mail.ru

Abstract: *Construction of the compact protection device against powerful microwave radiation with high temperature superconductor (HTSC) active element is developed and investigated. Device based on a pair of noninteracting stepped-impedance quarter-wavelength microstrip resonators which are coupled in the passband via a third resonator based on a thin film of HTSC. The HTSC film element transits to normal state when power of microwave radiation exceeds a certain threshold. This leads to the fall in the coupling between input and output resonators, and, as a sequence, to the power limitation at the device output due to a strong signal reflection from the input. Prototype of the device with central frequency 8.3 GHz and relative bandwidth 7% suppresses a signal not less 30 dB in the limitation state.*

Keywords: *microstrip resonator, HTS, protection device, interaction of resonators.*

Исследование компактного устройства защиты от большого СВЧ импульса с ВТСП элементом

Говорун И.В.
Федеральный Исследовательский Центр КНЦ СО РАН
Академгородок 50,г. Красноярск, 660036, Российская Федерация
govorun-ilya@mail.ru

Аннотация: *Конструкция миниатюрного устройства защиты от мощного излучения с активным элементом из высокотемпературного сверхпроводника (ВТСП) разработана и исследована. Устройство основано на паре невзаимодействующих четвертьволновых микрополосковых резонаторов, которые связаны через третий резонатор, содержащий элемент из ВТСП пленки. Элемент переходит в нормальное состояние, когда мощность СВЧ излучения превышает определенный порог. Это приводит к резкому уменьшению взаимодействия между входным и выходным резонаторами, и, как следствие к ограничению мощности на выходе устройства благодаря сильному отражению*

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

сигнала от входа устройства. Макет устройства с центральной частотой 8.3 ГГц и относительной шириной полосы пропускания 7 % обеспечивает подавление сигнала в режиме ограничения более чем на 30 дБ.

Ключевые слова: *микрополосковый резонатор, ВТСП, устройство защиты, взаимодействие резонаторов.*

1. Введение

При воздействии сигналов большой мощности на радиоприемную аппаратуру специального назначения ее живучесть определяется устройством защиты (ограничителем мощности), находящемся на входе приемника. Основная функция такого устройства это ослабление мощности входного сигнала до безопасного для приемника уровня [1-5]. При этом в режиме сигнала с низким уровнем мощности вносимые потери такого устройства должны быть минимальными. В этой связи к ограничителям предъявляются довольно жесткие требования по времени срабатывания, уровню ослабления в режиме ограничения, уровню просачивающейся мощности, ослаблению в открытом состоянии и массогабаритным показателям. Ранее была предложена концепция создания устройств защиты [4], на основе которой были сконструированы ограничители, удовлетворяющие всем этим требованиям. Работа таких устройств основана на эффекте перехода ВТСП из сверхпроводящего в нормальное состояние при протекании по нему тока, имеющего плотность превышающую критическую. Использование эффекта фазового перехода ВТСП обеспечивает высокую скорость срабатывания устройства [5]. Конструктивно ограничитель представляет собой трехзвенный полосно-пропускающий фильтр с микрополосковыми полуволновыми резонаторами. Входной и выходной резонаторы в отсутствие среднего не взаимодействуют друг с другом. Крайние резонаторы выполнены из меди и связаны друг с другом через составной средний резонатор, имеющий вставку из пленочного ВТСП-элемента. Как только на вход такого устройства поступит сигнал с мощностью больше критической, в центральной части среднего резонатора, где располагается элемент из ВТСП пленки наведется высокочастотный ток, который переведет элемент в высокорезистивное состояние. В результате средний резонатор перестанет связывать крайние и произойдет ограничение мощности.

Необходимость улучшения электрических характеристик устройств и уменьшения их габаритных размеров – все это требования современного времени. Одним из возможных способов уменьшения габаритных

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

размеров ограничителей мощности является использование четвертьволновых микрополосковых резонаторов. Известно, что для пары нерегулярных четвертьволновых микрополосковых резонаторов можно подобрать такое расстояние между ними, что полный коэффициент связи между ними, характеризирующий ширину полосы пропускания станет равен нулю [6].

В работе предлагается устройство защиты от большого радиоимпульса, крайние резонаторы которого четвертьволновые и нерегулярные.

2. Исследуемая модель

Исследуемая конструкция (см. рис. 1) по функциональному назначению - полосно-пропускающий фильтр, проводники резонаторов которого полностью выполнены из меди за исключением центральной части среднего резонатора. Крайние резонаторы нерегулярные, четвертьволновые, их высокоомные кончики заземлены. Для конструкции, состоящей из пары таких резонаторов, при определенном расстоянии между ними полный коэффициент связи становится равным нулю [6]. Это вызвано тем фактом, что в данной топологии резонаторов для их двухзвенной конструкции коэффициенты индуктивной и емкостной связи резонаторов близки друг к другу по модулю, но имеют разные знаки (действуют в противофазе). Средний резонатор полуволновый, его резонансная частота совпадает с частотами четвертьволновых резонаторов. В центре среднего резонатора имеется разрыв, в котором помещается пленочный ВТСП-элемент в виде гантели, выполненный на отдельной подложке.

На рис. 1 приведены топология полосковых проводников и конструктивные параметры ограничителя мощности. Электромагнитное моделирование устройства проведено в программе *SonnetLite* и следующие конструктивные параметры были получены. Подложка из поликора (ε=10.8) с толщиной 0.5 мм. Высокоомные части резонаторов имели длину 0.7 мм и ширину 0.5 мм. Ширины широкой части резонаторов W_e=1.8 мм. Расстояние между низкоомными частями резонаторов S_1=0.7 мм. Общая длина резонаторов l_r=2 мм. Зазор между незаземленными кончиками резонаторов и элементам *4* S_2=0.38 мм. Размеры широкой и узкой части ВТСП-элемента были 1 × 0.6 мм^{2}и 0.9 × 0.1 мм^2, соответственно. В ходе экспериментального исследования устройства использовалось три ВТСП-пленочных элемента,

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

отличающихся шириной узкой части. Элементы *4* имели следующие размеры: 1.7 × 0.65 мм^2. Положение точек кондуктивного подключения (l_c) выбиралось таким образом, чтобы максимум обратных потерь в полосе пропускания не превышал -14 дБ. YBaCuO ВТСП пленка толщиной 150 нм была осаждена на подложку $NdGaO_3$ толщиной 0.5 мм. Поверхностное сопротивление пленки в нормальном состоянии составляло 10 Ω/□. Устройство охлаждалось в жидком азоте.

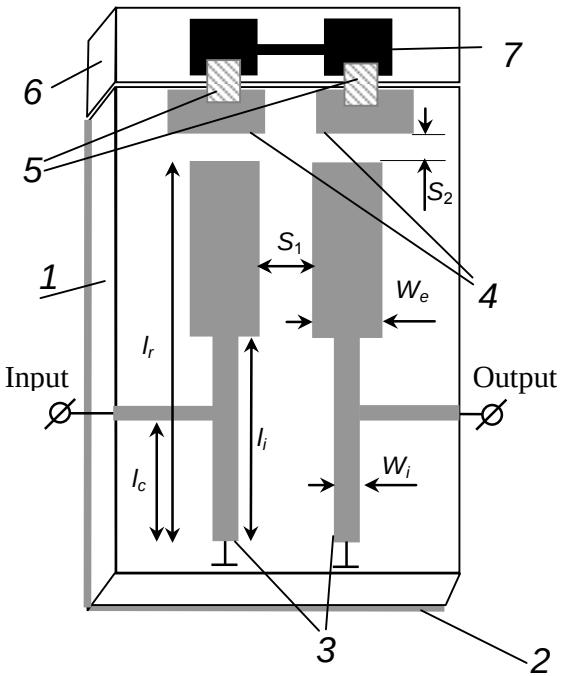


Рис. 1. Топология проводников устройства: 1 - диэлектрическая подложка, 2 - заземляемое основание, 3 - медные проводники крайних резонаторов, 4 - медные проводники центрального резонатора, 5 - фольга, 6 - подложка ВТСП элемента, 7 - ВТСП элемент.

Fig. 1. Design of the microstrip power limiter: 1- substrate, 2 – bottom surface, 3 - conductors of the input and output resonators, 4-conductors of center resonator, 5 - copper foils, 6 –substrate of the HTSC element, 7 - HTSC element.

Отметим, что габаритные размеры корпуса были следующие: 6.3×4.5×7 мм^3.Посравнениюсконструкциейустройствазащиты, исследуемого ранее [5] габаритные размеры устройства уменьшены почти вдвое.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

3. Практические результаты

Видно (см. рис. 2), что когда ВТСП пленка находится в сверхпроводящей фазе, устройство имеет полосу пропускания (кривые *1* на рисунке 2) с относительной шириной около 7% и с центральной частотой 8.3 ГГц. Потери на прохождение СВЧ сигнала в рабочей полосе частот не превышают 1.5 дБ. При переходе ВТСП пленки в нормальную фазу, что соответствует закрытому состоянию устройства, его коэффициент передачи на рабочих частотах падает более чем на 35 дБ (кривые *2* на рисунке 2), что соответствует ослаблению сигнала более чем в тысячу раз. Видно, что наблюдается довольно хорошее совпадение результатов моделирования и экспериментальных данных.

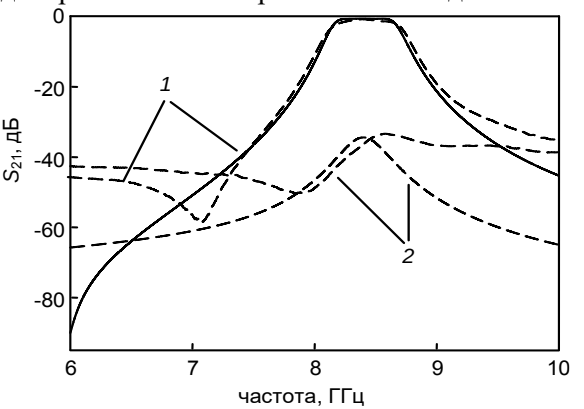


Рис. 2. Частотные зависимости коэффициентов прохождения устройства защиты: *1* – в открытом, *2* – в закрытом состоянии. Сплошные линии – результаты моделирования, пунктир – экспериментальные данные.

Fig. 2.Frequency response of the power limiter in cases when the HTSC element is in the superconducting (1) and the normal state (2). The solid curves are the results of electromagnetic simulation; the dashed curves are experimental data.

Для более полного описания работы устройства защиты было проведено измерение зависимости мощности на выходе устройства от входной мощности. Такая характеристика носит название передаточной характеристикой устройства. На рис. 3 приведены передаточные характеристики макета исследуемого защитного устройства в логарифмическом масштабе для трех значений ширины узкого участка ВТСП элемента: 0.1 мм 0.2 мм и 0.5 мм. Измерения проводились в непрерывном режиме на частоте 8.3 ГГц. Видно (см. рис. 3), что на начальном участке передаточной характеристики наблюдается линейный

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ход характеристики. На данном линейном участке не представляет сложности определить СВЧ потери устройства на прохождение. Очевидно, что они вычисляются как разница между выходной и входной мощностью. Величина потерь устройства в режиме сигнала с малой мощностью составила порядка 1.5 дБ, что соответствует значению, потерь на прохождение, измеренному из амплитудно-частотной характеристики в полосе пропускания устройства защиты.

Передаточная характеристика позволяет определить также и величину пороговой мощности (значение входной мощности, при которой устройство переходит в режим ограничения). Как показали исследования, величина пороговой мощности растет при увеличении ширины узкой части ВТСП элемента. Когда ширина ВТСП проводника составляла 0.1 мм, 0.2 мм и 0.5 мм, пороговая мощность принимает значения 13.5 дБм, 17.5 дБм и 25.5 дБм соответственно, при этом максимальное значение выходной мощности равняется 10.4 дБм, 16.3 дБм и 24.1 дБм.

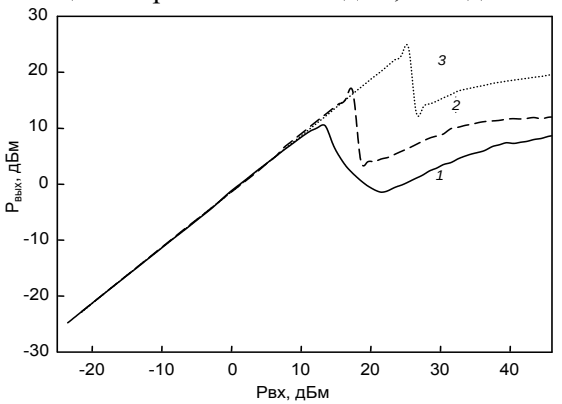


Рис. 3. Передаточная характеристика устройства защиты в логарифмическом масштабе на частоте 8.3 ГГц для трех ширин узкой части ВТСП элемента (мм): (*1*)0.1, (*2*)0.2 и (*3*)0.5.

Fig. 3.Transfer characteristics of the fabricated device at frequency 8.3 GHz measured for three values of the HTSC element width (mm): (*1*) 0.1, (*2*) 0.2 и (*3*) 0.5.

Анализируя передаточные характеристики можно заключить, что просачивающаяся мощность($P_{\text{пр}}$) зависит от ширины узкой части ВТСП-элемента. Так при ширине узкой части элемента равном 0.1 мм, 0.2 мм и 0.5 мм, $P_{\text{пр}}$ не превышает 8.74 дБм, 12.3 дБм и 20 дБм соответственно при входной мощности, равной 44.6 Вт. Таким образом, уровень ослабления устройства защиты в режиме ограничения составляет порядка 35 дБ.

4. Заключение

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Т.о., в настоящей работе показана возможность создания миниатюрного устройства защиты от радиоимпульса, состоящего из трех микрополосковых резонаторов. Крайние резонаторы, являющиеся нерегулярными и четвертьволновыми, не взаимодействуют друг с другом. Связь между ними формируется через средний резонатор, содержащий элемент из пленки ВТСП. Исследуемое устройство имеет малые размеры.

Список литературы

[1] Николаев С.В. Бинарные диодные защитные устройства повышенной мощности на связанных резонаторах // Электронная техника. Сер 1. СВЧ техника. 2014. №4 (523). С. 17-25.

[2] Кустов О.В., Пигарев В.Т. Селективное устройство защиты на встречных стержнях // Патент, 245679.07.06.2011.

[3] Ющенко А.Ю., Айзенштат Г.И., Монастырев Е.А. СВЧ-монолитные интегральные схемы широкополосных коммутаторов и ограничителей мощности на основе гетероструктурных арсенидгаллиевых pin-диодов // Доклады ТУСУРА № 2 (24), ч. 2. дек. 2011. С. 10-16.

[4] Belyaev B.A., Govorun I.V., Leksikov A.A., Serzhantov A.M., Leksikov An.A. Reflective power limiter for X-band with HTSC Switching element // IEEE Trans. on ap. superconductivity. 2016. V. 26. September.No.6.

[5] Booth J. C., Rudman D. A., Ono R. H. A Self-Attenuating Superconducting Transmission Line for Use as a Microwave Power Limiter // IEEE Trans. on ap. superconductivity.2003. V. 13. No. 2.P. 305-310

[6] Govorun I.V., Leksikov A.A., Serzhantov A.M. Features of the coupling coefficients of microstrip irregular quarter-wavelength resonators // Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE) 2016 13th International Scientific-Technical Conference on 2016. V. 04.P. 29-32.

References

[1] Nikolaev S.V. [Binary diode protection devices extended power based on coupled resonators]. *Elektronnaya tekhnika. Ser 1.SVCh tekhnika,* 2014, no. 4(523), P. 17 - 25.(In Russian).

[2] Kustov O.V., Pigarev V.T. [Selective protection devices based on interdigital rods] //Patent, 245679.07.06.2011. (In Russian).

[3] Yushenko A.Y., Ayzenshtat G.I., Monastyrev E.A. MMIC's broadband switches and limiters with heterostructured GaAs pin-diodes // Doklady TYSYRANo 2 (24), p.2. Dec. 2011. P. 10-16.

[4] Belyaev B.A., Govorun I.V., Leksikov A.A., Serzhantov A.M., Leksikov An.A. Reflective power limiter for X-band with HTSC switching element // IEEE Trans. on ap. superconductivity.2016. V. 26. September.No.6.

[5] Booth J. C., Rudman D. A., Ono R. H. A Self-Attenuating Superconducting Transmission Line for Use as a Microwave Power Limiter // IEEE Trans. on ap. superconductivity.2003. V. 13. No. 2.P. 305-310

[6] Govorun I.V., Leksikov A.A., Serzhantov A.M. Features of the coupling coefficients of microstrip irregular quarter-wavelength resonators // Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE) 2016 13th International Scientific-Technical Conference on 2016. V. 04. P. 29-32.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

An Analytical Solution of the Problem on Matching the Frequency Dependence of Group Delay Time in Microwave Devices

[1]Malyutin N.D., [1]Loshchilov A.G., [1,2]Fedorov V.N., [3]Malyutina A.N.
[1]*Tomsk State University of Control Systems and radio electronics*
[2]*North-East Federal University*
[3]*National Research Tomsk State University*
1pr. Lenin, 40, Tomsk, 634050, Russia
ndm@main.tusur.ru

Abstract: *An analytical solution is obtained of the problem on matching the frequency dependence of the group delay time of microwave devices by using correctors. Correctors are built on the basis of directional couplers and filter elements, which are included in the diagonal ports of the couplers. The problem of finding the equivalent resistances of filter elements based on a given frequency dependence of the group delay time of the correctors matching the microwave devices is analytically solved.*

Key words: *group delay time, matching, directional couplers, analytical solution of chain matching.*

Аналитическое решение задачи согласования частотной зависимости группового времени запаздывания СВЧ устройств

[1]Малютин Н.Д., [1]Лощилов А.Г., [1,2]Федоров В.Н., [3]Малютина А.Н.

[1]*Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники*
[2]*Северовосточный федеральный университет*
[3]*Национальный исследовательский Томский государственный университет*
[1]*пр. Ленина, 40, Томск, 634050, Россия*
ndm@main.tusur.ru

Аннотация: *Получено аналитическое решение задачи согласования частотной зависимости времени группового запаздывания СВЧ-устройств путем применения корректоров. Корректоры строятся на основе направленных ответвителей и фильтрующих элементов, которые включаются в диагональные порты ответвителей. Аналитически решена задача отыскания эквивалентных сопротивлений*

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

фильтрующих элементов по заданной частотной зависимости группового времени запаздывания корректоров, согласующих СВЧ -устройства по этому параметру с внесением минимальных потерь.

Ключевые слова: групповое время запаздывания, согласование, направленные ответвители, аналитическое решение согласования цепей.

1. Введение

Проблема согласования частотной зависимости группового времени запаздывания $\tau_{гр}(f)$ решалась в ряде работ [1-3]. В этих статьях исследовано применение С-секций на связанных линиях в качестве корректоров группового времени запаздывания. Мультимодальные корректоры группового времени запаздывания рассмотрены в [4]. СВЧ корректоры группового времени запаздывания с различными типами $\tau_{гр}(f)$ были исследованы в [5]. Теория СВЧ цепей на основе связанных линий для внесения отрицательного группового времени запаздывания (NGD) разработана в [6]. В названных и других работах функция $\tau_{гр}(f)$ имеет определенный вид, характерный для используемой схемы. При настройке путем изменения параметров полосковой структуры или внесением неоднородности удается изменить величину перепада $\tau_{гр}(f)$ и частоту настройки, но вид частотной зависимости не меняется. В связи с этим задача создания СВЧ устройств с произвольной зависимостью $\tau_{гр}(f)$ представляется актуальной.

Как правило, анализ устройств для согласования $\tau_{гр}(f)$ основывается на математической модели, позволяющей подбирать параметры устройств или определять их с помощью оптимизационных процедур в зависимости от исходных данных. Однако на практике более предпочтительно решить обратную задачу: найти по заданной зависимости $\tau_{гр}(f)$ и пределам изменения рабочих характеристик устройства параметры элементов, определяющих вид функции $\tau_{гр}(f)$. При этом важно получить аналитическое выражение для определения неизвестного параметра через заданные параметры.

2. Объект исследования. Анализ

В данной работе аналитически решена задача получения заданной и достаточно произвольной зависимости $\tau_{гр}(f)$ в устройствах на связанных

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

линиях, в диагональные плечи которых включены сосредоточенные элементы с частотно-зависимыми сопротивлениями $z_{r1}(f)$, $z_{r2}(f)$ (рис. 1). Рассматривается наиболее важный для практики частный случай равенства $z_{r1} = z_{r2} = z_r$.

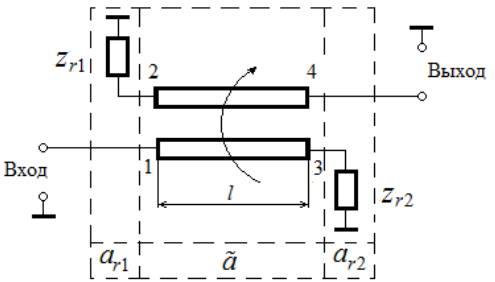


Рис. 1. Структурная схема устройств на связанных линиях с неуравновешенной электромагнитной связью

Схема устройства содержит отрезок связанных полосковых линий (СПЛ) длиной l с неуравновешенной электромагнитной связью и элементы формирования $\tau_{гр}(f)$ с эквивалентным сопротивлением z_r. Анализ схемы рис. 1 рассмотрен исходя из следующего принципа. Параметры, от которых зависят рабочие характеристики устройств, разделены условно на известные и неизвестные. К известным отнесены все параметры структуры, определяющие матрицу передачи связанных линий $\tilde{a}$. При этом элементы матрицы $\tilde{a}$ зависят от частоты. Выбрав частотную сетку, мы определяем на ней множество коэффициентов матрицы передачи $\{\tilde{a}(f_k)\}$, где f_k – множество частот, на котором определены коэффициенты матрицы $\tilde{a}$. Ко второй группе параметров отнесены параметры элементов формирования $\tau_{гр}(f)$ с эквивалентным сопротивлением z_r, которое так же, как $\tilde{a}$, зависит от частоты и определяются на той же сетке частот f_k.

Анализ схемы, показанной на рис. 1, проведен путем разбиения ее на три каскадно включенных восьмиполюсника с *ABCD* матрицами. В результате получена матрица передачи восьмиполюсника $a = a_{r1} \times \tilde{a} \times a_{r2}$. Матрица $\tilde{a}$ определена в наиболее общем виде по работе [7]. Выполнив перемножение матриц для схемы рис. 1, получаем матрицу передачи a устройства. Порты 2 и 3 в схеме устройства не нагружены на внешние нагрузки, поэтому осуществлен переход от восьмиполюсника к производному четырехполюснику с матрицей $\bar{a}$:

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$\bar{a}_{11} = \tilde{a}_{12} - \frac{(\tilde{a}_{11} z_{r2} + \tilde{a}_{13})(\tilde{a}_{22} + \tilde{a}_{42}\, z_{r1})}{\Delta},\ \bar{a}_{12} = \tilde{a}_{14} - \frac{(\tilde{a}_{11} z_{r2} + \tilde{a}_{13})(\tilde{a}_{24} + \tilde{a}_{44}\, z_{r1})}{\Delta},$$

$$\bar{a}_{21} = \tilde{a}_{42} - \frac{(\tilde{a}_{41} z_{r2} + \tilde{a}_{44})(\tilde{a}_{22} + \tilde{a}_{42}\, z_{r1})}{\Delta},\ \bar{a}_{22} = \tilde{a}_{34} - \frac{(\tilde{a}_{31} z_{r2} + \tilde{a}_{33})(\tilde{a}_{24} + \tilde{a}_{44}\, z_{r1})}{\Delta},$$

$$\Delta = \tilde{a}_{21} z_{r2} + z_{r1}(\tilde{a}_{41} z_{r2} + \tilde{a}_{43}). \qquad (1)$$

Выполнив нормировку матрицы $\bar{a}$, переходим к отысканию волновой матрицы передачи T и затем получаем формулу для определения коэффициента передачи устройства в виде коэффициента S_{21} матрицы рассеяния:

$$S_{21} = 2\left[(\sigma 1 \cdot z_r^2 + \sigma 2 \cdot z_r + \sigma 3) / (\tilde{a}_{41} \cdot z_r^2 + (\tilde{a}_{21} + \tilde{a}_{43}) \cdot z_r + \tilde{a}_{23})\right]^{-1}, \qquad (2)$$

где коэффициенты $\sigma 1$, $\sigma 2$, $\sigma 3$ выражаются через элементы матрицы $\tilde{a}$.

3. Аналитические соотношения (синтез)

Возможность создания корректоров группового времени запаздывания $\tau_{гр} = -\partial\varphi/\partial\omega$ основывается на возможности управления фазовым сдвигом φ путем обеспечения требуемой частотной зависимости $z_r(f)$. При этом должны выполняться определенные условия для $\mathrm{Re}(z_r)$ и для $\mathrm{Im}(z_r)$. Первое условие $\mathrm{Re}(z_r) \geq 0$ означает реализуемость пассивного варианта корректора. Второе условие для $\mathrm{Im}(z_r)$ состоит в том, чтобы частотная зависимость $\mathrm{Im}(z_r(f))$ обеспечивала отклонение вносимого фазового сдвига от линейной функции так, чтобы $\tau_{гр} = -\partial\varphi/\partial\omega$ соответствовало заданной зависимости $\tau_{гр}(f)$. Следовательно, исходные условия для решения задачи получения аналитических выражений упрощаются, т.к. из экспериментальных данных известно, что при малых значениях $\mathrm{Re}(z_r)$ и при вариации $\mathrm{Im}(z_r)$ в широких пределах возвратные потери $|S_{11}|$ изменяются незначительно.

Исходя из свойств противонаправленного ответвителя, используемого в схеме по рис. 1, указанные условия позволяют получить минимальные вносимые потери, изменяющиеся в зависимости от частоты в пределах небольшого допуска. Неизвестной является функция $z_r(f)$, при которой получается заданная $\tau_{гр}(f)$.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Обратившись к соотношению (2), можем записать уравнение (3) для отыскания z_r при заданном коэффициенте передачи S_{21}^A и известных параметрах базового звена на основе связанных линий:

$$S_{21}^A\left(\sigma 1\cdot z_r^2+\sigma 2\cdot z_r+\sigma 3\right)-\ 2\left[\tilde{a}_{41}\cdot z_r^2+\left(\tilde{a}_{21}+\tilde{a}_{43}\right)\cdot z_r+\tilde{a}_{23}\right]=0. \quad (3)$$

Из (3) получаем приведенное квадратное уравнение относительно z_r с комплексными коэффициентами b и c:

$$z_r^2+bz_r+c=0, \quad (4)$$

$$b=\frac{2(\tilde{a}_{21}+\tilde{a}_{43})-S_{21}\sigma_2}{2\tilde{a}_{41}-S_{21}\sigma_1},\ c=\frac{2\tilde{a}_{23}+\tilde{a}_{43}-S_{21}\sigma_3}{2\tilde{a}_{41}-S_{21}\sigma_1}.$$

Решение уравнения дает два корня:

$$z1_r=(-b+\Delta)/2;\ \ z2_r=(-b-\Delta)/2;\ \Delta=\sqrt{b^2-4c}. \quad (5)$$

Приведем пример определения z_r в результате решения уравнения (4). Зададим частоту $f=0,625$ ГГц, коэффициент передачи $S_{21}^A=0.984\cdot e^{i\cdot 1.633}$. Вычислив по формуле (5) $z1_r$ и $z2_r$, получаем: $z1_r=10^4$, $z2_r=-47,088-0,978i$.

Очевидно, что второй корень не отвечает физическому ограничению на реализацию отрицательного активного сопротивления. Первый корень соответствует результатам анализа и эксперимента и, следовательно, физически обоснован.

4. Расчетные и экспериментальные результаты

Выполнен расчет $z_r(f)$ с использованием соотношений (1) – (5) по заданной частотной зависимости $\tau_{\text{гр}}(f)$ (рис. 2). Расчет корректора с ниспадающей частотной зависимостью $\tau_{\text{гр}}$ проведен в диапазоне частот 0,3-0,7 ГГц. Задача решалась восстановлением частотной зависимости $\varphi(f)=\arg(S_{21}(f))$.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

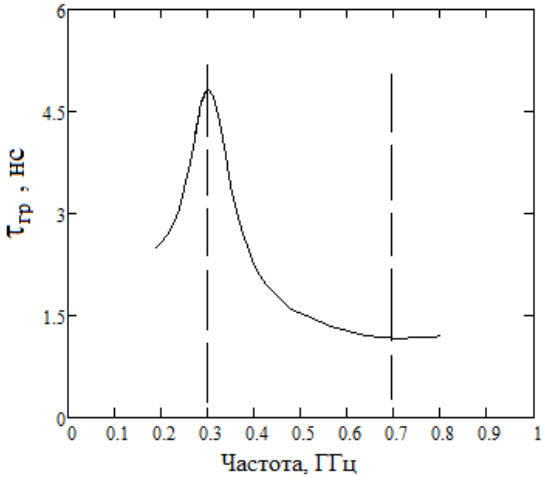


Рис. 2. Заданная нисходящая частотная зависимость $\tau_{гр}$ корректора

Было задано максимально возможное ослабление сигнала –0.5 дБ. В результате получены зависимости $\mathrm{Im}(z1_r(f))$ и $\mathrm{Re}(z1_r(f))$, показанные на рис. 3 и рис. 4. По полученной частотной характеристике $z_{r1}(f)$ была синтезирована электрическая цепь. Структурно она состоит из двух параллельных колебательных контуров, соединенных последовательно.

Сравнение экспериментальной и расчетной частотной зависимости $\tau_{гр}(f)$ показаны на рис. 5.

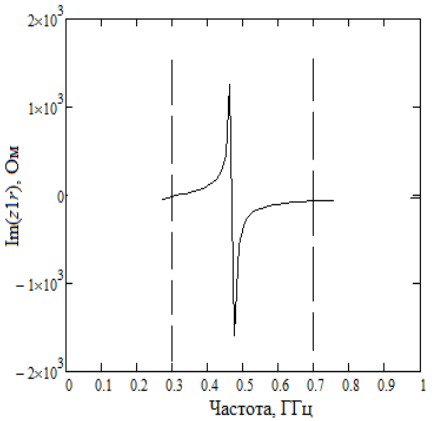


Рис. 3. Синтезированная зависимость $\mathrm{Im}(z_r(f))$

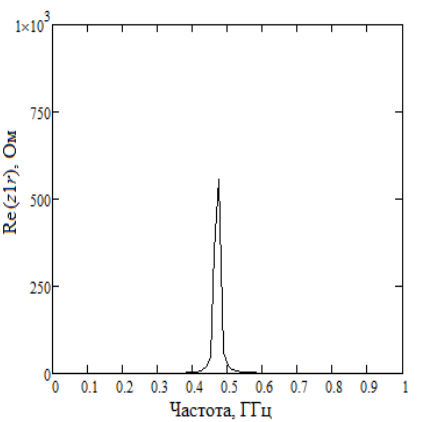


Рис. 4. Синтезированная зависимость $\mathrm{Re}(z_r(f))$

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

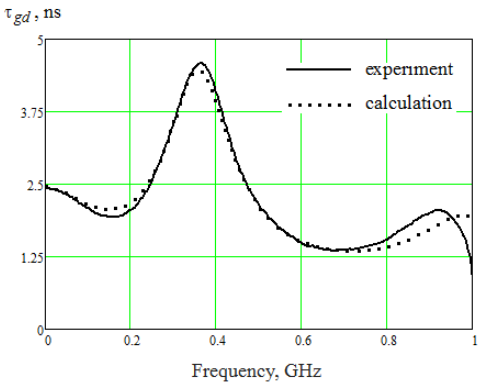


Рис. 5. Сравнение экспериментальных и расчетных зависимостей $\tau_{гр}(f)$

5. Обсуждение результатов

Из формул (2) и (3) очевидно следует возможность корректировать не только групповое время запаздывания, но и амплитуду проходящего сигнала. Для этого необходимо задавать $\varphi(f) = \arg(S_{21}(f))$ и $|S_{21}(f)|$.

Эксперименты показали, что схемы корректоров обоих типов показывают разную чувствительность к изменению модуля и фазы при изменении $\mathrm{Re}(z1_r(f))$ и $\mathrm{Im}(z1_r(f))$. Это позволяет корректоры ГВЗ с мало изменяющимися потерями, а также корректоры амплитуды с небольшими отклонениями фазовых сдвигов.

Заключение

Таким образом, получено ананалитическое решение задачи синтеза согласования частотной зависимости группового времени запаздывания СВЧ устройств, построенных на основе отрезков связанных полосковых линий. Синтез основан на решении обратной задачи отыскания частотной зависимости сопротивлений элементов с эквивалентным сопротивлением z_r, включенных в диагональные плечи отрезка связанных линий.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа была финансово поддержана Министерством образования и науки РФ, соглашение 14.577.21.0279 от 26 сентября 2017 г., идентификатор RFMEFI57717X0279.

Список литературы

[1] Drogalev S.V., Malyutin N.D. Use of a C section with unbalanced electromagnetic coupling in group delay correctors //Telecommunications and Radio Engineering (English translation of Elektrosvyaz and Radiotekhnika), Vol. 49, No 3, 1995, pp. 88-93.

[2] Xiaoyi Wang, Lianfeng Zou, and Christophe Caloz. Tunable C-Section Phaser for Dynamic Analog Signal Processing. 32nd URSI GASS, Montreal, 19–26 August 2017, pp. 1-3. DOI 10.23919/URSIGASS.2017.8105269.

[3] Lianfeng Zou, Shulabh Gupta, and Christophe Caloz. Loss-Gain Equalized Reconfigurable C-Section. Analog Signal Processor // IEEE Transactions on microwave theory and techniques, 2017, Vol. 65, No 2, pp. 555 – 564. DOI 10.1109/TMTT.2016.2615920.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[4] Manichkin A.N., Maljutin N.D. Multimodal groupdelay time equalizers. 3rd International Symposium on Application of the Conversion Research Results for International Cooperation, SIBCONVERS 1999. Proceedings, Vol. 1, 1999, pp. 103-104. DOI:10.1109/SIBCON.1999.771770.

[5] Semyonov E.V., Mileshina Y.E. Choice of crypto protection realization a cosounding board on the base of the phase filters. 3rd International Symposium on Application of the Conversion Research Results for International Cooperation, SIBCONVERS 1999, Proceedings, Vol. 1, pp. 99-100. DOI 10.1109/SIBCON.1999.771768.

[6] Blaise Ravelo. Theory of Coupled Line Coupler-Based Negative Group Delay Microwave Circuit // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2016, Vol. 64, No 11, pp. 3604 – 3611. DOI: 10.1109/TMTT.2016.2604316.

[7] Vorob'ev, P.A., Malyutin, N.D., Federov, V.N. Quasi-T-waves in devices using coupled strip lines with unbalanced electromagnetic coupling // Radio Engineering and Electronic Physics (English translation of Radiotekhnika i Elektronika). 1982. 27 (9), pp. 38-44.

References

[1] Drogalev S.V., Malyutin N.D. Use of a C section with unbalanced electromagnetic coupling in group delay correctors. Telecommunications and Radio Engineering (English translation of Elektrosvyaz and Radiotekhnika), Vol. 49, No 3, 1995, pp. 88-93.

[2] Xiaoyi Wang, Lianfeng Zou, and Christophe Caloz. Tunable C-Section Phaser for Dynamic Analog Signal Processing. 32nd URSI GASS, Montreal, 19–26 August 2017, pp. 1-3. DOI 10.23919/URSIGASS.2017.8105269.

[3] Lianfeng Zou, Shulabh Gupta, and Christophe Caloz. Loss-Gain Equalized Reconfigurable C-Section. Analog Signal Processor. IEEE Transactions on microwave theory and techniques, 2017, Vol. 65, No 2, pp. 555 – 564. DOI 10.1109/TMTT.2016.2615920.

[4] Manichkin A.N., Maljutin N.D. Multimodal groupdelay time equalizers. 3rd International Symposium on Application of the Conversion Research Results for International Cooperation, SIBCONVERS 1999, Proceedings, Vol. 1, pp. 103-104. DOI 10.1109/SIBCON.1999.771770.

[5] Semyonov E.V., Mileshina Y.E. Choice of crypto protection realization a cosounding board on the base of the phase filters. 3rd International Symposium on Application of the Conversion Research Results for International Cooperation, SIBCONVERS 1999, Proceedings, Vol. 1, pp. 99-100. DOI 10.1109/SIBCON.1999.771768.

[6] Blaise Ravelo. Theory of Coupled Line Coupler-Based Negative Group Delay Microwave Circuit, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2016, Vol. 64, No 11, pp. 3604 – 3611. DOI: 10.1109/TMTT.2016.2604316.

[7] Vorob'ev P.A., Malyutin N.D., Federov V.N. Quasi-T-waves in devices using coupled strip lines with unbalanced electromagnetic coupling. Radio Engineering and Electronic Physics (English translation of Radiotekhnika i Elektronika). 1982. 27 (9), pp. 38-44.

Acknowledgements

The work was financially supported by the Ministry of Education and Science of the Russian Federation, the agreement 14.577.21.0279 of September 26, 2017, identifier RFMEFI57717X0279.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Features of the spectrum of waves of a cylindrical shielded structure with a dispersing layer

[1]Malakhov V.A., [2]Pavlovich E.V., [1]Raevskii S.B.
[1]*Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev*
Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation
mr.vasmal@mail.ru
[2] *Branch FSUE RFNC VNIIEF «NIIIS named after Yu.Ye. Sedakov»*
Nizhny Novgorod, 603137, Russian Federation
mr.vasmal@mail.ru

Abstract: *A research of the influence of a dispersive medium on the characteristics of waves of round shielded waveguides (uniformly filled and two-layered) is made. The results of calculations of the dispersion characteristics and attenuation characteristics of waves of a round shielded waveguide, filled with an isotropic plasma and the dispersion characteristics of waves of a circular two-layered shielded waveguide with a layer of isotropic plasma are presented.*

Keywords: *round shielded waveguide, dispersive medium, isotropic plasma, dispersion characteristic, complex wave.*

Особенности спектра волн цилиндрической экранированной структуры с диспергирующим слоем

[1]Малахов В.А., [2]Павлович Е.В., [1]Раевский С.Б.
[1] *Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева*
ул. Минина, 24, Нижний Новгород, 603950, РФ
mr.vasmal@mail.ru
[2] *Филиал ФГУП РФЯЦ ВНИИЭФ «НИИИС им. Ю.Е. Седакова», г. Н. Новгород*
ул. Тропинина, 47, Нижний Новгород, 603137, РФ
mr.vasmal@mail.ru

Аннотация: *Выполнено исследование влияния диспергирующей среды на характеристики волн круглых экранированных волноводов(однородно заполненного и двухслойного). Представлены результаты расчетов дисперсионных характеристик и характеристик затухания волн круглого экранированного волновода, за-*

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

полненного изотропной плазмой и волн круглого двухслойного экранированного волновода со слоем изотропной плазмы.

Ключевые слова: круглый экранированный волновод, диспергирующая среда, изотропная плазма, дисперсионная характеристика, комплексная волна.

1. Введение

В последнее время активно проводятся исследования сред, имеющих частотную зависимость диэлектрической проницаемости. К таким средам можно отнести: различные метаматериалы[1], металлические пленки в оптическом диапазоне[2], плазму[3] и тд. Все эти структуры объединяет ярко выраженная зависимость диэлектрической проницаемости от частоты. При определенных условиях диэлектрическая проницаемость диспергирующей среды может быть даже отрицательной. В общем случае диэлектрическая проницаемость таких сред комплексная, однако в большинстве работ расчеты для структур, содержащих диспергирующую среду, проводят без учета мнимой части диэлектрической проницаемости. В настоящей работе проведены исследования влияния комплексной диэлектрической проницаемости диспергирующей среды(изотропной плазмы) на характеристики волн круглых экранированных направляющих структур.

2. Электромагнитные волны в плазме

Рассмотрим электромагнитные волны, распространяющиеся в плазме, частота которых велика по сравнению с частотой парных столкновений электронов и ионов. В этом случае можно не учитывать парных столкновений. В рассмотрении будем пренебрегать влиянием теплового движения частиц на распространение волн. Для этого необходимо, чтобы фазовая скорость волны была значительно больше средней тепловой скорости частиц.

При рассмотрении процесса распространения электромагнитных волн можно не учитывать влияние ионов и рассматривать плазму как электронный газ.

Пусть электроны обладают ускорением, изменяющимся по гармоническому закону. Это ускорение вызвано действием электрического поля, колеблющегося вдоль оси *x*. Уравнение движения этих электронов выглядит следующим образом:

$$m_e \frac{\partial^2 x}{\partial t^2} + m_e \Gamma \frac{\partial x}{\partial t} = eE\left(x,t\right) = eE_{0m} e^{-i\omega t}, \qquad (1)$$

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

где Г- феноменологический коэффициент(декремент) затухания; m_e – масса электрона.

Решаем уравнение (1) относительно x и находим скорость и ускорение электронов проводимости, зная скорость, находим плотность тока проводимости:

$$J_c = eN_e \frac{dx}{dt} = eN_e \frac{\omega}{m_e\left(\Gamma\omega - i\omega^2\right)} eE_{0m}.$$

С учетом плазменной частоты $\omega_p = \sqrt{4\pi Ne^2/m}$

$$J_c = \frac{\omega_p^2 \omega}{\left(\Gamma\omega - i\omega^2\right)} \varepsilon_0 E_{0m}.$$

С другой стороны плотность тока

$$J_c = \tilde{\sigma} E \frac{\tilde{\sigma}}{\varepsilon_0} \varepsilon_0 E,$$

тогда комплексная проводимость $\tilde{\sigma} = \sigma_r + i\sigma_i$ с учетом модели на основе затухающих гармонических колебаний можно записать:

$$\frac{\tilde{\sigma}}{\varepsilon_0} = \frac{\Gamma}{\left(\frac{\Gamma^2}{\omega_p^2} + \frac{\omega^2}{\omega_p^2}\right)} + i\frac{\omega}{\left(\frac{\Gamma^2}{\omega_p^2} + \frac{\omega^2}{\omega_p^2}\right)}$$

Если $\Gamma < \omega_p$ выражение для комплексной проводимости плазмы можно записать:

$$\frac{\tilde{\sigma}}{\varepsilon_0} \approx \frac{\Gamma}{\left(\omega^2/\omega_p^2\right)} + i\frac{\omega}{\left(\omega^2/\omega_p^2\right)} = \Gamma\frac{\omega_p^2}{\omega^2} + i\frac{\omega_p^2}{\omega}.$$

Следовательно, действительная и мнимая составляющая комплексной диэлектрической проницаемости плазмы $\varepsilon = \varepsilon_1 + i\varepsilon_2$ равны:

$$\varepsilon_1 = \varepsilon' - \frac{\sigma_i}{\varepsilon_0\omega} = \varepsilon' - \frac{\omega_p^2}{\omega^2}; \qquad (2)$$

$$\varepsilon_2 = \varepsilon'' + \frac{\sigma_r}{\varepsilon_0\omega} = \varepsilon'' + \frac{\Gamma\omega_p^2}{\omega^3}. \qquad (3)$$

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

При выводе формул (2), (3) для диэлектрической проницаемости плазмы не делалось никаких предположений об ее однородности. Поэтому оно справедливо как для однородной, так и для неоднородной плазмы.

3. Исследование влияния параметров диспергирующей среды на спектр волн круглого экранированного волновода

В качестве примера исследуем влияние диспергирующей среды на дисперсионную характеристику волны H_{11}. Поведение характеристик других волн круглого экранированного волновода аналогично поведению характеристик волны H_{11}.

На рис. 1 приведены дисперсионные характеристики и характеристики затухания волны H_{11} при разной концентрации электронов N_e и значении Г=0, т.е. при действительном значении диэлектрической проницаемости плазмы.

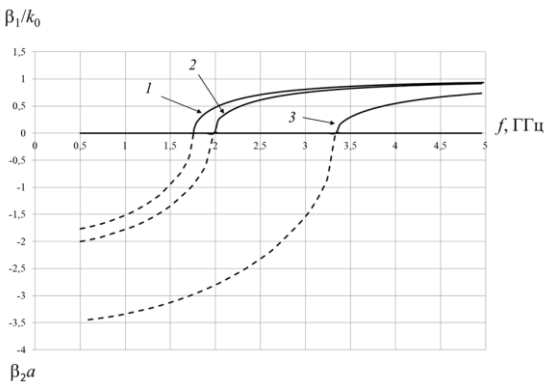


Рис. 1. Дисперсионные характеристики и характеристики затухания волны H_{11} в волноводе радиусом R=0,05м при концентрации электронов:
1 – N_e=0 м$^{-3}$; 2 – N_e=1·10^{16} м$^{-3}$; 3 – N_e=1·10^{17} м$^{-3}$

Fig. 1. Dispersion characteristics and attenuation characteristics of the H_{11} wave in a waveguide of radius R = 0.05 m, an electron density:
1 – N_e=0 m^{-3}; 2 – N_e=1·10^{16} m^{-3}; 3 – N_e=1·10^{17} m^{-3}

На рис. 2 приведены дисперсионные характеристики и характеристики затухания волны H_{11} круглого экранированного волновода радиусом R=0,1м при концентрации электронов 1 – N_e=0, 2 – N_e=1·10^{15} м$^{-3}$.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

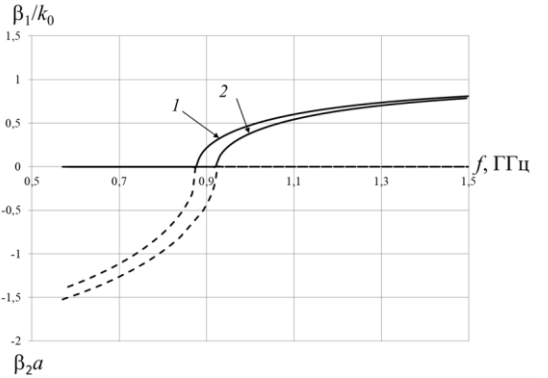


Рис. 2. Дисперсионные характеристики и характеристики затухания волны H_{11} в волноводе радиусом R=0,1м при концентрации электронов:1 – N_e=0 м$^{-3}$, 2 – N_e=1·10^{15} м$^{-3}$

Fig. 2. Dispersion characteristics and attenuation characteristics of the H_{11} wave in a waveguide of radius R = 0.1 m, an electron density: 1 – N_e=0 m^{-3}, 2 – N_e=1·10^{15} m^{-3}

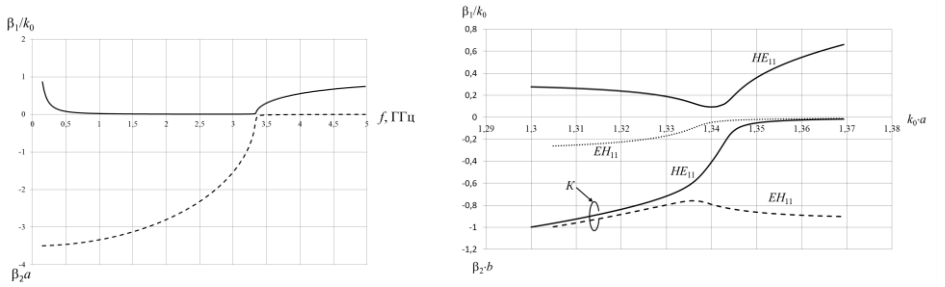
Из рис. 1 и рис. 2 следует, что с увеличением концентрации электронов критическая частота растет. Видимое изменение критической частоты для круглого экранированного волновода радиусом R=0,05м происходит при концентрации N_e>1·10^{15} м$^{-3}$, а для волновода R=0,1 м при N_e>1·10^{14} м$^{-3}$.

Следовательно, чем больше радиус волновода, тем при меньшей концентрации N_e плазма начинает оказывать влияние на характеристики волн круглого экранированного волновода.

Выполним расчет дисперсионных характеристик исследуемых направляющих структур с учетом комплексности диэлектрической проницаемости плазмы (2), (3).

Расчеты показали, что при учете мнимой части комплексной диэлектрической проницаемости плазмы (2) у волн расматриваемых направляющих структур отсутствует критическая частота. Во всем диапазоне частот продольное волновое число β является комплексным. На рис. 3 а для примера приведены дисперсионная характеристика и характеристика затухания волны H_{11} круглого экранированного волновода. Наибольшее влияние параметры диспергирующей среды оказывают на характеристики комплексных волн[4,5], которые при введение потерь претерпевают значительную трансформацию, рис. 3 б.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.



а) б)

Рис. 3. Дисперсионные характеристики и характеристики затухания:
а) волны H_{11} круглого экранированного волновода;
б) волн HE_{11}, EH_{11} и комплексной волны K

Fig. 3. Dispersion characteristics and attenuation characteristics:
a) the H_{11} wave of round shielded waveguide
b) HE_{11}, EH_{11} waves and complex wave K

Из рис. 3 б видно, что дисперсионная характеристика и характеристика затухания комплексной волны раздваиваются: одни становятся продолжением дисперсионной характеристики и характеристики затухания волны HE_{11}(сплошная линия), другие продолжением соответствующих характеристик волны EH_{11}. Характеристика затухания волны EH_{11} в запредельной области показана пунктирной линией (рис. 3), действительная часть продольного волнового числа – точечной линией. При разделении характеристик действительная часть продольного волнового числа волны EH_{11} становится отрицательной (точечная линия).

4. Заключение

Показано, что с увеличением концентрации электронов критическая частота собственных волн круглого экранированного волновода и двухслойного экранированного волновода, имеющих слой изотропной плазмой растет. При учете потерь в плазме критические частоты собственных волн, рассматриваемых направляющих структур отсутствуют.

Рассмотрено влияние затухания и концентрации электронов плазмы на спектр волн (включая комплексные волны) круглого экранированного двухслойного волновода со слоем изотропной плазмы. При увеличении концентрации электронов наблюдается увеличение диапазона существо-

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

вания комплексной волны в круглом экранированном двухслойном волноводе со слоем изотропной плазмы.

Список литературы

[1] Вендик И.Б., Вендик О.Г. Метаматериалы и их применение в технике сверхвысоких частот // Журнал технической физики. 2013. Т. 83. Вып. 1. С. 3-28.

[2] Малахов В.А., Попков К.В., Раевский А.С. Комплексные волны в металлической нанопленке на оптических частотах. // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2011. Т. 14. № 3. С. 27-30.

[3] Силин В.П., Рухадзе А.А. Электромагнитные свойства плазмы и плазменноподобных сред. Атомиздат, 1961. 244 с.

[4] Раевский А.С., Раевский С.Б. Комплексные волны. М.: Радиотехника, 2010. 223 с.

[5] Малахов В.А., Раевский А.С., Титаренко А.А. Комплексные волны в проекционных методах решения электродинамических задач //Антенны. 2007. № 11. С. 19

References

[1] Vendik I.B., Vendik O.G. [Metamaterials and their application in the technique of ultrahigh frequencies] // Jurnal tekhnicheskoy phyziki. 2013. vol. 83. no. 1. pp. 3-28. (In Russian)

[2] Malakhov V.A., Popkov K.V., Raevskii A.S. [Complex waves in a metal nanofilm at optical frequencies]. // Physika volnovyh processov i radiotekhnicheskie sistemy. 2011. vol. 14. no 3. pp. 27-30. (In Russian)

[3] Silin V.P., Rukhadze A.A. [Electromagnetic properties of plasma and plasma-like media] Atomizdat, 1961. 244 p. (In Russian)

[4] Raevskii A.S., Raevskii S.B. [Complex waves] – M.: Radiotekhnika, 2010. 224 p. (In Russian)

[5] Malakhov V.A., Raevskii A.S., Titarenko A.A. [Complex waves in projection methods for solving electrodynamic problems] //Antenny. 2007. no 11. p. 19 (In Russian)

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The improper waves of a multilayer round open dielectric waveguide

[1]Malakhov. V.A, [2]Nechaev A.S., [2]Nikitin A.A., [1]Raevskaya J.V.
[1]*Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev*
Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation
mr.vasmal@mail.ru
[2] *Branch FSUE RFNC VNIIEF «NIIIS named after Yu.Ye. Sedakov»*
Nizhny Novgorod, 603137, Russian Federation
mr.vasmal@mail.ru

Abstract: *The spectrum of waves of a round open dielectric waveguide(RODW) is considered in the article, including own complex, improper leaky and improper slow waves. Distributions of the real part of the power flux density along the radial coordinate are investigated. It is shown, that for waves HE_{11} and EH_{11}, the distribution of the real part of the power flux-density along the radial coordinate differs depending on the frequency.*

Keywords: *round open dielectric waveguide, dispersion characteristic, leaky waves, complex waves.*

Несобственные волны многослойного круглого открытого диэлектрического волновода

[1]Малахов В.А., [2]Нечаев А.С., [2]Никитин А.А., [1]Раевская Ю.В.
[1] *Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева*
ул. Минина, 24, Нижний Новгород, 603950, РФ
mr.vasmal@mail.ru
[2] *Филиал ФГУП РФЯЦ ВНИИЭФ «НИИИС им. Ю.Е. Седакова», г. Н. Новгород*
ул. Тропинина, 47, Нижний Новгород, 603137, РФ
mr.vasmal@mail.ru

Аннотация: *В статье рассматривается спектр волн круглого открытого диэлектрического волновода(КОДВ), включая несобственные вытекающие и медленные волны. Производится расчет и исследуются распределения действительной части плотности потока мощности по радиальной координате. Показано, что у волн HE_{11} и EH_{11}распределение действительной части плотности потока*

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

мощности по радиальной координате в зависимости от частоты имеет различный характер.

Ключевые слова: *круглый открытый диэлектрический волновод, дисперсионная характеристика, вытекающие волны, комплексные волны.*

1. Введение

Круглый открытый диэлектрический волновод (КОДВ) во множестве работ рассматривался в основном как структура, направляющая поверхностные волны[1], поля которых экспоненциально убывают в радиальном направлении. Поверхностные волны являются основным типом волн КОДВ, на которых осуществляется перенос энергии за счет эффекта полного внутреннего отражения. Однако в последнее время появился интерес к изучению и других типов волн[2-5], свойства которых стимулируют создание различных устройств: антенных облучателей, чувствительных элементов датчиков и др. При этом возникают задачи о расчёте поля излучения, в процессе решения которых приходится учитывать полный спектр волн КОДВ, включая несобственные волны.

2. Спектр волн круглого открытого многослойного диэлектрического волновода

Исследуемая структура представляет собой круглый открытый многослойный диэлектрический волновод (рис. 1).

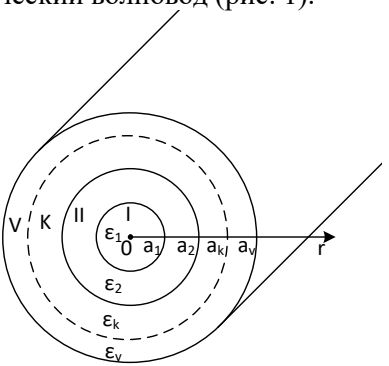


Рис. 1. Круглый открытый многослойный диэлектрический волновод

Fig. 1. Round open multilayer dielectric waveguide

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

Краевая задача образуется однородным дифференциальным уравнением Гельмгольца относительно электрических и магнитных векторов Герца $\Pi_{zk}^{e,m}$, во внутренней и внешней областях [6]

$$\Delta\Pi_{zk}^{e,m} + \varepsilon_k \mu_k \omega^2 \Pi_{zk}^{e,m} = 0, \quad (1)$$

и граничными условиями:

$$H_z^{(k)} = H_z^{(k+1)},\ H_\varphi^{(k)} = H_\varphi^{(k+1)},\ E_z^{(k)} = E_z^{(k+1)},\ E_\varphi^{(k)} = E_\varphi^{(k+1)}. \quad (2)$$

Волновые числа в областях связаны соотношениями

$$\alpha_k^2 = \varepsilon_k \mu_k \omega^2 - \beta^2. \quad (3)$$

На рис. 2 приведен спектр волн КОДВ. По горизонтальной оси отложен параметр $V = k_0 a_1 \sqrt{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}$, по вертикальной - нормированные действительная и мнимая части продольного волнового числа $\beta=\beta_1+i\beta_2$.

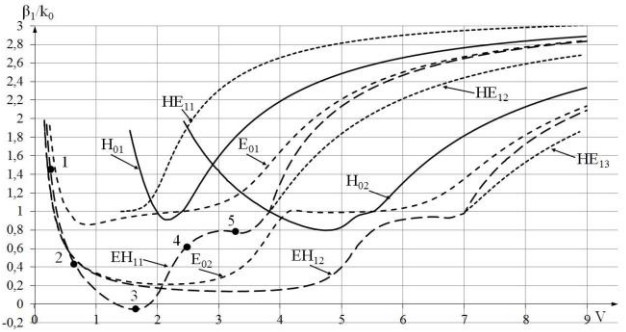


Рис. 2. Дисперсионные характеристики волн КОДВ

Fig. 2. Dispersion characteristics of waves RODW

На рис. 2 дисперсионные зависимости выше критической частоты (*постоянная замедления волны* $\beta_1/k_0 = 1$) соответствуют поверхностным волнам. На критических частотах поверхностные волны переходят в вытекающие волны[6]: точки 2,4,5, рис. 2 (дисперсионная характеристика волны EH_{11}), а затем медленные несобственные волны точка 1 рис 2. При больших значениях относительной диэлектрической проницаемости первой области ε_1 на характеристиках EH_{nm} могут существовать участки, соответствующие собственным комплексным волнам точка 3, рис. 2. Дисперсионная характеристика волны HE_{11} на рис. 2 не имеет явно выраженного участка вытекающих волн, но в многослойных диэлектрических волноводах при определенных параметрах слоев (диэлектрическая проницае-

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

мость второго слоя меньше диэлектрических проницаемостей других слоев) участок соответствующий вытекающим волнам появляется.

На рис. 3 приведена дисперсионная характеристика основной волны HE_{11} в частотном диапазоне существования вытекающих волн, 4-х слойного круглого открытого диэлектрического волновода ($\varepsilon_1 = 2.1904$, $\varepsilon_2 = 1.3$, $\varepsilon_3 = 1.79$, $\varepsilon_4 = 1.8$, a_1=1 мкм, a_2=2 мкм, a_3=4 мкм).

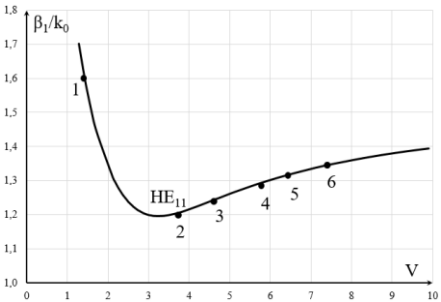


Рис. 3. Дисперсионная характеристика волны HE_{11}

Fig. 3. Dispersion characteristic of wave HE_{11}

3. Распределения плотностей потоков мощности вытекающих волн КОДВ

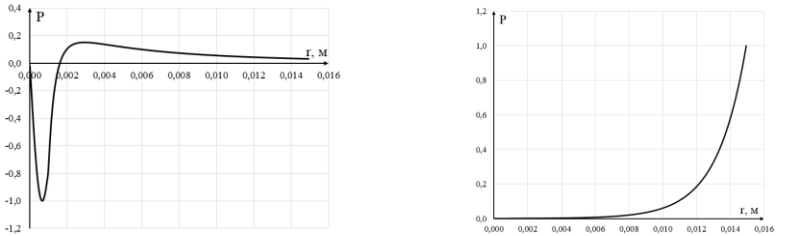
Задача расчета распределения плотностей потоков мощности волн излучения КОДВ представляет интерес в плане создания источников и приёмников поперечного излучения в ближней зоне. Были исследованы радиальные составляющие плотности потока мощности излучения волн КОДВ и построены распределения нормированной действительной части радиальных составляющих плотности потока мощности излучения:

$$\tilde{P}_k = \frac{P_{rk}}{\left|\max\left(P_{rk}\right)\right|}, \qquad (4)$$

где $P_{rk} = \left[\vec{E}, \vec{H}\right]_r$ – радиальная компонента вектора Умова-Пойнтинга, рассчитанная для k-ой области (рис.1).

На рис.4 а, б показано распределение радиальной составляющей нормированной действительной части плотности потока мощности излучения для комплексной, рис. 4 а (точка 3, рис. 2) и вытекающей, рис. 4 б (точка 5, рис. 2) волны EH_{11}.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

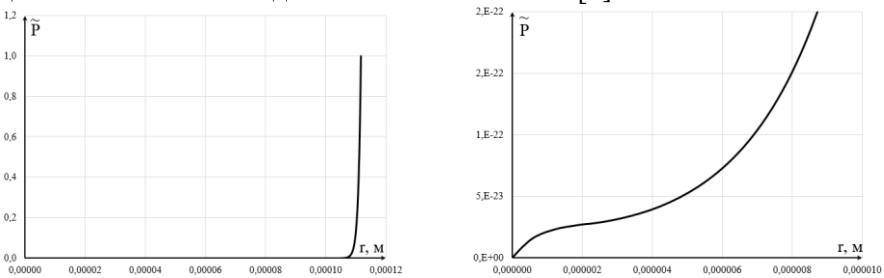


а) б)

Рис. 4. Распределение нормированной действительной части радиальной составляющей плотности потока мощности излучения для волны EH_{11}:
а) комплексная волна; б) вытекающая волна

Fig. 4. The distribution of the normalized real part of the radial component of the radiation power flux density for the wave EH_{11}:
a) complex wave; b) leaky wave

На рис. 5 а показано распределение нормированной действительной части плотности потока мощности излучения по радиальной координате волны HE_{11} на частоте V=1.44 (точка 1, рис. 3) на расстоянии от диэлектрического волновода, а на рис. 5 б вблизи диэлектрического волновода. Волна является медленной несобственной [6].



а) б)

Рис. 5. Распределение нормированной действительной части плотности потока мощности излучения по радиальной координате для волны HE_{11}на частоте V=1.44:
а) на расстоянии от КОДВ; б) вблизи КОДВ

Fig. 5. The distribution of the normalized real part of the radial component of the radiation power flux density for the wave HE_{11}, at frequency V=1.44:
a) in the distance from RODW; b) near RODW

С увеличением частоты энергия волны начинает концентрироваться внутри и вблизи диэлектрического волновода, волна HE_{11} перестает быть вытекающей.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

На рис. 6 показано распределение нормированной действительной части плотности потока мощности излучения по радиальной координате волны HE_{11} на частоте V=7.4 (точка 6, рис. 3).

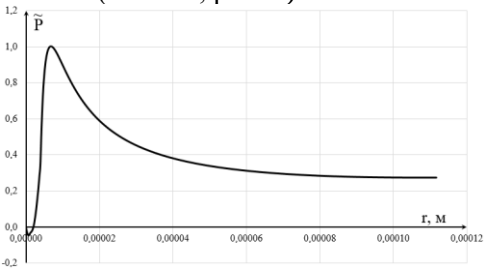


Рис. 6. Распределение нормированной действительной части плотности потока мощности излучения по радиальной координате для волны HE_{11} на частоте V=7.4

Fig. 6. The distribution of the normalized real part of the radial component of the radiation power flux density for the wave HE_{11}, at frequency V=7.4

Из рис. 6 видно, что плотность потока мощности излучения волны HE_{11} внутри диэлектрического стержня принимает отрицательные значения, смена знака происходит примерно при r = 2 мкм. При удалении от диэлектрического волновода плотность потока мощности сначала увеличивается, а потом начинает уменьшаться.

3. Заключение

Проведённые в настоящей работе исследования распределений радиальной части нормированной действительной части плотности потока мощности излучения по радиальной координате волн КОДВ на частотах ниже критических показали, что у волн HE_{11} и EH_{11} исследуемая функция в зависимости от частоты имеет различный характер: наряду с характерным для волн излучения (вытекающих и медленных несобственных) нарастанием при удалении от волновода могут наблюдаться отрицательные (плотность потока мощности направлена к оси волновода) значения, объясняемые, по-видимому, характерным для волн распределённым разворотом плотности потока мощности.

Исследования показали, что наиболее эффективно использовать отрезки круглого открытого диэлектрического волновода в качестве антенн поперечного излучения (антенн вытекающих волн) либо на симметричных вытекающих волнах во всём диапазоне их существования, либо на вытекающей волне EH_{11} на участке, где она имеет нормальную дисперсию.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Список литературы

[1] Неганов В.А., Осипов О.В., Раевский С. Б., Яровой Г.П. Электродинамика и распространение радиоволн. Учебное пособие. М.: Радиотехника, 2007. 744 с.

[2] Varada Rajan Komanduri, David R. Jackson, Filippo Capolino, Donald R. Wilton. 1-D Periodic Green's Function for Leaky and Complex Waves Using the Ewald Method // IEEE Transactions on antennas and propagation. 2016. vol. 64. no. 11. pp. 4703-4712

[3] Caner Guclu, Salvatore Campione, Ozdal Boyraz, Filippo Capolino. Theory of a Directive Optical Leaky Wave Antenna Integrated into a Resonator and Enhancement of Radiation Control // Journal of Lightwave technology. 2014. vol. 32. no. 9. pp. 1741-1749

[4] Малахов В.А., Попков К.В., Раевский А.С. Комплексные волны в металлической нанопленке на оптических
частотах. // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2011. Т. 14. № 3. С. 27-30.

[5] Малахов В.А., Раевский А.С., Титаренко А.А. Комплексные волны в проекционных методах решения электродинамических задач //Антенны. 2007. № 11. С. 19

[6] Раевский А.С., Раевский С.Б. Комплексные волны – М.: Радиотехника, 2010. 224 с.

References

[1] Neganov V.A., Osipov O.V., Raevskii S.B., Yarovoi G.P. [Electrodynamics and propagation of radio waves]. M.: Radiotekhnika, 2007. 744 p. (In Russian)

[2] Varada Rajan Komanduri, David R. Jackson, Filippo Capolino, Donald R. Wilton. 1-D Periodic Green's Function for Leaky and Complex Waves Using the Ewald Method // IEEE Transactions on antennas and propagation. 2016. vol. 64. no. 11. pp. 4703-4712

[3] Caner Guclu, Salvatore Campione, Ozdal Boyraz, Filippo Capolino. Theory of a Directive Optical Leaky Wave Antenna Integrated into a Resonator and Enhancement of Radiation Control // Journal of Lightwave technology. 2014. vol. 32. no. 9. pp. 1741-1749

[4] Malakhov V.A., Popkov K.V., Raevskii A.S. Complex waves in a metal nanofilm at optical frequencies. // Physika volnovyh processov i radiotekhnicheskie sistemy. 2011. vol. 14. no 3. pp. 27-30. (In Russian)

[5] Malakhov V.A., Raevskii A.S., Titarenko A.A. Complex waves in projection methods for solving electrodynamic problems //Antenny. 2007. no 11. p. 19 (In Russian)

[6] Raevskii A.S., Raevskii S.B. Complex waves – M.: Radiotekhnika, 2010. 224 p. (In Russian)

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Losses per unit length of rectangular and circular waveguides with rough shielding surfaces

V.V. Biryukov, V.A. Grachev, S.G. Lobin
Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.Y. Alekseev
e-mail: birukovvv@mail.ru

Abstract: *It is shown that the roughness of the shielding surfaces of the waveguides is equivalent to the decrease in conductivity of these surfaces compared to the value concerning to the boundary conditions of Shukin – Leontovich for perfectly smooth surfaces. Examples of the calculation of the attenuation coefficient of a round and rectangular waveguides with rough screening surfaces in the terahertz frequency range are presented. The influence of the size and shape of the irregularities of the rough surface profile on an attenuation of the waveguide is studied. Given the statistical characteristics of different models of rough surface profile.*

Keywords: *rectangular waveguide, round waveguide, partial waves, loss factor, surface roughness.*

Погонные потери прямоугольного и круглого волноводов с шероховатыми экранирующими поверхностями

В.В. Бирюков, В.А. Грачев, С.Г. Лобин
Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева
e-mail: birukovvv@mail.ru

Аннотация: *Показано, что наличие шероховатости экранирующих поверхностей волноводов эквивалентно уменьшению удельной проводимости этих поверхностей по сравнению со значениями, входящими в граничные условия Щукина – Леонтовича для идеально гладких поверхностей. Приведены примеры расчёта коэффициента затухания круглого и прямоугольного волноводов с шероховатой экранирующей поверхностью в терагерцовом диапазоне частот. Исследовано влияние размеров и формы неоднородностей профиля шероховатой поверхности на погонное затухание волновода. Приведены статистические характеристики различных моделей профиля шероховатой поверхности.*

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

Ключевые слова: *прямоугольный волновод, круглый волновод, парциальные волны, коэффициент затухания, шероховатость поверхности.*

1. Введение

Неидеальность экранирующей поверхности является основным фактором, определяющим погонные потери направляющей электродинамической структуры. Неидеальность проявляется в конечности удельной проводимости материала [1,2] и шероховатости экранирующей поверхности [3,4], определяемой качеством её обработки.

Из общих физических соображений следует, что шероховатостью поверхности можно пренебречь, если размеры неровностей много меньше глубины проникновения электромагнитного поля в стенки экрана. Это условие обычно выполняется на частотах ниже и порядка сотен мегагерц. Однако по мере повышения частоты требования к качеству обработки экранирующих поверхностей возрастают и становятся соизмеримыми с технологическими возможностями. В связи с этим в терагерцовом диапазоне частот (ТГЧ) шероховатость экранирующих поверхностей становится основным фактором, определяющим погонные потери направляющей структуры.

Цель работы: исследование влияния высоты неровностей и формы профиля экранирующей поверхности на погонное затухание собственных волн прямоугольного и круглого экранированных волноводов.

В работе рассматривается типичный для КВЧ и ТГЧ случай, когда размеры шероховатостей много больше толщины скин-слоя, но много меньше длины волны распространяющегося в волноводе электромагнитного колебания. В этом случае применим подход [5], основанный на концепции парциальных волн Бриллюэна. В соответствии с ним задача нахождения затухания собственных волн направляющих электродинамических структур с шероховатыми экранирующими поверхностями сводится к достаточно хорошо исследованному случаю структур с идеально гладкими поверхностями. Для эквивалентности реальной шероховатой поверхности и идеально гладкой поверхности требуется равенство коэффициентов отражения от них электромагнитной волны. Это равенство достигается внесением поправки в удельную проводимость материала гладкой поверхности.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

2. Отражение от случайной шероховатой проводящей поверхности

Рассмотрим отражение плоской электромагнитной волны от статистически неровной проводящей поверхности. Отличие процесса отражения плоской электромагнитной волны от шероховатой и гладкой плоскостей заключается в том, что в случае гладкой плоскости фазы вторичных волн известны и определяются фазой падающей волны. В случае же статистически шероховатой поверхности фазы вторичных волн отличаются от значений, определяемых падающей волной, на случайные величины

$$\Delta\varphi(\xi) = \frac{2\pi}{\lambda_0} 2\xi \cdot \cos\theta,$$

где θ - угол падения, λ_0 - длина волны в свободном пространстве (в случае полого волновода), ξ - высота неровности поверхности.

В этом случае случайную комплексную амплитуду напряжённости электрического поля отражённой волны можно представить в виде

$$E_{\text{отр}} = E_{\text{пад}} \Gamma(\theta) \exp(ik_0 2\xi \cos\theta),$$

где $\Gamma(\theta)$ - коэффициент отражения от гладкой поверхности. Её среднее значение определяется выражением

$$\bar{E}_{\text{отр}} = E_{\text{пад}} \Gamma(\theta) \int_{-\infty}^{\infty} \exp(ik_0 2\xi \cos\theta) p(\xi) d\xi,$$

где $p(\xi)$ - плотность вероятности.

Таким образом, средний коэффициент отражения от шероховатой поверхности

$$\bar{\Gamma}(\theta) = \Gamma(\theta) \int_{-\infty}^{\infty} \exp(ik_0 2\xi \cos\theta) p(\xi) d\xi.$$

Приравнивая полученную величину к коэффициенту отражения от идеально гладкой поверхности, получим значение эквивалентной удельной проводимости гладкой поверхности, имеющей такой же коэффициент отражения, как шероховатая поверхность.

$$\bar{\Gamma}(\sigma) = \Gamma(\sigma_{\text{экв}})$$

Как показывают расчёты, уменьшение коэффициента отражения на тысячные доли эквивалентно уменьшению удельной проводимости гладкой поверхности почти на порядок.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

3. Модели шероховатых поверхностей

Форма профиля шероховатой поверхности зависит от способа обработки и применяемого инструмента [6,7] и определяет статистические характеристики поверхности. В качестве модели такой случайной поверхности рассмотрим детерминированную поверхность, профиль которой представляет из себя периодически повторяющиеся неровности различной формы. В перпендикулярном направлении будем считать профиль неизменным.

В таком одномерном приближении профиль поверхности описывается функцией одной переменной $\xi = \xi(x)$, $-B < x < B$. Роль плотности вероятности в этом случае выполняет относительный интервал нахождения высоты профиля в пределах ξ до $\xi + d\xi$.

Формально полагая $\xi(x)$ случайной функцией, можем воспользоваться известным выражением, связывающим плотности вероятности случайной функции и её аргумента:

$$p_\xi(\xi) = p_x(\xi^{-1}(\xi))\left|\frac{\partial \xi^{-1}(\xi)}{\partial \xi}\right|.$$

В случае прямоугольной формы неровностей поверхности одиночный профиль описывается выражением

$$\xi(x) = A\big(\sigma(x+D) - \sigma(x-D)\big),$$

где $\sigma(x)$ - функция Хэвисайда или единичная функция, A – максимальная высота неровностей, D – поперечный размер неровностей. Такой форме неровностей соответствует плотность вероятности:

$$p_\xi(\xi) = \frac{B-D}{B}\delta(\xi) + \frac{D}{B}\delta(\xi - A),$$

где $\delta(\xi)$ - дельта-функция или функция Дирака.

При кусочно-линейной аппроксимации форма профиля описывается выражением

$$\xi(x) = \left(\frac{A}{D}x + A\right)\big(\sigma(x+D) - \sigma(x)\big) + \left(-\frac{A}{D}x + A\right)\big(\sigma(x) - \sigma(x-D)\big).$$

Соответствующее выражение для плотности вероятности имеет вид:

$$p_\xi(\xi) = \frac{B-D}{D}\delta(\xi) + \frac{D}{AB}.$$

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Для описания плавного профиля использована функция $A\cos^m\left(\frac{\pi x}{2B}\right)$, где параметр m может меняться, позволяя моделировать различные относительные опорные длины профиля. В этом случае аналитическое выражение для плотности вероятности имеет вид:

$$p_\xi(\xi) = \frac{1}{mA}\left(\frac{\xi}{A}\right)^{\frac{1}{m}-1} \Bigg/ \sqrt{1-\left(\frac{\xi}{A}\right)^{\frac{2}{m}}} .$$

4. Результаты расчётов

В качестве примера на рис.1 представлены результаты расчёта погонных потерь основной волны круглого волновода диаметром 2 мм для плавного профиля при различных значениях высоты профиля и параметра m.

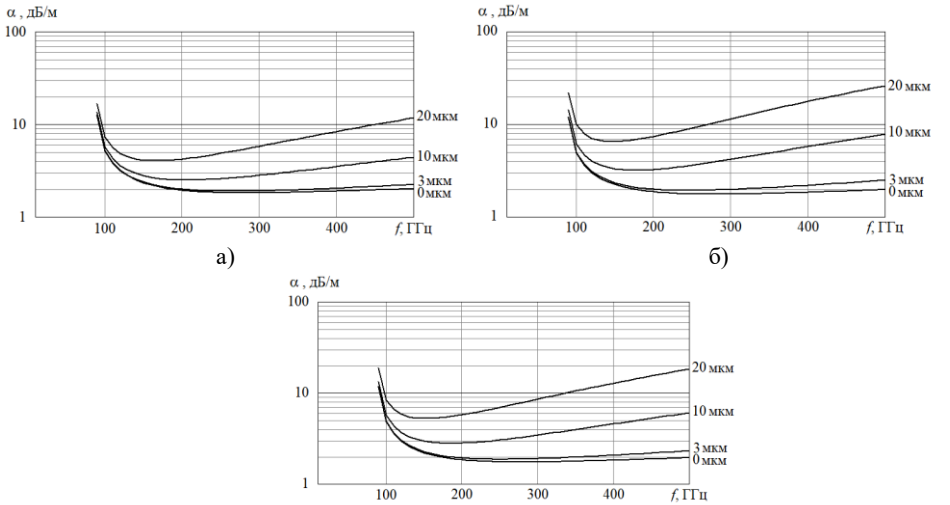


Рис.1 Зависимость от частоты погонных потерь основной волны круглого волновода диаметром 2 мм с плавным профилем неровностей. а) m = 0,5, б) m = 3,5, в) m = 20

Аналогичные зависимости для прямоугольного волновода сечения 1,1 х 0,55 мм показаны на рис.2.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

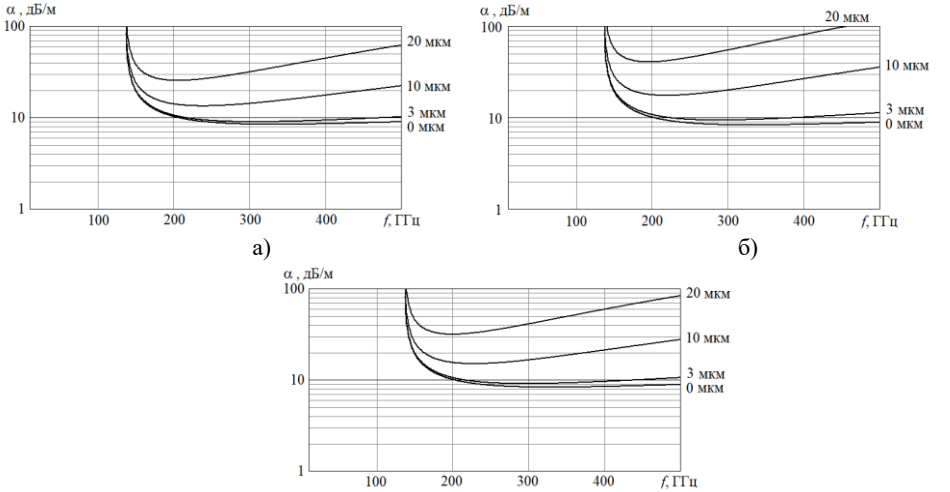


Рис.2 Зависимость от частоты погонных потерь основной волны прямоугольного волновода сечения 1,1 х 0,55 мм с плавным профилем неровностей. а) m = 0,5, б) m = 3,5, в) m = 20

Как следует из этих зависимостей, и в том и в другом случае максимум затухания наблюдается при значении параметра m, равном 3,5.

5. Заключение

Анализ полученных зависимостей показывает, что наибольшее влияние на погонное затухание собственных волн оказывает высота неровностей профиля экранирующей поверхности. При равных значениях высоты неровностей наибольшее затухание наблюдается в случае прямоугольного профиля, когда ширина неровности равна половине её периода. Применение предложенной методики позволяет задать требования к качеству обработки экранирующих поверхностей направляющих структур, исходя из допустимого уровня затухания собственных волн.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта Российского научного фонда № 17-19-01628.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Список литературы

[1] Ильинский А.С., Слепян Г.Я. Колебания и волны в электродинамических системах с потерями / М. : Изд-во МГУ, 1983. – 232 с.

[2]. Бирюков В.В., Грачев В.А. Влияние конечной проводимости стенок на структуру поля и характеристики круглого волновода // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2014. – Т. 17. – № 1. – С. 50-53

[3]. Воробьёв Е.А. Расчёт производственных допусков устройств СВЧ/ Л.: Судостроение, 1980. – 148 с.

[4]. Якимов А.Н., Назаров С.В. Оценка допустимой шероховатости обработки токонесущих поверхностей на СВЧ // Труды международного симпозиума Надёжность и качество. – 2008. – Т. 2. - С. 112 - 114.

[5]. Бирюков В.В. Расчёт потерь в прямоугольном волноводе с шероховатыми экранирующими поверхностями // Антенны. – 2016. – № 7. – С. 53-57

[6]. Крайнов В.В., Тудакова Н.М., Фролова И.Н. Особенности применения электроплазменной обработки // Труды НГТУ им.Р.Е. Алексеева. – 2013. – № 5. - С. 25 - 30.

[7]. Стерехова Д.И., Трифанов И.В. Методы обеспечения шероховатости на поверхности каналов волноводов КВЧ диапазона // Актуальные проблемы авиации и космонавтики. – 2010. – Т. 1. - № 6. С. 293.

References

[1]. Ilyinsky A. S., Slepyan G. Y., Oscillations and waves in electrodynamic systems with losses / M. : MGU, 1983. - 232 p. (In Russian).

[2]. Biryukov V. V., Grachev V. A. The effect of finite conductivity of the walls on the field structure and characteristics of a circular waveguide // Phizika volnovih processov i radiotehnicheskie sistemy. - 2014. - Vol. 17. - № 1. - P. 50-53. (In Russian).

[3]. Vorob'ev E. A. Calculation of the production tolerances of the microwave devices / L.: Sudostroenie, 1980. - 148 p. (In Russian).

[4]. Yakimov A. N., Nazarov S. V. Evaluation of permissible roughness of the current-bearing surface treatment at the microwave / / Proceedings of the international Symposium Reliability and quality. - 2008. - Vol. 2. - P. 112 - 114. (In Russian).

[5]. Biryukov V. V. Calculation of losses in a rectangular waveguide with rough shield surfaces // Antennas (Antenny) - 2016. - № 7. - P. 53-57. (In Russian).

[6]. Krainov V. V., Tudakova N. M., Frolova I. N. Features of application of plasma processing / / Transactions of NSTU n.a. R. E. Alekseev. - 2013. - № 5. - P. 25 - 30. (In Russian).

[7]. Sterekhova D. I., Trifanov I. V. Methods of providing roughness on the surface of the millimeter range waveguides channel // Aktual'nye problemy aviacii i cosmonavtiki. - 2010. - Vol. 1. - № 6. P. 293. (In Russian).

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of project of the Russian Science Foundation No. 17-19-01628.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Design of a diplexer with interdigital filters for mobile communication systems

[1]Kobrin K.V., [1]Rudakov V.A., [1]Sledkov V.A., [2]Li Zimeng, [1]Manuilov M.B.
[1]*Southern Federal University*
Zorge st., 5, Rostov-on-Don, 344090, Russia
m_manuilov@sfedu.ru
[2]*Guangzhou Compass Antenna Design Institute Co. Ltd.*
202A room Kegongmao Park, No.40, Zhoumen North Rd. Liwan District Guangzhou, China

Abstract: *A novel design of diplexer for mobile base stations operating within frequency bands 690-862/880-960 MHz is proposed. Using of diplexers allows to implement the combined operation of wideband antenna array within two frequency bands simultaneously. Suggested diplexer design was based on interdigital filters and coaxial power divider. Full wave analysis and optimization of diplexer is carried out by finite element method implemented in Ansys HFSS. Calculated VSWR is equal to 1.2 within operational bands. The sample of diplexer was manufactured and successfully tested, the measured and calculated results are in good agreement.*

Keywords: *waveguide diplexer, interdigital filter, combline filter, coaxial power divider*

Разработка диплексера с фильтрами на встречных стержнях для систем мобильной связи

[1]Кобрин К. В., [1]Рудаков В. А., [1]Следков В. А., [2]Li Zimeng, [1]Мануилов М.Б.
[1]*Южный федеральный университет*
ул. Зорге, 5, Ростов-на-Дону, 344090, Россия
m_manuilov@sfedu.ru
[2]*Guangzhou Compass Antenna Design Institute Co. Ltd.*
202A room Kegongmao Park, No.40, Zhoumen North Rd. Liwan District Guangzhou, China
jameslee_840@126.com

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

Аннотация: *Предложена новая конструкция диплексера для работы в составе базовых станций мобильной связи диапазона 690-862/ 880-960 МГц. Использование диплексеров позволяет реализовать совмещенный режим работы одной широкополосной антенной решетки одновременно в двух частотных диапазонах. Предложенная конструкция диплексера реализована на основе фильтров на встречных стержнях и содержит коаксиальный делитель мощности. Электродинамическое моделирование диплексера выполнено методом конечных элементов на пакете Ansys HFSS. Расчетные значения КСВ в полосах пропускания составляют 1.2, изоляция каналов равна -25 дБ. Изготовлен и экспериментально исследован макет диплексера, результаты эксперимента хорошо согласуются с расчетными данными.*

Ключевые слова: волноводный диплексер, фильтр на встречных стержнях, фильтр на коаксиальных резонаторах, коаксиальный делитель мощности

1. Введение

В настоящее время развитие антенных систем для базовых станций мобильной связи идет по пути расширения рабочей полосы частот, использования многодиапазонного режима работы совмещенных излучателей различных диапазонов, компактного размещения на одном антенном полотне нескольких антенных решеток различных диапазонов. При этом одновременно используются диапазоны частот, соответствующие различным стандартам (например, как традиционным GSM900, UMTS900, GSM1800, UMTS2100, так и более новым LTE800, LTE1800, LTE2600, LTE700).

Широкое применение находит т.н. технология "повторного использования диполя" (dipole reuse), которая заключается в использовании одной антенной решетки широкополосных излучателей для одновременной работы в двух частотных диапазонах. При этом вход каждого излучателя соединен с диплексером, который объединяет два рабочих диапазона в одной антенне. В каждом диапазоне имеется своя отдельная цепь питания, фазовращатели, что позволяет, например, реализовать различный наклон луча для каждого диапазона при работе на одной антенной решетке.

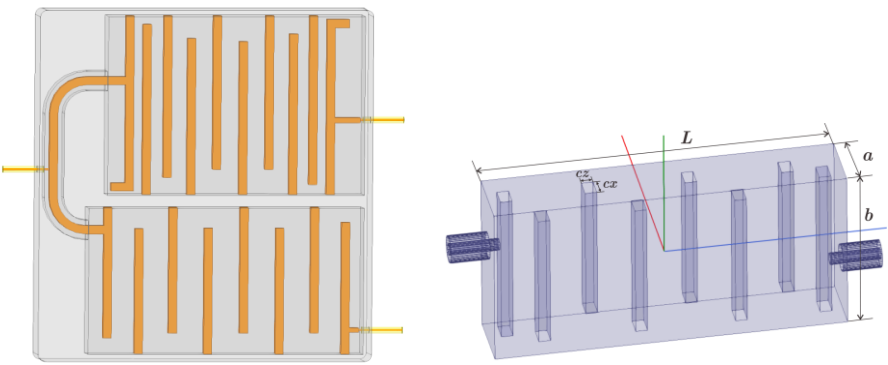
Таким образом, актуальной является разработка диплексеров для современных базовых станций мобильной связи. Ключевыми требованиями, предъявляемыми к данному классу пассивных компонентов, являются малые вносимые потери, высокая входная мощность, высокое согласование в полосах пропускания, высокая изоляция каналов, низкий уровень интермодуляционных искажений.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

2. Исследуемая модель

В данной работе исследована новая конструкция диплексера для работы в диапазонах мобильной связи 690-862/880-960 МГц. Исходя из того, что ширина нижней полосы частот достаточно велика (22%), в качестве канальных фильтров были использованы фильтры на встречных стержнях [1]. Потенциал данной конструкции позволяет реализовать полосно-пропускающие фильтры как с узкой, так и с широкой полосой (до 30% и более).

Предложенная новая конструкция диплексера (рис. 1,а) характеризуется простотой и технологичностью, относительно компактными размерами. Она состоит из верхней и нижней крышек с выемками, образующими корпус диплексера, и металлической вставки, на которой расположены гребневые структуры обоих фильтров и коаксиальный делитель мощности с коаксиалом квадратного сечения. Порты диплексера – стандартные 50-омные коаксиальные разъемы. Диплексер не содержит подстроечных элементов. Исходя из требований к крутизне фронтов фильтров, ширине рабочих диапазонов, фильтр нижнего диапазона был реализован на 10 гребнях, фильтр верхнего диапазона – на 8 гребнях (входной и выходной гребни играют роль согласующих элементов).



а) б)

Рис. 1. Конструкция диплексера: а) 3D модель диплексера, б) 3D модель фильтра.

Fig. 1. The diplexer model: a) 3d model of diplexer, b) 3D model of filter.

Компьютерное проектирование диплексера осуществлялось в несколько этапов. На первом этапе были отдельно оптимизированы канальные фильтры (рис. 1,б). Электродинамический анализ и оптимизация

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

фильтров и диплексера осуществлялись на основе метода конечных элементов, реализованного в пакете электродинамического моделирования Ansys HFSS [2]. При этом конструкция отдельных фильтров имеет поперечную плоскость симметрии, проходящую через центр фильтра.

На следующем этапе исследовалась модель всего диплексера. Для увеличения числа степеней свободы на этом этапе размеры всех гребневых секций менялись независимо. Предложенная конструкция диплексера имеет продольную плоскость симметрии, что позволяет существенно сократить время счета при оптимизации.

3. Экспериментальные и теоретические результаты

В результате оптимизации диплексера в полосах пропускания 690-862/ 880-960 МГц были достигнуты значения КСВ = 1.2, изоляция каналов получилась не хуже -25 дБ (рис. 2). Изготовлен и экспериментально исследован макет диплексера. Изготовленный прототип имеет некоторые погрешности изготовления, влияющие на частотную характеристику. Поэтому, фактические размеры диплексера были внесены в модель. Полученные результаты эксперимента и модели хорошо согласуются между собой (рис. 3).

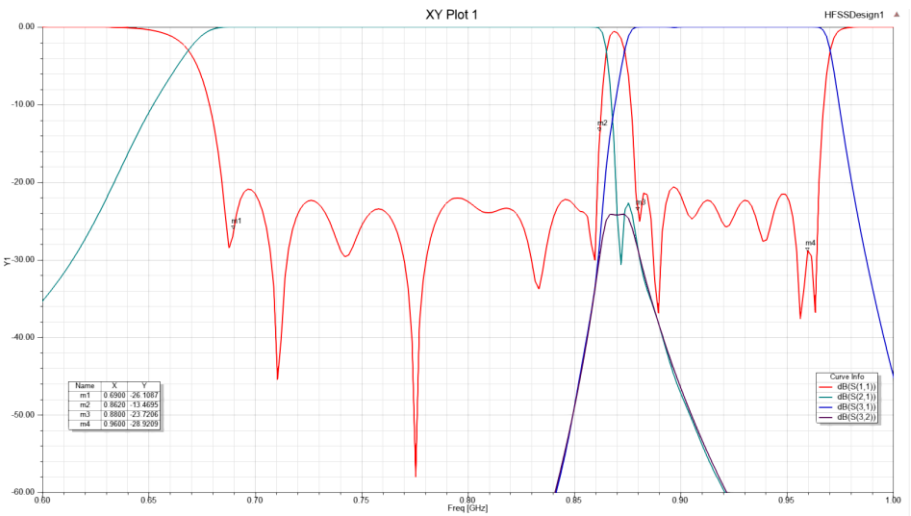


Рис. 2. Расчетная частотная характеристика диплексера

Fig. 2. Calculated frequency dependence of the diplexer

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

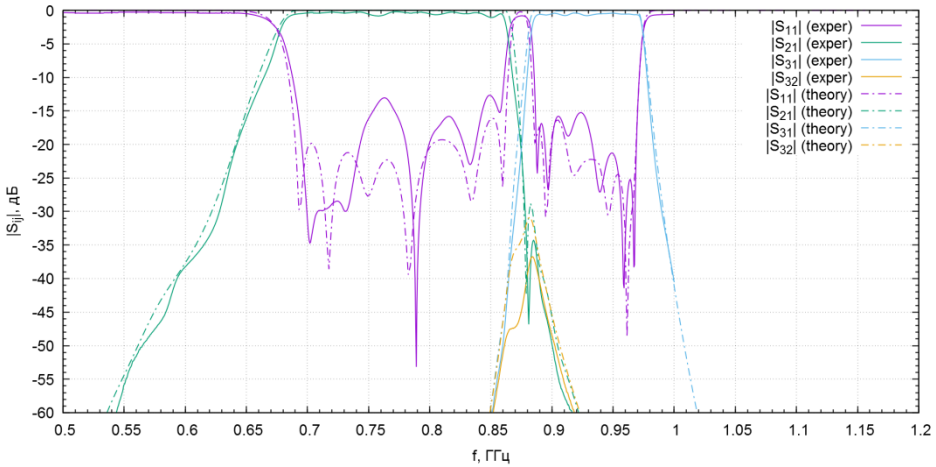


Рис. 3. Расчетная и измеренная характеристики экспериментального образца

Fig. 3. Calculated and measured frequency dependence of the fabricated prototype

Измеренные потери диплексера в полосах пропускания составляют в среднем около -0.8 дБ. Численные расчеты, проведенные с учетом конечной проводимости металлических стенок, а также наличие шероховатостей стенок показали очень хорошее совпадение с экспериментом, что позволяет осуществлять разработку с одним циклом моделирования. Снижение потерь может быть достигнуто в результате покрытия серебром внутренней поверхности диплексера, уменьшения ее шероховатости, улучшения качества электрического контакта между корпусом диплексера и вкладышем.

4. Заключение

В работе предложена конструкция диплексера радиочастотного диапазона для систем мобильной связи. Предложенная конструкция диплексера реализована на основе фильтров на встречных стержнях и содержит коаксиальный делитель мощности. Расчетные значения КСВ в полосах пропускания составляют 1.2, изоляция каналов равна -25 дБ. Конструкция рассмотренного диплексера обладает относительной простотой и технологичностью. Сравнение расчетных и экспериментальных характеристик показывает их хорошее совпадение, что подтверждает точность использованной методики проектирования. Предложенная конструкция может быть использована и в более высоких диапазонах частот.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Список литературы

[1] Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т2. Москва, 1971. 496 с.

[2] https://www.ansys.com

References

[1] Matthaei G.L., Young L., Jones E.M.T. Microwave filters, impedance-matching networks and coupling structures. V.2. McGraw-Hill, New York, 1969. 496 p.

[2] https://www.ansys.com

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

Computer simulation of an elliptic filter on resonance diaphragms in a rectangular waveguide

S. V. Krutiev, V. V. Zemlyakov, A. B. Kleschenkov[1]
[1]*Southern Federal University, Faculty of Physics, Rostov-on-Don, Russia*
Sergey-kryt@yandex.ru

Abstract: *The synthesis of waveguide band-pass elliptical filters is realized. The thin transverse resonance diaphragms with an aperture in the form of a rectangular window with two metal L-shaped ridges are used as resonators of the filter. The electrodynamic problem of calculating the complex conductivity of the diaphragm is solved. An equivalent circuit of the resonant diaphragm is proposed and the correspondence between the geometric dimensions of its aperture and the parameters of the circuit is determined. The synthesis results of an elliptic filter for a rectangular waveguide WR137 with pass-band of 7.5% and length of 34 mm are presented.*

Keywords: *filter, elliptic filter, waveguide, resonance diaphragms, electrodynamic analysis.*

Компьютерное моделирование эллиптического фильтра на резонансных диафрагмах в прямоугольном волноводе

С. В. Крутиев, В. В. Земляков, А. Б. Клещенков[1]
[1] *Южный федеральный университет, физический факультет, Ростов-на-Дону, Россия*
Sergey-kryt@yandex.ru

Аннотация: *Реализован синтез волноводных полосно-пропускающих эллиптических фильтров. В качестве резонаторов фильтра использованы тонкие плоскопоперечные резонансные диафрагмы с апертурой в виде прямоугольного окна с двумя металлическими L-образными гребнями. Решена электродинамическая задача расчета комплексной проводимости диафрагмы. Предложена эквивалентная схема резонансной диафрагмы и установлено соответствие геометрических размеров ее апертуры параметрам схемы. Представлены результаты синтеза эллиптического фильтра для прямоугольного волновода WR137 с полосой пропускания 7.5% и продольным размером 34 мм.*

Ключевые слова: фильтр, эллиптический фильтр, волновод, электродинамический анализ, резонансная диафрагма.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

1. Введение

Волноводные СВЧ-фильтры находят широкое применение в современных системах локации и связи, особенно в сантиметровом и миллиметровом диапазонах [1-4] благодаря малым потерям и большой передаваемой мощности. Основным недостатком волноводных фильтров являются их значительные габаритные размеры и вес. Для решения данной проблемы можно использовать переход от классических объемных резонаторов к плоскопоперечным резонаторам, реализованным чаще всего с помощью тонких металлических резонансных диафрагм. В этом случае диафрагма может быть представлена эквивалентной схемой колебательного контура. Для стандартной тонкой волноводной резонансной диафрагмы с прямоугольным окном эквивалентной схемой является параллельный колебательный контур, включенный параллельно в длинную линию. Недостатком такого резонатора является малая доступная добротность, что существенно ограничивает его применение при построении узкополосных фильтров и фильтров с высокой избирательностью. Для повышения добротности могут использоваться либо несколько прямоугольных окон в одной диафрагме [1, 2], либо окно со сложной, U- или C-образной, апертурой [2, 3]. При этом, эквивалентная схема такой диафрагмы в рабочем диапазоне частот волновода по-прежнему будет представляться параллельным колебательным контуром.

При синтезе полосно-пропускающего фильтра чаще всего используется лестничная эквивалентная схема, которая может быть преобразована в схему последовательно расположенных параллельных колебательных контуров, соединенных инверторами сопротивлений [5, 6]. Используя данный подход можно синтезировать, например, полосно-пропускающий фильтр Чебышева ли Батерворта, однако для повышения избирательности наиболее предпочтительно использовать эллиптические фильтры [7], обладающие пульсациями амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) не только в полосе пропускания, но и в полосе заграждения. Появление нулей в АЧХ фильтра обеспечивается, например, использованием в эквивалентной схеме фильтра последовательных колебательных контуров, включенных параллельно в длинную линию [6], что заметно усложняет топологию волноводного фильтра или вообще не позволяет его практическую реализацию.

В работах [4, 8] было показано, что тонкая волноводная резонансная диафрагма с апертурой в виде прямоугольного окна с двумя центрально-симметричными L-образными металлическими гребнями обладает АЧХ, в которой одновременно наблюдаются частоты полного пропускания и полного отражения, что говорит о более сложной эквивалентной схеме такой диафрагмы и о присутствии как параллельного, так и последовательного колебательного контура.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

Целью данной работы является построение и анализ эквивалентной схемы тонкой волноводной резонансной диафрагмы с апертурой в виде прямоугольного окна с двумя центрально-симметричными L-образными металлическими гребнями, а также разработка алгоритма синтеза на ее основе простого и компактного полосно-пропускающего эллиптического фильтра.

2. Синтез эллиптического фильтра

Как было сказано выше, эллиптический фильтр или фильтр Кауэра – это фильтр, обладающий пульсациями амплитудно-частотной характеристики как в полосе пропускания, так и полосе заграждения. Величина пульсаций в каждой из полос независима друг от друга. Отличительной особенностью такого фильтра является очень крутой спад амплитудной характеристики, поэтому с помощью этого фильтра можно достигать более эффективного разделения частот, чем с помощью других линейных фильтров. Амплитудно-частотная характеристика эллиптического фильтра-прототипа низких частот является функцией круговой частоты ω и задаётся следующим выражением [7]:

$$K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2 R_n^2(\xi, \omega/\omega_0)}}, \quad (1)$$

где Rn – рациональная эллиптическая функция n-го порядка, ω_0 – частота среза, ε – показатель пульсаций, ξ – показатель селективности.

Значение показателя пульсаций ε определяет пульсации в полосе пропускания, пульсации же в полосе подавления зависят как от показателя пульсаций, так и от показателя селективности ξ.

Используя программу Nuhertz Filter Solutions, рассчитаем эквивалентную электрическую схему эллиптического фильтра третьего порядка с полосой пропускания 7.5% и уровнем затухания в полосе пропускания -20 дБ (см. рис. 1*a*). Перейдем из ступенчатой схемы к схеме последовательно-параллельных колебательных контуров, включенных параллельно в длинную линию (см. рис. 1*b*). При этом в последнем варианте в схему необходимо включить инверторы сопротивлений, роль которых для волноводного фильтра могут сыграть четвертьволновые отрезки волновода. Амплитудно-частотная характеристика синтезированного фильтра приведена на рис. 2 ($|S_{21}|$ – сплошная линия, $|S_{11}|$ – пунктирная линия) до преобразования частот с учетом модовой дисперсии волновода.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

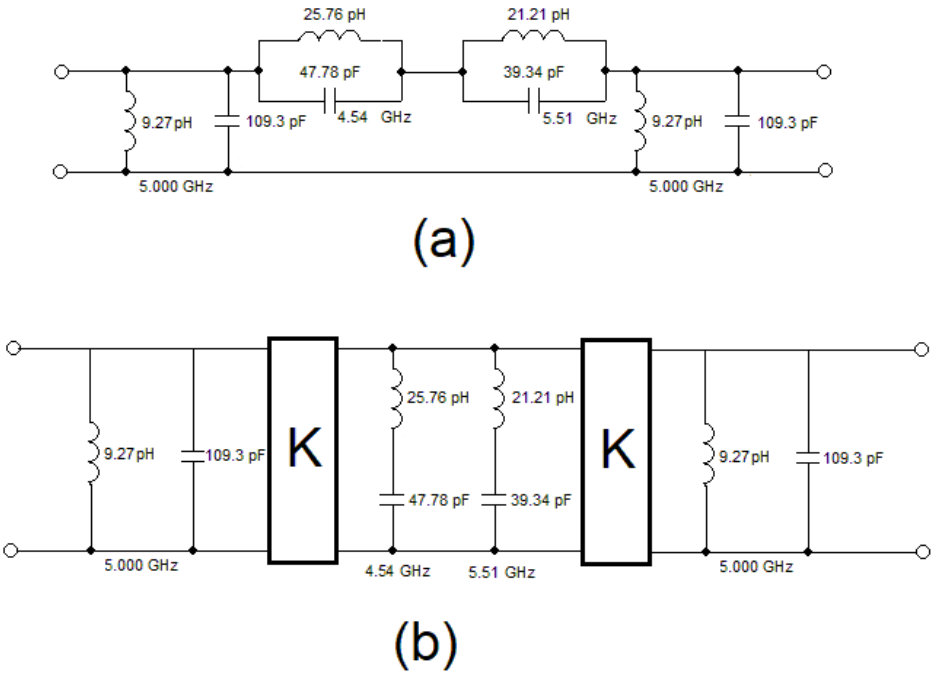


Рис. 1. Эквивалентная схема эллиптического фильтра

Поскольку рассматриваемая в данной работе тонкая диафрагма может при определенных размерах ее аппретуры играть роль как последовательного, так и параллельного колебательного контура, то будем использовать ее для реализации, построенной АЧХ фильтра.

Крайние резонаторы схемы фильтра представляют собой параллельные колебательные контура, а два внутренних резонатора – последовательные, причем, поскольку они непосредственно соединяются друг с другом, то могут располагаться в волноводе в одном поперечном сечении, а, следовательно, могут быть реализованы в рамках одной резонансной диафрагмы. Зависимость мнимой части нормированной проводимости от частоты для такой диафрагмы приведена на рис 3 и имеет два разрыва в нулях АЧХ фильтра (см. рис. 2) и ноль в центре его полосы пропускания

Для обеспечения двух различных последовательных резонансов в одной диафрагме предлагается использовать вместо симметричных L-образных гребней гребни различного размера.

Результаты синтеза волноводного полосно-пропускающего фильтра, синтезированного по вышеизложенной методике приведены на рис. 3 ($|S_{21}|$

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

– сплошная линия, $|S_{11}|$ – пунктирная линия) в сравнении с результатами измерений (маркеры) изготовленного фильтра-прототипа, представленного на рис. 4 (*a* – крайние диафрагмы, *b* – центральная диафрагма, *c* – все элементы фильтра включая четвертьволновые отрезки прямоугольного волновода и коаксиально-волноводные переходы). Продольный размер фильтра составил 34 мм, что соответствует 0.75 рабочей длины волны.

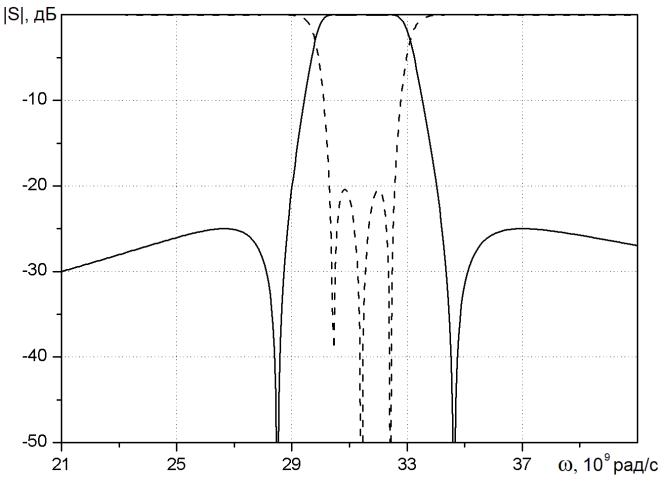


Рис. 2. АЧХ эллиптического фильтра-прототипа

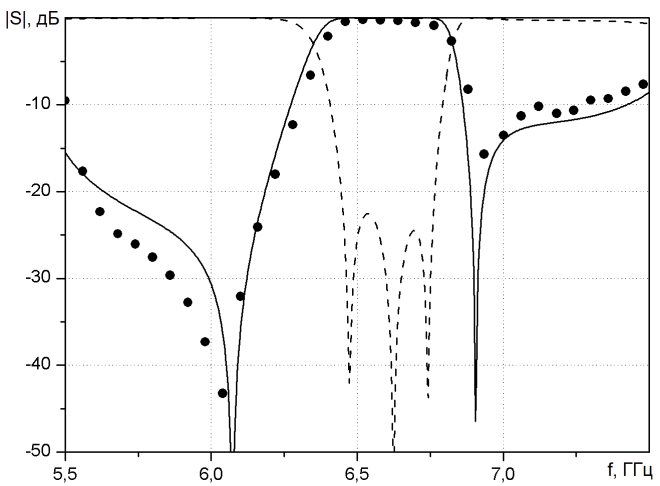


Рис. 3. АЧХ волноводного фильтра в сравнении с результатами эксперимента

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

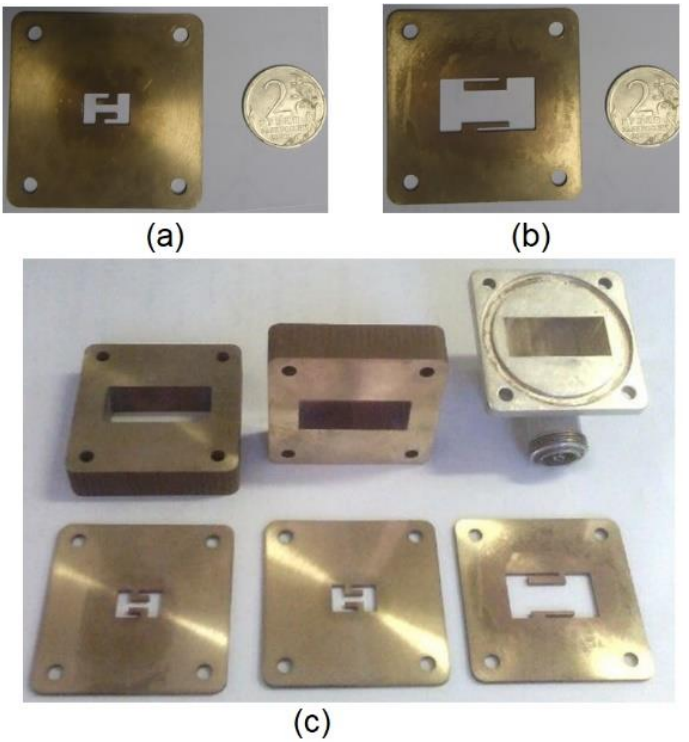


Рис. 4. Элементы волноводного эллиптического фильтра на сложных диафрагмах

Как видно из рис. 3 предложенный алгоритм синтеза обеспечивает хорошую аппроксимацию теоретической зависимости АЧХ эллиптического фильтра.

3. Заключение

Представленные результаты иллюстрирую возможность использования тонкой волноводной резонансной диафрагмы с апертурой в виде прямоугольного окна с двумя L-образными металлическими гребнями в качестве последовательных и параллельных резонаторов при синтезе волноводных эллиптических фильтров. При этом удается описать данную диафрагму эквивалентной электрической схемой и установить соответствие между ее геометрическими размерами и параметрами схемы. Предложенный алгоритм позволяет синтезировать достаточно компактные устройства, например, для прямоугольного волновода WR 137 продольный размер трехкаскадного эллиптического фильтра составил всего 34 мм.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Список литературы

[1.] Stefanovski S.L., Potrebi M.M., Toši D.V. A novel design of dual-band bandstop waveguide filter using split ring resonators // Journal of Optoelectronics and Advanced Materials, 2014, V. 16, N. 3–4, pp. 486–493.

[2.] Kirilenko A.A., Rud L.A., Senkevich S. Spectral Approach to the Synthesis of Bandstop Filters // IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique, 1994, V. 42, N. 7, pp. 1387–1392.

[3.] Bahrami H, Hakkak M. Analysis and Design of Highly Compact Bandpass Waveguide Filter Utilizing Complementary Split Ring Resonators (CSRR) // Progress In Electromagnetics Research, 2008, V. 80, pp. 107–122.

[4.] Земляков В.В., Заргано Г.Ф., Крутиев С.В. Волноводный полосно-пропускающий фильтр на сложных резонансных диафрагмах // Радиотехника и электроника, 2015, Т. 60, № 12, с. 1231-1236

[5.] Zemlyakov V.V., Zargano G.F., Krutiev S.V. Waveguide bandpass filter on complex resonance diaphragms // Journal of Communications Technology and Electronics, 2015, V. 60, N. 12, pp. 1305–1310.

[6.] Hinojosa J, Quesada-Pereira FD2, Bozzi M, Alvarez-Melcon A. Efficient optimization-oriented design methodology of high-order 3-D filters using 2-D and 3-D electromagnetic simulators. International Journal of Circuit Theory and Applications Oct. 2015; 43(10):1431–1445.

References

[1.] Stefanovski S.L., Potrebi M.M., Toši D.V. A novel design of dual-band bandstop waveguide filter using split ring resonators // Journal of Optoelectronics and Advanced Materials, 2014, V. 16, N. 3–4, pp. 486–493.

[2.] Kirilenko A.A., Rud L.A., Senkevich S. Spectral Approach to the Synthesis of Bandstop Filters // IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique, 1994, V. 42, N. 7, pp. 1387–1392.

[3.] Bahrami H, Hakkak M. Analysis and Design of Highly Compact Bandpass Waveguide Filter Utilizing Complementary Split Ring Resonators (CSRR) // Progress In Electromagnetics Research, 2008, V. 80, pp. 107–122.

[4.] Countrymen V. V., Zargano G. F., Krutikov S. V. Waveguide band-pass filter on complex resonance diaphragms / / radio engineering and electronics, 2015, Vol. 60, № 12, p. 1231-1236

[5.] Zemlyakov V.V., Zargano G.F., Krutiev S.V. Waveguide bandpass filter on complex resonance diaphragms // Journal of Communications Technology and Electronics, 2015, V. 60, N. 12, pp. 1305–1310.

[6.] Hinojosa J, Quesada-Pereira FD2, Bozzi M, Alvarez-Melcon A. Efficient optimization-oriented design methodology of high-order 3-D filters using 2-D and 3-D electromagnetic simulators. International Journal of Circuit Theory and Applications Oct. 2015; 43(10):1431–1445.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Синтез цилиндрических фокусирующих устройств с неоднородным диэлектрическим заполнением

[1]Донец И.В., [1]Лерер А.М., [2]Следков В.А., [3]Цветковская С.М.
[1] *Южный федеральный университет*
г. Ростов-на-Дону, 344006, Российская Федерация
lerer@sfedu.ru
[2] *Компания «Азимут»*
г. Гуанчжоу, Китайская Народная Республика
[3] *Донской государственный технический университет*
г. Ростов-на-Дону, 344000, Российская Федерация

Аннотация: *Разработаны два метода электродинамического анализа цилиндров с неоднородным вдоль радиуса диэлектрическим заполнением. Эти методы обладают высокой точностью и небольшими требуемыми вычислительными ресурсами. Сделано сравнение экспериментальных и теоретических диаграмм направленности. Проведен синтез цилиндрических фокусирующих устройств.*

Ключевые слова: синтез, неоднородное диэлектрическое заполнение, фокусирующие устройства.

1. Введение

Цилиндрическое фокусирующее устройство является цилиндрическим аналогом сферической линзовой антенны, анализу которой посвящено большое число работ [1],[2],[3],[4].

На основе цилиндрического фокусирующего устройства делаются цилиндрические антенны [5].

Дифракция на цилиндре является ключевой задачей классической электродинамики, которую можно решать методом разделения переменных [6] или методом объемного интегрального уравнения [7].

2. Исследуемая модель

Объектами исследования являются: неоднородные диэлектрические цилиндры с поперечным сечением круг и сектор круга.

Реализованы два метода электродинамического анализа цилиндров с неоднородным вдоль радиуса диэлектрическим заполнением. Согласно

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

первому методу неоднородное вдоль радиуса кругового цилиндра диэлектрическое заполнение аппроксимируется вложенными друг в друга трубчатыми цилиндрами с однородным диэлектрическим заполнением. Этот метод был применен для цилиндра с круговым поперечным сечением. Согласно второму методу решается объемное интегральное уравнение методом коллокации с регуляризацией. Этот метод был применен также для цилиндра с круговым поперечным сечением сектор круга.

Метод разделения переменных.

Рассмотрим цилиндр, содержащий N слоев диэлектрических слоев, внешний слой с номером N – полубесконечный. Из него падает волна. Радиус слоя с номером n - r_n. Нумерации слоев снаружи внутрь. Излучатель – нить с электрическим и магнитным током, имеющая заданную диаграмму направленности. Координаты излучателя . $(-x_0, 0)$. Е-поляризация – вектор напряжённости электрического поля параллелен оси цилиндра, Н-поляризация – поперек. Введем обозначения:

$$U(r,\phi)=\begin{cases} E_z,\ E-поляризация; \\ H_z,\ H-поляризация; \end{cases} \quad \zeta=\begin{cases} 1/\mu, E-поляризация; \\ 1/\varepsilon, H-поляризация; \end{cases}$$

Решение уравнения Гельмгольца для волны с m вариациями по азимуту представим в виде:

во внутренней области n=1

$$U_{1,m}(r)=K_m B_{1,m} J_m(\chi_1 r)/J_m(\chi_1 r_1)=K_m B_{1,m}\Phi^-_{1,m}(r);$$

во внешней области n=N

$$U_{N,m}(r)=A_{N,m} H^{(2)}_m(\chi_N r)/H^{(2)}_m(\chi_N r_{N-1})=A_{N,m}\Phi^+_{N,m}(r);$$

во внутренних областях $1<\dot{n}<N$

$$U_{n,m}(r)=K_m\left[B_{n,m}\Phi^-_{n,m}(r)+C_{n,m}\Phi^+_{n,m}(r)\right],$$

где $\chi_n=k\sqrt{\varepsilon_n}$, $K_m, A_{1,m}, A_{N,m}, B_{n,m}, C_{n,m}$ - неизвестные коэффициенты, $J_m(\chi_n r)$, $H^{(2)}_m(\chi_N r)$ - функции Бесселя.

$$\Phi^-_{n,m}(r)=\frac{\mathrm{Y}_{m,r}(r,r_{n-1})}{\mathrm{Y}_{m,n}(r_n,r_{n-1})},\quad \Phi^+_{n,m}(r)=\frac{\mathrm{Y}_{m,n}(r,r_n)}{\mathrm{Y}_{m,n}(r_{n-1},r_n)},$$

$\mathrm{Y}_{m,n}(r_1,r_2)=J_m(\chi_n r_1)N_m(\chi_n r_2)-J_m(\chi_n r_2)N_m(\chi_n r_1)$. Введенные функции $\Phi^{\pm}_{n,m}(r)$ удовлетворяют условиям

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$\Phi_{n,m}^{-}(r_n)=1,\ \Phi_{n,m}^{+}(r_n)=0,\ \ \Phi_{n,m}^{-}(r_{n-1})=0,\ \Phi_{n,m}^{+}(r_{n-1})=1.$

Эти условия облегчают сшивание полей на границе раздела слоев. Удовлетворив граничным условиям, получим рекуррентную схему для нахождения неизвестных коэффициентов.

Метод интегрального уравнения.

Поперечное сечение цилиндра – сектор кольца $|\phi|\le\phi_s,\phi_s\le\pi$ с внешним радиусом R_2 и внутренним - R_1. Источник имеет координаты $(-x_0-R_2,0)$. Интегральное уравнение для Е-поляризации

$$U(r,\phi)=U^{ext}(r,\phi)++k^2\int_{R_1}^{R_2}\left[\varepsilon(r')-1\right]r'dr'\int_{-\phi_s}^{\phi_s}U(r',\phi')\,g(r,\phi,r',\phi')\,d\phi'$$

Функция Грина (ФГ)

$$g(r,\phi,r',\phi')==-\frac{i}{4}H_0^{(2)}\left(k\sqrt{r^2+r'^2-2rr'\cos(\phi-\phi')}\right).$$

Разложим ФГ в ряд Фурье

$$g(r,\phi,r',\phi')=-\frac{i}{2}\sum_{m=0}^{\infty}\frac{\cos m\phi'\cos m\phi}{(1+\delta_m)}G_m(r,r'),$$

где $G_m(r,r')=\begin{cases}J_m(kr')H_m^{(2)}(kr),r'\le r,\\ J_m(kr)H_m^{(2)}(kr'),r\le r'.\end{cases}$ Решение ищем в виде

$U(r',\phi')=\sum_{\mu'=0}^{M_\phi}\cos\alpha_{\mu'}\phi' V_\mu(r'),\alpha_{\mu'}=\frac{\pi}{\phi_s}\mu'$, где $V_\mu(r')$ - неизвестные функции, $\mu=0,1,..M_\varphi,\nu=1,..M_\nu$. Решаем интегральное уравнение методом коллокации. В результате получаем бесконечную СЛАУ, которую решаем методом редукции, то есть ограничиваем числа M_ϕ, M_ν. Как правило $M_\phi=10,\ M_\nu=12$.

3. Практические результаты

С целью проверки получаемых результатов был проведен эксперимент. Был взят цилиндр диаметром 200 мм с однородной диэлектрической

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

проницаемостью 1.7. Внешняя стенка цилиндра имеет толщину 0.7 мм и проницаемость 4.3. Цилиндр облучался антенной имеющей поляризацию вектора E вдоль цилиндра с шириной главного лепестка ДН по уровню -3дБ приблизительно 60 градусов.Облучающая антенна моделировалась нитью тока расположенной вдоль оси цилиндра на расстоянии 21 и 25 мм. Диаграмма направленности нити задавалась гауссовой кривой с такой же шириной главного лепестка.Результаты представлены на рис.2 (эксперимент) и рис.3 (теория).

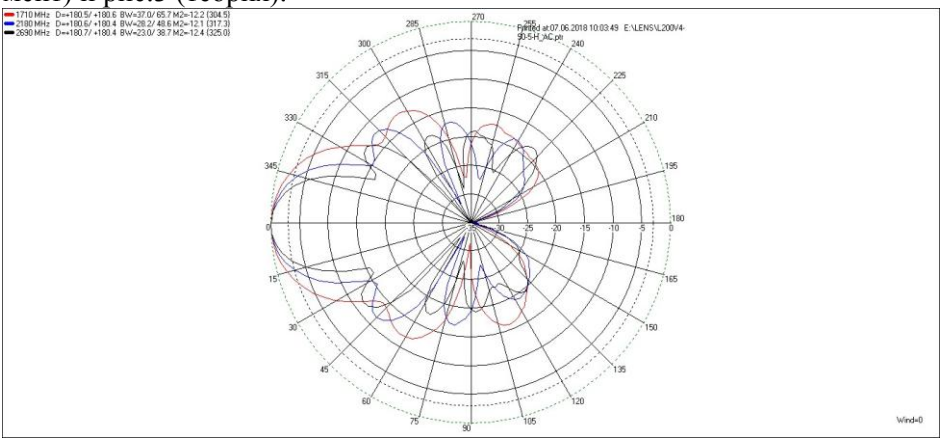


Рис. 2. Измеренная ДН. Красная кривая соответствует частоте 1710 МГц, синяя – 2180 МГц, черная 2690 МГц.

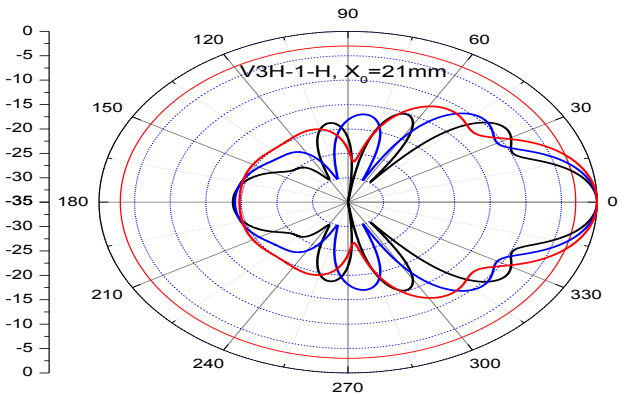


Рис. 3. Рассчитанная ДН. X_0=21 мм. Красная кривая соответствует частоте 1710 МГц, синяя – 2180 МГц, черная 2690 МГц.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Как видно из рисунков 2 и 3 форма основного лепестка ДН повторяется в теории и эксперименте. Вне основного лепестка теоретические кривые приблизительно на 5 дБ выше, чем экспериментальные.

4. Заключение

Создано быстродействующее программное обеспечение электродинамического анализа дифракции цилиндрической волны на неоднородном цилиндрическом фокусирующем устройстве. Благодаря высокому быстродействию и точности ПО стало возможным синтезирование устройств по многим варьируемым параметрам. Синтезированы устройства с заданными диаграммами направленности. Проведено сравнение теоретических и экспериментальных результатов.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа поддержана Министерством науки и образования Российской Федерации (Грант №. 3.5398.2017/8.9).

Список литературы

[1] Shore R.A. Scattering of an Electromagnetic Linearly Polarized Plane Wave by a Multilayered Sphere // IEEE Antennas & Propag. Magazine. December 2015, P.69-116.

[2] Morgan S.P. Generalizations of spherically symmetric lenses // Antennas and Propagation, IRE Transactions on. 1959. October. Vol. 7. no. 4. P. 342–345.

[3] Braun E. Radiation characteristics of the spherical luneberg lens // Antennas and Propagation, IRE Transactions on. 1956. April. Vol. 4. no. 2. P. 132–138.

[4] Rhys T.A. The design of radially symmetric lenses // Antennas and Propagation, IEEE Transactions on. 1970. Jul. Vol. 18. no. 4. P. 497–506.

[5] US patent US 8,819,094 B2. Lensed Base Station Antennas.

[6] Никольский В.В., Никольская Т.И. Электродинамика и распространение радиоволн. – М.: Наука, 1989. 544 с. ISBN 5-02-014033-3.

[7] Р. Митра. Вычислительные методы в электродинамике. – М.: Мир, 1977. 487 с.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Electrodynamic modeling of the magnetoelectric structure of microwave switching devices

[1]Nikitin A.O., [2]Petrov R.V., [2]Havanova M.A., [2]Lavrova I.G., [2]Bichurin M.I.
[1]*OAO "OKB-Planeta"*
Veliky Novgorod, 173000, Russian Federation
nikitinAO@okbplaneta.ru
[2]*Institute of Electronic and Information Systems*
of Novgorod State University n.a. Yaroslav-the-Wise
Veliky Novgorod, 173003, Russian Federation
Roman.Petrov@novsu.ru

Abstract: *The results of mathematical modeling the process of microwave electromagnetic field propagation in the composite magnetoelectric structure are presented. The dependences of the propagation constant and the magnetic susceptibility tensor on the value of the constant electric field are obtained. The possibility of magnetoelectric control of switching devices is determined.*

Keywords: *magnetolectric effect, tensor of magnetic susceptibility, electromagnetic field propagation in ferrite media*.

Электродинамическое моделирование магнитоэлектрической структуры устройств СВЧ коммутации

[1]Никитин А.О., [2]Петров Р.В., [2]Хаванова М.А., [2]Лаврова И.Г., [2]Бичурин М.И.
[1] *ОАО «ОКБ-Планета»*
г. Великий Новгород, 173000, Российская Федерация
nikitinAO@okbplaneta.ru
[2] *Институт электронных и информационных систем*
Новгородского государственного университета имени Ярослава Мудрого
г. Великий Новгород, 173003, Российская Федерация
Roman.Petrov@novsu.ru

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

Аннотация: *Представлены результаты математического моделирования процесса распространения высокочастотного электромагнитного поля в композиционной магнитоэлектрической структуре. Получены зависимости постоянной распространения, а также тензора магнитной восприимчивости от величины постоянного электрического поля. Определена возможность магнитоэлектрического управления устройствами СВЧ коммутации.*

Ключевые слова: магнитоэлектрический эффект, тензор магнитной восприимчивости, распространение электромагнитного поля в ферритовых материалах.

1. Введение

Электродинамическое моделирование, на сегодняшней день, является важным инструментом исследователя-разработчика СВЧ техники, благодаря возможности всестороннего рассмотрения и изучения процессов, протекающих в исследуемых средах. Основные теоретические положения распространения электромагнитных волн в ферритовой среде изложены в фундаментальных работах [1,2], где были подробно описаны явления, сопутствующие распространению электромагнитного поля (ЭМП) в гиромагнитных средах, таких, как ферромагнитный резонанс. Однако нескончаемый процесс научно-технического развития, породивший ряд новых эффектов, к одним из которых можно отнести магнитоэлектрический (МЭ) эффект, побудил необходимость проведения дальнейших исследований в данной области.

В работе рассматривается задача распространения СВЧ электромагнитного поля в магнитоэлектрической композиционной структуре.

2. Распространение ЭМП в исследуемой структуре

Исследуется сложная, композиционная структура, состоящая из: слоев гадолиний-галлиевого граната (ГГГ), иттрий-железистого граната (ИЖГ), титаната-цирконата свинца (ЦТС).

Слой ГГГ, используемый в качестве подложки, не обладает выраженными магнитными свойствами, и его использование продиктовано близостью константы его решетки к константе ИЖГ. ЦТС – пьезоэлектрический материал, применяемый для управления магнитными свойствами ИЖГ посредством электрического поля. Существенное взаимодействие с внешним полем имеет место лишь в области электромеханического резонанса (на частотах от нескольких Гц до нескольких МГц), и, таким образом, на СВЧ имеет смысл переход на скалярный характер диэлектрической проницаемости. Основное же влияние на распространение сверхвысокочастотного

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ЭМП в исследуемой МЭ структуре будет оказывать слой ИЖГ, так как данный материал относится к классу ферримагнетиков, с существенной зависимостью магнитной восприимчивости от величины приложенного постоянного магнитного поля. Запишем выражение, связывающее магнитные и электрические поля, намагниченность и поляризацию в МЭ-композите [4], где магнитная восприимчивость ферромагнитного слоя будет играть основную роль при распространении СВЧ поля в МЭ-структуре:

$$\mathbf{P} = \chi^{E}\mathbf{E} + \chi^{EM}\mathbf{H}, \quad \mathbf{M} = \chi^{ME}\mathbf{E} + \chi^{M}\mathbf{H}, \qquad (1)$$
$$\chi^{ME} = -2\chi^{M} M_0 \left(B_{15} + 2b_{44}E_0\right),$$

где **P** – электрическая поляризация, **M** – намагниченность, **E** и **H** – внешние электрические и магнитные поля, χ^{E} и χ^{M} – электрическая и магнитная восприимчивости, χ^{EM} и χ^{ME} – МЭ-восприимчивость, M_0 – намагниченность насыщения B_{15} и b_{44} – магнитоэлектрические константы. Также стоит заметить, что для поликристаллических ферритов в СВЧ диапазоне диэлектрическую проницаемость можно считать скалярной величиной.

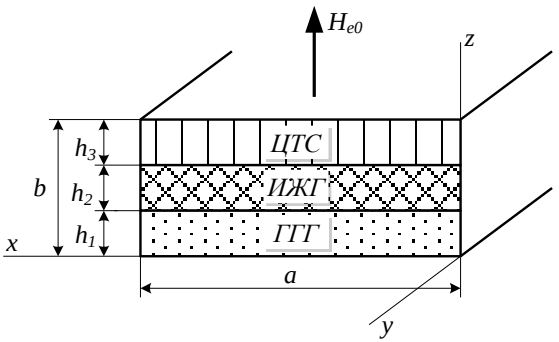


Рис. 1. Прямоугольный волновод, заполненный исследуемой средой

Рассмотрим простую задачу, в которой прямоугольный волновод полностью заполнен исследуемым МЭ композитом (Рис. 1) таким образом, что структура лежит в плоскости *xy*, а вектор постоянного магнитного поля совпадает с осью *z*. Тогда, проводя параллель с задачей распространения плоских волн в прямоугольном волноводе, заполненном поперечно-намагниченной гиротропной средой [2], в силу граничных условий может распространяться только $\mathbf{TE_{n0}}$-волна. Для получения выражения постоянной распространения которой воспользуемся методом эффективной среды [6], т.е. осуществим переход от $\boldsymbol{\varepsilon}$ к $\boldsymbol{\varepsilon_{eff}}$:

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

$$\varepsilon_{eff}^{-1} = \sum_{j=1}^{3} \frac{\delta_j}{\varepsilon_j}, \quad \delta_j = \frac{h_j}{b}, \tag{2}$$

где δ_j – доли общего объема, занимаемого слоями; h_j и ε_j – толщина и диэлектрическая проницаемость слоев соответственно; b – толщина МЭ-структуры. Тогда постоянная распространения, если пренебречь затуханием, примет вид:

$$k_y = \left[k_0^{\,2} \mu_\perp \left(\frac{\varepsilon_1 \varepsilon_2 \varepsilon_3 b}{\varepsilon_2 \varepsilon_3 h_1 + \varepsilon_1 \varepsilon_3 h_2 + \varepsilon_1 \varepsilon_2 h_3} \right) - (n\pi / a)^2 \right]^{1/2}, \tag{3а}$$

$$\mu_\perp = \mu - \frac{\mu_a^2}{\mu} = \frac{(\omega_H + \omega_M)^2 - \omega^2}{\omega_\perp^2 - \omega^2}, \ \omega_\perp = \sqrt{\omega_H (\omega_H + \omega_M)} \tag{3б}$$

где $\mu_\perp$ - эффективная магнитная проницаемость МЭ-среды для случая поперечного намагничивания [2], $\omega_H = \gamma H_o$, $\omega_M = \gamma 4\pi M_0$, $4\pi M_0$ – намагниченность насыщения. Как видно из (3б) условием резонанса будет: $\omega_\perp = \omega$, тогда резонансное поле находится путем решения квадратного уравнения:

$$H_{0\perp}^2 + \frac{\omega_M}{\gamma} H_{0\perp} - \frac{\omega^2}{\gamma^2} = 0, \text{ т.е. } H_{0\perp} = \frac{1}{2\gamma} \left(-\omega_M + \sqrt{\omega_M^2 + 4\omega^2} \right) \tag{4}$$

Зависимость эффективной магнитной проницаемости МЭ-структуры от постоянного поля для частоты переменного поля 9,0 ГГц, представлена на рисунке 2.

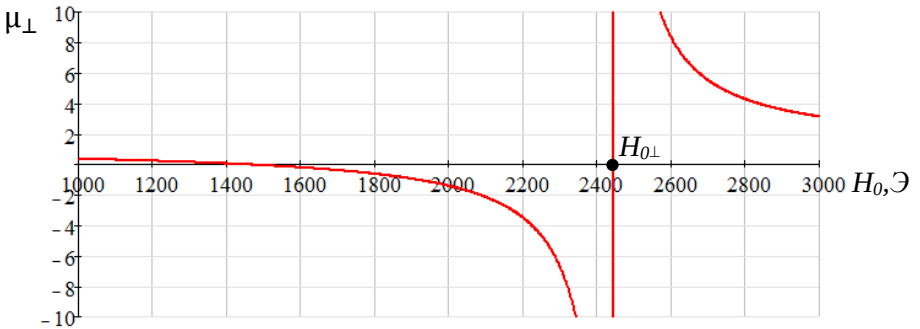


Рис. 2. Зависимость эффективной проницаемости МЭ-композита от постоянного магнитного поля для частоты 9,0 ГГц

Здесь важной для нас является область ферромагнитного резонанса (ФМР), в районе которого магнитная проницаемость принимает отрицательные значения $\mu_\perp<0$. В этом случае распространение простейших типов

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

волн в среде было бы невозможно, а в волноводе волна может распространяться, однако поле ее будет «выталкиваться» из областей, сильно взаимодействующих с ферритом, т.е. из областей с поляризацией магнитного поля близкой к правой круговой. Для случая частично заполненного волновода, поля для разных направлений распространения будут «прижиматься» к противоположным поверхностям пластины, что является одним из проявлений эффекта невзаимного смещения поля.

Вернемся к теории МЭ-эффекта, который заключается в индуцировании электрической поляризации при воздействии на материал внешнего магнитного поля, или индуцировании намагниченности при воздействии внешнего электрического поля (1). Для случая слоистой композитной структуры связь между электрическим и магнитным полями осуществляется за счет упругого взаимодействия. Тогда, основываясь на теории ФМР запишем выражение для компонент тензора магнитной проницаемости [2]:

$$\overleftrightarrow{\mu} = \begin{vmatrix} \mu_x & j\mu_a & 0 \\ -j\mu_a & \mu_y & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix},\ \mu_{x,y} = 1 + \frac{\omega_M \omega_{x,y}}{\omega_0^2 - \omega^2},\ \mu_a = \frac{\omega_M \omega}{\omega_0^2 - \omega^2},\ \omega_0^2 = \omega_x \omega_y, \quad (5)$$

$$\omega_x = \gamma\left(H_{e0} + M_0 \sum_i \left(N_y^i - N_z^i \right) \right),\ \omega_y = \gamma\left(H_{e0} + M_0 \sum_i \left(N_x^i - N_z^i \right) \right), \quad (6)$$

где H_{e0} – внешнее магнитное постоянное поле, $N^i_{x,y,z}$ – эффективные размагничивающие факторы анизотропии. Выражение в скобках представляет собой эффективное постоянное магнитное поле в среде. С учетом магнитной кристаллографической и магнитоупругой видов анизотропии, а также принимая во внимание нормальное намагничивание, совпадающее с осью z получим:

$$\omega_x = \gamma\left(H_{e0} - 4\pi M_0 + {2K_1}\big/{M_0} + M_0\left(N_y^E - N_z^E \right) \right), \quad (7)$$

$$\omega_y = \gamma\left(H_{e0} - 4\pi M_0 + {2K_1}\big/{M_0} + M_0\left(N_x^E - N_z^E \right) \right).$$

Здесь $N^E_{x,y,z}$ – эффективные размагничивающие факторы магнитоупругого взаимодействия, определяемые, как описано выше, МЭ-эффектом. А при условии сонаправленности электрического поля вдоль оси симметрии структуры, т.е. оси z [5]:

$$N_{x,y}^E - N_z^E = 2\left(\left(B_{31} - B_{33} \right) E_0 + \left(b_{31} - b_{33} \right) E_0^2 \right), \quad (8)$$

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

где E_0 – внешнее электрическое поле, а B_{ij} и b_{ij} – линейные и нелинейные МЭ-константы. Из (8) вытекает, что $\omega_x = \omega_y = \omega_0$, а, следовательно, $\mu_x=\mu_y=\mu$ и тогда для получения выражения для резонансного магнитного поля следует в (4) заменить $H_{0\perp}$ на выражение для эффективного постоянного поля в среде (7) с учетом (8), с переносом всех слагаемых кроме H_{e0} вправо:

$$H_{e0\perp} = \frac{1}{2\gamma}\left(-\omega_M + \sqrt{\omega_M^2 + 4\omega^2}\right) + 4\pi M_0 - {2K_1}/{M_0} - 2M_0\left((B_{31} - B_{33})E_0 + (b_{31} - b_{33})E_0^2\right) \quad (9)$$

Из выше приведенного следует, что при определенных значениях постоянного электрического поля, в предположении, что все остальные слагаемые эффективного магнитного поля (9) будут неизменны, для определенной частоты, через изменение резонансного поля может быть получено условие перехода постоянной распространения основной волны от мнимого значения к действительному, т. е. может быть реализован режим работы устройства, для которого характерно отсутствие в волноводе основного типа волн. Следовательно, возможно переключение между состоянием, когда есть распространение основной волны в волноводе и состоянием, когда распространение основной волны не происходит. И, таким образом, такая МЭ среда может быть использована для управления устройствами СВЧ коммутации с помощью электрического поля посредством МЭ-эффекта.

3. Заключение

В представленной работе проведено математическое моделирование процесса распространения высокочастотного электромагнитного поля для случая композиционной магнитоэлектрической структуры в устройствах СВЧ коммутации. Получены выражения, связывающие постоянное электрическое поле с постоянной распространения СВЧ электромагнитного поля и резонансным магнитным полем в полностью заполненном МЭ-композитом волноводе в случае нормального к его плоскости намагничивании. Если учитывать только МЭ-константу B_{ij} и беря во внимание рассчитанное значение $2M_0(B_{31} - B_{33}) = 0{,}1$ А/кВ, сдвиг резонансного магнитного поля композита будет составлять -100 А/см на каждые 1000 кВ/см.

Таким образом определена возможность управления устройствами СВЧ коммутации электрическим полем посредством МЭ-эффекта.

Источники финансирования и выражение признательности

Исследования проводились при финансовой поддержке гранта РФФИ 16-07-00510.

Список литературы

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[1] Лакс Б., Баттон К. Сверхвысокочастотные ферриты и ферримагнетики. М.: МИР, 1965. 675 с.

[2] Гуревич А.Г., Мелков Г.А. Магнитные колебания и волны. М.: Физматлит, 1994. 464 с.

[3] Бичурин М.И., Петров В.М., Филиппов Д.А., Сринивасан Г. Магнитоэлектрический эффект в композиционных материалах / НовГУ им. Ярослава Мудрого. Великий Новгород, 2005. - 226 с.

[4] Bichurin M.I., Petrov V.M., Petrov R.V., Bukashev F.I., Smirnov A.Yu. Electrodynamic analysys of strip line on magnetoelectric substrate // Proceedings of the Fourth International Conference on Magnetoelectric Interaction Phenomena in Crystals (MEIPIC-4) / Ferroelectrics, 2002, Vol. 280, pp. 203-209.

[5] Bichurin M.I., Petrov V.M., Kiliba Yu.V., Srinivasan G. Magnetic and magnetoelectric susceptibilities of a ferroelec-tric/ferromagnetic composite at microwave frequencies // Phys. Rev. B. 2002. Vol. 66. P. 134404 (1-10).

[6] Казанский В.Б., Туз В.Р., Хардиков В.В. Электродинамическая теория композитных сред: монография. – Х.: ХНУ имени В.Н. Каразина, 2015. – 220 с.

References

[1] Lax B., Batton K. [Microwave ferrites and ferrimagnets]. M.: MIR, 1965. 675 p

[2] Gurevich A.G., Melkov G.A. [Magnetic oscillations and waves]. M.: Fizmatlit, 1994. 464 p.

[3] Bichurin M.I., Petrov V.M., Filipov D.A., Srinivasan G. [Magnetoelectric effect in effect in composite materials] / NovGU n.a. Yaroslav-the-Wise. Veliky Novgorod, 2005. - 226 p.

[4] Bichurin M.I., Petrov V.M., Petrov R.V., Bukashev F.I., Smirnov A.Yu. Electrodynamic analysys of strip line on magnetoelectric substrate // Proceedings of the Fourth International Conference on Magnetoelectric Interaction Phenomena in Crystals (MEIPIC-4) / Ferroelectrics, 2002, Vol. 280, pp. 203-209.

[5] Bichurin M.I., Petrov V.M., Kiliba Yu.V., Srinivasan G. Magnetic and magnetoelectric susceptibilities of a ferroelec-tric/ferromagnetic composite at microwave frequencies // Phys. Rev. B. 2002. Vol. 66. P. 134404 (1-10).

[6] Kazansky V.B., Tuz V.R., Hardikov V.V. [Electrodynamic theory of composite media: monograph] – Kh.: KhNU n.a. Karazina V.N., 2015. – 220 p.

Acknowledgements

The studies were carried out with the financial support of grant RFFI 16-07-00510.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Influence of thin metal film on the characteristics of the piezoelectric resonator with lateral electric field based on piezoceramics PZT-19

[1]Zaitsev B.D., [1]Semyonov A.P., [1]Teplykh A.A., [1]Borodina I.A.
[1]*Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS, Saratov Branch, Saratov, 410019, Russian Federation*
zai-boris@yandex.ru

Abstract: *The influence of a metal film located near a piezoelectric resonator with a lateral electric field on its characteristics was studied theoretically and experimentally. It is shown that as the gap between the resonator and the film increases, the frequency of parallel resonance and the maximum value of the real part of the electrical impedance increase and reach saturation. The relative change in these values with a change in the width of the gap from 0 to 0.3 mm increases with decreasing thickness of the resonator. In this case, the frequency of the serial resonance practically does not change. The experimental results are in good agreement with the theoretical data. The obtained results can be used to create micro-displacement meters in the range 0 - 0.3 mm.*

Keywords: *piezoceramics PZT-19, piezoelectric resonator with the lateral electric field, electrical boundary conditions, frequencies of the parallel and series resonances, conducting film, electrical impedance and admittance, finite element analysis.*

Влияние тонкой металлической пленки на характеристики пьезоэлектрического резонатора с поперечным электрическим полем на основе керамики ЦТС-19

[1]Зайцев Б.Д., [1]Семенов А.П., [1]Теплых А.А., [1]Бородина И.А.
[1]*Институт Радиотехники и Электроники им. В.А. Котельникова РАН, Саратовский филиал,*
г. Саратов, 410019, Российская Федерация
zai-boris@yandex.ru

Аннотация: *Теоретически и экспериментально исследовано влияние металлической пленки, расположенной вблизи пьезоэлектрического резонатора с поперечным электрическим полем, на его характеристики. Показано, что с увеличением*

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

зазора между резонатором и пленкой частота параллельного резонанса и максимальное значение реальной части электрического импеданса увеличиваются и достигают насыщения. Относительное изменение этих величин при изменении ширины зазора от 0 до 0.3 мм увеличивается с уменьшением толщины резонатора. При этом частота последовательного резонанса практически не изменяется. Экспериментальные результаты находятся в хорошем соответствии с теоретическими данными. Полученные результаты могут быть использованы для создания измерителей микроперемещений в диапазоне 0 – 0.3 мм.

Ключевые слова: *пьезокерамика ЦТС-19, пьезоэлектрический резонатор с поперечным электрическим полем, электрические граничные условия, частоты параллельного и последовательного резонансов, проводящая пленка, электрический импеданс и адмиттанс, метод конечных элементов.*

1. Введение

В последнее время пьезоэлектрические резонаторы с поперечным возбуждающим электрическим полем вызывают большой интерес исследователей и все чаще находят свое применение в качестве различного рода сенсоров [1-4]. Электроды таких резонаторов располагаются на одной стороне пьезоэлектрической пластины, а электрическое поле сосредоточено не только в пьезопластине, но и проникает за ее пределы. Следовательно, изменение электрических граничных условий в непосредственной близости от свободной стороны резонатора может привести к изменению его характеристик. Недавно появились работы, в которых исследовалось влияние проводимости пленки, расположенной вблизи свободной стороны резонатора из ниобата лития X – среза, на его характеристики [3,4]. В этих работах была показана возможность разработки датчиков механического перемещения с температурной компенсацией для непрерывного контроля деформаций и обнаружения трещин в различных конструкциях и сооружениях [3], а также газовых датчиков на основе резонатора, сопряженного с газочувствительной пленкой, проводимость которой изменяется в присутствии анализируемого газа [4]. Однако помимо широко используемого кристалла ниобата лития [3,4], весьма перспективным материалом для создания резонаторов является пьезокерамика ЦТС-19 [5], которая характеризуется большим коэффициентом электромеханической связи. Целью работы явилось экспериментальное и теоретическое исследование характеристик последовательного и параллельного резонансов резонатора с поперечным электрическим полем на основе пьезокерамики ЦТС – 19 при приближении к его свободной стороне стеклянной пластины с тонкой пленкой алюминия.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

2. Экспериментальные образцы и методы измерений

Для проведения экспериментов из плоскопараллельных пластин пьезокерамики ЦТС-19 было изготовлено два резонатора толщиной 3.56 и 4.46 мм, соответственно, и с поперечными размерами 18×20 мм^2. Одна сторона каждой пластины была покрыты пленкой алюминия с зазором в центре шириной 2 мм, т.е. обе половины покрытия служили электродами. Резонаторы подключались к измерителю LCR параметров 4285A (Agilent) и измерялись частотные зависимости реальной и мнимой частей электрического импеданса и адмиттанса в диапазоне 75 – 150 кГц. Для проведения экспериментов по изучению влияния зазора между свободной стороной резонатора и стеклянной пластиной с проводящей пленкой алюминия на характеристики резонатора использовалось микрометрическое устройство, позволяющее устанавливать ширину зазора с точностью 10 мкм [3,4]. Частотные зависимости реальной и мнимой частей электрического импеданса резонаторов измерялись при различных значениях ширины зазора между резонатором и пленкой алюминия. По этим зависимостям были определены частоты параллельного и последовательного резонансов, а также максимальные значения реальных частей импеданса и адмиттанса. На рисунках 1 – 2 представлены измеренные зависимости частот параллельного и последовательного резонансов, а также максимальных значений реальных частей электрического импеданса и адмиттанса от ширины зазора для резонатора №1 и резонатора №2 с толщинами 3.56 и 4.46 мм, соответственно. Из рисунка 1 видно, что частота параллельного резонанса F_{par} увеличивается с ростом ширины зазора h и достигает насыщения (рис. 1а). При этом частота последовательного резонанса F_{ser} остается практически постоянной (рис. 1б). На рис. 2 представлены зависимости максимального значения реальной части электрического импеданса R_{max} (а) и адмиттанса G_{max} (б) от ширины зазора h для рассматриваемых резонаторов. Видно, что с ростом ширины зазора указанные величины монотонно возрастают и достигают насыщения. При этом основное изменение R_{max} и G_{max} наблюдается при изменении ширины зазора от 0 до 100 мкм. В таблице 1 представлены относительные изменения F_{par}, F_{ser}, R_{max} и G_{max} при изменении ширины зазора от 300 мкм до 0. Из таблицы 1 можно сделать вывод о том, что с уменьшением толщины резонатора его чувствительность к присутствию проводящей пленки увеличивается. Это означает, что с уменьшением толщины пластины резонатора коэффициент электромеханической связи возрастает.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

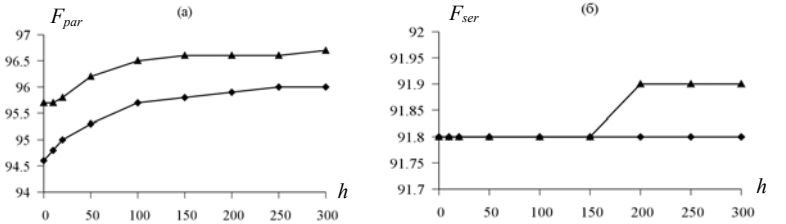


Рис. 1. Экспериментальные зависимости частоты параллельного F_{par} (МГц) (а) и последовательного F_{ser} (МГц) (б) резонансов от ширины зазора h (мкм). Ромбы и треугольники относятся к резонаторам с толщиной 3.56 и 4.46 мм.

Fig. 1. Experimental dependencies of the frequencies of the parallel F_{par} (GHz) (a) and series F_{ser} (GHz) (b) resonances on the width of the gap h (μm). The rhombus and triangles refer to the resonators with the thickness of 3.56 and 4.46 mm.

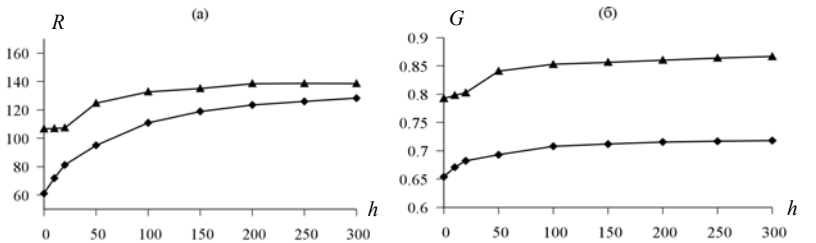


Рис. 2. Экспериментальные зависимости максимальных значений реальной части электрического импеданса R (кОм) (а) и адмиттанса G (мСм) (б) от ширины зазора h (мкм). Ромбы и треугольники относятся к резонаторам с толщиной 3.56 и 4.46 мм.

Fig. 2. Experimental dependencies of the maximum values of the real parts of the impedance R (kOhm) (a) and admittance G (mS) (b) on the width of the gap h (μ). The rhombus and triangles refer to the resonators with the thickness of 3.56 and 4.46 mm.

3. Результаты теоретического анализа

Был также проведен теоретический анализ влияния проводящей пленки на характеристики резонатора с поперечным электрическим полем из пьезокерамики ЦТС-19. С помощью метода конечных элементов были проанализированы два резонатора (№1 и №2 с толщинами 3.56 и 4.46 мм), для которых геометрические размеры и расположение электродов соответствовали экспериментальным образцам. Расчет характеристик резонаторов проводился в соответствие с подходом, описанным в работе [5].

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Табл. 1. Экспериментальные и теоретические значения относительного изменения F_{par}, F_{ser}, R_{max} и G_{max} при изменении ширины зазора от 300 мкм до 0.

Table. 1. Experimental and theoretical values of the fractional change in F_{par}, F_{ser}, R_{max} and G_{max} for the change of gap width from 300 μm to 0.

	$\Delta F_{par}/F_{par}$, %	$\Delta F_{ser}/F_{ser}$, %	$\Delta R_{max}/R_{max}$, %	$\Delta G_{max}/G_{max}$, %
Резонатор №1 эксперимент	1.5	0.1	52	8.9
Резонатор № 1 теория	8.9	1.3	96	72
Резонатор № 2 Эксперимент	1	0.1	23	8.6
Резонатор № 2 теория	9.4	1.8	93	71

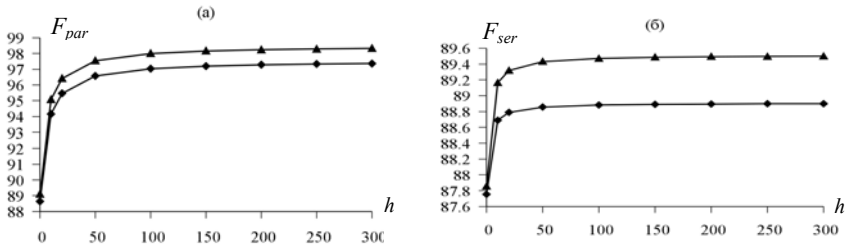


Рис. 3. Теоретические зависимости частоты параллельного F_{par} (МГц) (а) и последовательного F_{ser} (МГц) (б) резонансов от ширины зазора h (мкм). Ромбы и треугольники относятся к резонаторам с толщиной 3.56 и 4.46 мм.

Fig. 3. Theoretical dependencies of the frequencies of the parallel F_{par} (GHz) (a) and series F_{ser} (GHz) (b) resonances on the width of the gap h (μm). The rhombus and triangles refer to the resonators with the thickness of 3.56 and 4.46 mm.

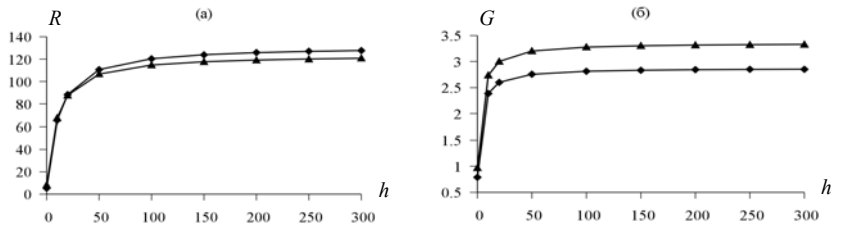


Рис. 4. Теоретические зависимости максимальных значений реальной части электрического импеданса R (кОм) (а) и адмиттанса G (мСм) (б) от ширины зазора h (мкм). Ромбы и треугольники относятся к резонаторам с толщиной 3.56 и 4.46 мм.

Fig. 4. Theoretical dependencies of the maximum values of the real parts of the impedance R (kOhm) (a) and admittance G (mS) (b) on the width of the gap h (μm). The rhombus and triangles refer to the resonators with the thickness of 3.56 and 4.46 mm.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Был проведен численный анализ распределения компонент механического смещения внутри пьезопластины, а также электрического потенциала внутри пьезопластины и в окружающем вакууме. Анализ показал, что электрическое поле проникает в вакуум на глубину, существенно меньшую, чем толщина резонатора. Затем анализировалась ситуация, когда вблизи свободной поверхности резонатора на некотором расстоянии была расположена идеально проводящая плоскость, имеющая нулевой электрический потенциал. Были исследованы характеристики параллельного и последовательного резонансов при изменении ширины зазора от 0 до 300 мкм. Результаты расчетов представлены на рис. 3 – 4. Полученные теоретические результаты для двух значений толщины пластины (3.56 и 4.42 мкм) качественно соответствуют результатам экспериментов: с ростом ширины зазора резонансные частоты F_{par} и F_{ser}, а также величина R_{max} монотонно увеличиваются и достигают насыщения. При этом наибольшее изменение этих величин приходится на интервал 0 – 100 мкм. Для резонанса вблизи ~96 кГц величина G_{max} при увеличении зазора монотонно увеличивается и также достигает насыщения. Теоретические значения относительного изменения F_{par}, $F_{ser,}$ R_{max} и G_{max} при изменении ширины зазора от 300 мкм до 0 также представлены в таблице 1.

4. Заключение

Теоретически и экспериментально исследовано влияние тонкой металлической пленки, расположенной вблизи пьезоэлектрического резонатора с поперечным электрическим полем на основе пьезокерамики ЦТС-19, на его характеристики. Показано, что с увеличением ширины зазора между свободной стороной резонатора и подложкой с проводящей металлической пленкой частоты параллельного и последовательного резонансов, а также максимальные значения электрического импеданса и адмиттанса монотонно увеличиваются и стремятся к насыщению. Установлено, что при уменьшении толщины пьезоэлектрической пластины чувствительность резонатора к присутствию проводящей пленки возрастает. Это означает, что с уменьшением толщины пластины резонатора коэффициент электромеханической связи возрастает. Экспериментальные результаты качественно соответствуют теоретическим данным. Результаты проведенной работы могут быть использованы для создания измерителей микроперемещений в диапазоне 0 – 0.3 мм.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования при частичной финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований грант № 16–07–00821.

Список литературы

[1] Vetelino J.F., A lateral field excited acoustic wave sensor platform // Proceedings of IEEE International Ultrasonics Symposium. 2010. P. 2269-2272.

[2] Ma T., Wang J., Du J., and Yang J., Resonances and energy trapping in AT-cut quartz resonators operating with fast shear modes driven by lateral electric fields produced by surface electrodes // Ultrasonics. 2015. V. 50. P. 14-20.

[3] Zaitsev B.D., Shikhabudinov A.M., Teplykh A.A., Borodina I.A., The influence of the metal film, placed close to the free side of the piezoelectric lateral electric field excited resonator on its characteristics // Ultrasonics. 2018. V. 84. P. 107-111.

[4] Zaitsev B.D., Teplykh A.A., Shikhabudinov A.M., Borodina I.A., Kisin V.V., Sinev I.V. The influence of the conducting film on the characteristics of the lateral electric field excited piezoelectric resonator // Ultrasonics, 2018, vol. 84, pp. 96-100.

[5] Teplykh A., Zaitsev B., Kuznetsova I., Lateral electric field excited resonator based on PZT ceramics // Proceedings of IEEE International Ultrasonics Symposium. 2015. DOI:10.1109/ULTSYM.2015.0352.

References

[1] Vetelino J.F., A lateral field excited acoustic wave sensor platform. *Proceedings of IEEE International Ultrasonics Symposium*, 2010, pp. 2269 -2272.

[2] Ma T., Wang J., Du J., and Yang J., Resonances and energy trapping in AT-cut quartz resonators operating with fast shear modes driven by lateral electric fields produced by surface electrodes. *Ultrasonics*, 2015, vol. 50, pp. 14-20.

[3] Zaitsev B.D., Shikhabudinov A.M., Teplykh A.A., Borodina I.A., The influence of the metal film, placed close to the free side of the piezoelectric lateral electric field excited resonator on its characteristics. *Ultrasonics*, 2018, vol. 84, pp. 107-111.

[4] Zaitsev B.D., Teplykh A.A., Shikhabudinov A.M., Borodina I.A., Kisin V.V., Sinev I.V. The influence of the conducting film on the characteristics of the lateral electric field excited piezoelectric resonator. *Ultrasonics*, 2018, vol. 84, pp. 96-100.

[5] Teplykh A., Zaitsev B., Kuznetsova I., Lateral electric field excited resonator based on PZT ceramics. *Proceedings of IEEE International Ultrasonics Symposium*, 2015, DOI:10.1109/ULTSYM.2015.0352.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was partially financially supported by Russian Foundation for Basic Research, grant № 16–07–00821.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Theoretical model of slot mode acoustic wave in a structure of two finite piezoplates

[1]Teplykh. A.A., [1]Zaitsev B.D., [1]Borodina I.A., [1]Semyonov A.P.
[1]*Kotelnikov's Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS, Saratov Branch, Saratov, Russian Federation*
teplykhaa@mail.ru

Abstract: *A theoretical model of the slot mode acoustic wave propagating in a structure consisting of two piezoplates of finite length separated by a thin vacuum gap is created. When the length of the plates is about 10-20 wavelengths, clearly expressed equidistant resonance peaks of acoustic signal attenuation are observed in this structure. Using the presented model, the dependences of the insertion signal losses from the frequency were calculated and a comparison with experiment was carried out.*

Keywords: *acoustic delay line, slot mode, zero order shear-horizontal acoustic waves, insertion loss, finite elements method.*

Теоретическая модель щелевой моды акустической волны в структуре из двух пьезопластин конечных размеров

[1]Теплых А.А., [1]Зайцев Б.Д., [1]Бородина И.А., [1]Семенов А.П.
[1] *Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Саратовский филиал, г. Саратов, Российская федерация*
teplykhaa@mail.ru

Аннотация: *Создана теоретическая модель щелевой моды акустической волны, распространяющейся в структуре, состоящей из двух пьезопластин конечной длины, разделенных тонким вакуумным зазором. При длине пластин порядка 10-20 длин волн в такой структуре наблюдаются ярко выраженные равноудаленные резонансные пики затухания акустического сигнала. При помощи представленной модели были рассчитаны зависимости вносимых потерь сигнала от частоты и проведено сравнение с экспериментом.*

Ключевые слова: акустическая линия задержки, щелевая мода, поперечно-горизонтальные акустические волны нулевого порядка, вносимые потери, метод конечных элементов.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

1. Введение

Как известно, акустические волны, распространяющиеся в тонких, по сравнению с длиной волны, пьезопластинах, характеризуются высоким коэффициентом электромеханической связи, и сопровождаются сильным электрическим полем, проникающим в вакуум вокруг пластины. Поэтому существуют так называемые щелевые моды акустических волн, распространяющиеся в системе из двух тонких пьезопластин, разделенных узким вакуумным или воздушным зазором. Ситуация, когда обе пластины имеют бесконечную длину, была хорошо изучена ранее. Однако, недавно нами было экспериментально обнаружено, что когда верхняя пластина в структуре имеет конечную длину около 10 – 20 длин волн, в такой системе на частотных зависимостях вносимых потерь наблюдаются хорошо выраженные равноудаленные резонансные пики [1]. Это означает, что на определенных частотах потери резко возрастают, что может объясняться возникновением в верхней пластине стоячей волны вдоль длины пластины и перекачкой энергии из нижней пластины в верхнюю. Полуаналитическая теория, описывающая щелевые волны в системе из двух бесконечно длинных пластин, неспособна объяснить этот эффект.

В данной работе описана теоретическая модель щелевой моды акустической волны в структуре из двух пьезопластин конечной длины, созданная при помощи метода конечных элементов.

2. Методика расчета

В работе была исследована щелевая мода акустической волны, возникающая в системе из двух пьезопластин из ниобата лития. Нижняя пластина представляет собой линию задержки из Y-X ниобата лития толщиной 0.2 мм. В этой линии задержки распространяется акустическая мода SH_0, которая возбуждается и принимается встречно-щелевыми преобразователями, расположенными на нижней стороне пластины. Период ВШП составляет 1.2 мм, апертура 8 мм, расстояние между ВШП 27 мм. На расстоянии 30 мкм от противоположной свободной стороны линии задержки располагается вторая, верхняя пластина, изготовленная из Z-X ниобата лития. Толщина верхней пластины составляет 0.5 мм, длина вдоль направления распространения 20 мм, длина в поперечном направлении 40 мм, т.е. она полностью перекрывает апертуру волны. При помощи метода конечных элементов была смоделирована данная структура, включая нижнюю пластину вместе с ВШП, верхнюю пластину, а также разделяющий и окружающий их вакуум (рис.1).

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

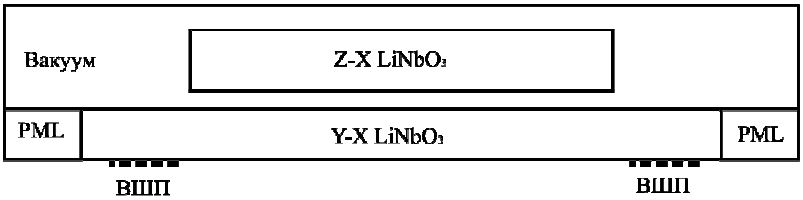


Рис.1. Геометрия конечно-элементной модели волноведущей структуры (не в масштабе).
Fig.1. Geometry of finite element model of waveguide structure (not in scale).

Задача решалась относительно компонент механического смещения u_1, u_2, u_3 внутри пластин и электрического потенциала φ в пластинах и вакууме. Излучающий ВШП был смоделирован как участок границы модели с предопределенным значением потенциала: $\varphi = \pm 1$. Приемный ВШП моделировался при помощи граничного условия плавающего потенциала, т.е. потенциалы на противоположных штырях преобразователя были равны друг другу, но не заданы явно и определялись во время решения. Паразитные переотражения волн от границ нижней пластины подавлялись при помощи идеального согласующего слоя (PML). В ходе решения были вычислены вносимые потери (параметр S_{21}) для акустической волны в диапазоне 2.4 – 4.0 МГц. Таким образом, был получен ряд резонансных пиков шириной менее 50кГц и глубиной около 15 дБ.

3. Результаты расчетов и сравнение с экспериментом

В результате были получены теоретические зависимости вносимых потерь и фазы акустического сигнала, проходящего через такую структуру. Вычисленные зависимости вносимых потерь показаны на рис. 2. Положение и форма резонансных пиков хорошо соответствуют экспериментальным результатам [1], которые показаны на рис. 3. Расстояние между пиками в теоретической модели было прямо пропорционально длине верхней пластины вдоль направления распространения волны. Наилучшее соответствие с экспериментом (расстояние между пиками 109 кГц) было получено, когда длина верхней пластины была принята равной 19.9мм. Глубина пиков определялось величиной вакуумного зазора между пластинами. Форма пиков оказалась в сложной зависимости от конкретного способа моделирования ВШП и параметров идеального согласующего слоя, т.е. определялась свойствами нижней пластины. Неоднородность кривой вносимых потерь глубиной 2-3 дБ наблюдалась даже при отсутствии верхней пластины, что объясняется переотражениями волны на нижней пластине.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

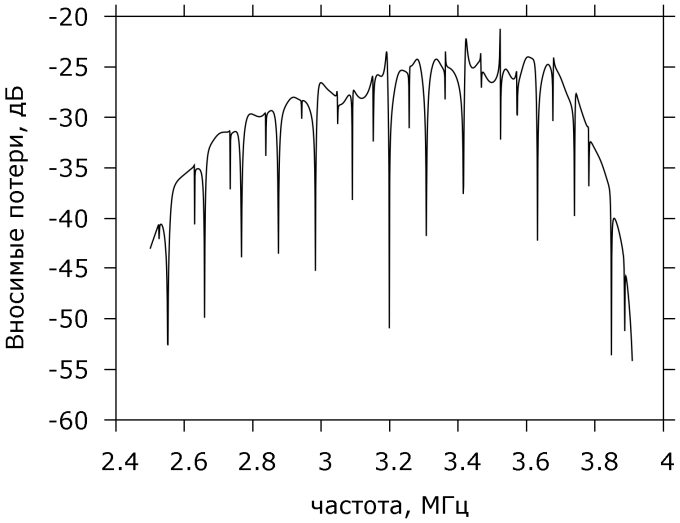


Рис.2. Теоретическая зависимость вносимых потерь от частоты.
Fig.2. Theoretical dependence of insertion loss from frequency.

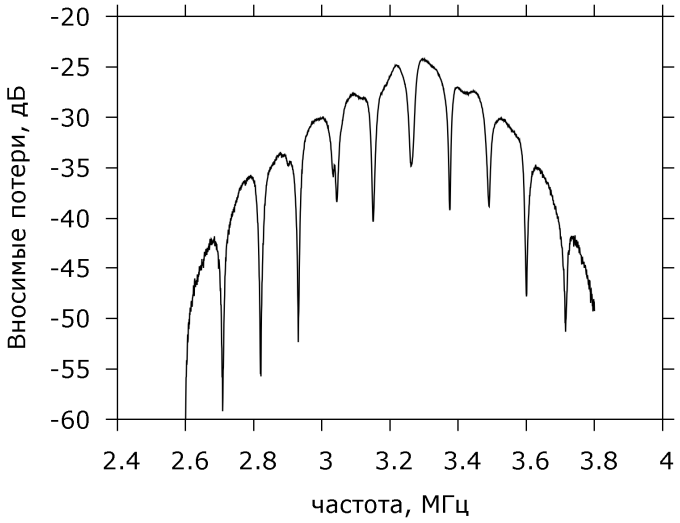


Рис.3. Экспериментальная зависимость вносимых потерь от частоты.
Fig.3. Experimental dependence of insertion loss from frequency.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

В нижнем волноводе используемый ВШП возбуждает бегущую SH_0 волну, фазовая скорость которой в рассматриваемой структуре слабо растет с ростом частоты и лежит в пределах 4307 – 4334 м/с. При этом в свободном волноводе (без верхней пластины), скорость на 1.8 – 2.1% больше скорости волны в структуре. В верхней пластине в исследованном диапазоне частот формируются стоячие волны различных типов, как волны Лэмба, так и поперечно-горизонтальные, содержащие 11 – 19 периодов волны. Вдали от резонансных пиков амплитуда этих волн очень мала (менее 1% амплитуды в нижней пластине), при этом длины волн в нижней и верхней пластинах не совпадают. Однако вблизи резонансных пиков длины волн в нижней и верхней пластине становятся близки друг к другу, и амплитуда волны в верхней пластине резко возрастает. Значения электрического потенциала внутри верхней и нижней пластин становятся практически равными, а амплитуды механических смещений имеют сравнимую величину. Поскольку верхняя пластина в 2.5 раза толще, чем нижняя, это означает, что более 80% акустической энергии в этот момент сосредоточено в верхней пластине. Изменение граничных условий на поверхности верхней пластины, способное сильно изменять скорость акустической волны в ней, оказывает сильное влияние и на положение резонансных пиков в рассматриваемой структуре. Этот теоретический вывод был подтвержден в работе [2].

4. Заключение

В результате были получены теоретические зависимости вносимых потерь и фазы сигнала, которые хорошо количественно соответствуют результатам эксперимента. Это позволило нам убедиться в корректности созданной модели и правильности выбранного способа моделирования ВШП и подавления бегущих волн на концах нижней линии задержки. Была вычислена скорость акустической волны в исследуемой структуре. Показано, что на резонансных частотах в верхней пластине возникает стоячая SH_0 волна, которая содержит более 80% акустических энергии системы. Также было исследовано влияние положения пластины относительно ВШП, ширины и толщины верхней пластины и величины зазора между ними на положение и глубину резонансных пиков. Показано, что электрические граничные условия на верхней стороне верхней пластины сильно влияют на резонансные пики, что делает эту структуру пригодной для анализа жидкостей в контакте с верхней пластиной [2, 3].

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

Источники финансирования и выражение признательности

Работа была выполнена при финансовой поддержке гранта РФФИ 16-07-00818

Список литературы

[1] Borodina I.A., Zaitsev B.D., Kuznetsova I.E., Teplykh A.A. Acoustic waves in a structure containing two piezoelectric plates separated by an air (vacuum) gap, IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control 60 (12) (2013) 2677–2681. 60 (12) (2013) 2677–2681. https://doi.org/10.1109/TUFFC.2013.2867

[2] Borodina I.A., Zaitsev B.D., Teplykh A.A. The influence of viscous and conducting liquid on the characteristics of the slot acoustic wave. Ultrasonics 82 (2018) 39–43. http://dx.doi.org/10.1016/j.ultras.2017.07.011

[3] Borodina I.A., Zaitsev B.D., Burygin G.L., Guliy O.I. Sensor based on the slot acoustic wave for the non-contact analysis of the bacterial cells – Antibody binding in the conducting suspensions. Sensors and Actuators B: Chemical, V. 268, P. 217-222. http://doi.org/10.1016/j.snb.2018.04.063

References

[1] Borodina I.A., Zaitsev B.D., Kuznetsova I.E., Teplykh A.A. Acoustic waves in a structure containing two piezoelectric plates separated by an air (vacuum) gap, IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control 60 (12) (2013) 2677–2681. 60 (12) (2013) 2677–2681. https://doi.org/10.1109/TUFFC.2013.2867

[2] Borodina I.A., Zaitsev B.D., Teplykh A.A. The influence of viscous and conducting liquid on the characteristics of the slot acoustic wave. Ultrasonics 82 (2018) 39–43. http://dx.doi.org/10.1016/j.ultras.2017.07.011

[3] Borodina I.A., Zaitsev B.D., Burygin G.L., Guliy O.I. Sensor based on the slot acoustic wave for the non-contact analysis of the bacterial cells – Antibody binding in the conducting suspensions. Sensors and Actuators B: Chemical, V. 268, P. 217-222. http://doi.org/10.1016/j.snb.2018.04.063

Acknowledgements

This work was financially supported by grant RFBR 16-07-00818

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Wideband waveguide miter bends for HE_{11} mode of circular corrugated waveguide

Dmitry I. Sobolev, Gregory G. Denisov, Galina I. Kalynova,
Dmitry A.Lukovnikov, Alexey V. Chirkov
Institute of Applied Physics Russian Academy of Sciences,
Nizhniy Novgorod, 603950, Russian Federation
nrtnm@mail.ru

Abstract: *Several versions of miter bends for HE_{11} mode of corrugated circular waveguide are presented. Specially designed mirror configurations have losses below 3% in 12% frequency bandwidth or below 6% in all bandwidth suitable for low-loss HE_{11} mode propagation. More configurations were designed to decrease cross-polarization at the expense of size.*

Keywords: microwave transmission lines, multimode waveguides, miter bends.

Широкополосные волноводные уголки для моды HE_{11} круглого гофрированного волновода

Соболев Д.И., Денисов Г.Г., Калынова Г.И., Луковников Д.А.,
Чирков А.В.
Федеральный исследовательский центр Институт прикладной физики
Российской академии наук (ИПФ РАН)
г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
nrtnm@mail.ru

Аннотация: *Представлены варианты геометрии волноводных уголков для моды HE_{11} круглого гофрированного волновода, за счет специальной формы зеркал обеспечивающие потери менее 3% в полосе до 12% от центральной частоты, либо менее 6% для всей полосы слабого затухания моды HE_{11}. Разработаны также дополнительные конфигурации, позволяющие за счет увеличения размеров уменьшить уровень кросс-поляризации.*
Ключевые слова: линии передачи СВЧ-излучения, многомодовые волноводы, волноводные уголки.

1. Введение

В линиях передачи мощного СВЧ-излучения на основе сверхразмерного волновода в качестве рабочей моды часто используется мода HE_{11} круглого гофрированного волновода, поскольку она имеет малые потери и

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

поля на стенке, а также по структуре поля похожа на гауссов волновой пучок, что облегчает сопряжение с зеркальными линиями передачи. Для изменения направления линии передачи в этом случае используются уголки, поскольку они имеют существенно меньшие потери и размеры по сравнению с плавными поворотами. Однако, многие линии передачи стребуют значительного количества уголков, в частности, свободно вращающаяся антенна имеет не мене пяти. Использование простых волноводных уголков с плоским зеркалом приводит к слишком большим потерям при умеренных радиусах волновода – до десяти длин волн [1]. Так, при отношении радиуса волновода r_0 к длине волны λ, равном двум, потери в одном уголке равны 0.65 дБ, четырем – 0.25 дБ, восьми – 0.1 дБ. Ранее были предложены различные варианты уголков, имеющих низкие потери на заданной частоте, и предложены регулярные методы синтеза таких компонентов [2], однако данные решения имеют недостаточную для многих применений частотную полосу. В работе предложены несколько вариантов уголков, имеющих более широкую рабочую полосу частот.

2. Уголок с плоским зеркалом и синтезированными волноводными преобразователями

Ранее предложенный авторами в [2] метод синтеза был модифицирован для разрывов в волноводах, работающих в некоторой полосе частот. Синтезированная система из зеркала и двух волноводных преобразователей для расчета полей разбивается на три области: собственно преобразователи и центральная полость с зеркалом. Внутри преобразователей поле может быть рассчитано при помощи быстрых методов, таких как метод связанных волн, за счет аксиальной симметрии системы. Для центральной области на нескольких частотах из полосы прямыми методами (например, FDTD) анализируется поле, получающееся при вводе в полость из выходного сечения передающего волновода нескольких первых волноводных мод, соответствующих условиям задачи, в данном случае HE_{1n}. Поле во входном сечении приемного преобразователя раскладывается по его модам, в результате получается обрезанная матрица передачи, которая и используется в дальнейшем синтезе в соответствии с [3]. Точность представления поля в системе при этом тем выше, чем выше эффективность уголка, поскольку при этом меньшая часть мощности уходит в высокие моды, не учитываемые в матрице передачи. Данным методом был синтезирован уголок, имеющий потери менее 3% в полосе 5%. Для радиуса линии передачи, вдвое превышающего длину волны, размер уголка составил 35λ от

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

среза волноводного преобразователя до пересечения осей волноводов входной и выходной части линии передачи (центра зеркала).

3. Уголок с одним синтезированным зеркалом

Несмотря на то, что поле моды HE_{11} на 98% совпадает с гауссовым пучком, некоторые особенности ее распространения, отсутствующие у гауссова пучка, позволяют построить эффективный широкополосный волноводный уголок с зеркалом специальной формы. В частности, при излучении моды HE_{11} с открытого конца волновода в свободное пространство на расстоянии примерно $L_0 = 0.69\, r_0^2/\lambda$ от среза волновода фаза в центральной части волнового пучка практически постоянна (Рис. 1), что позволяет разместить там синтезированное зеркало, за счет плоской центральной части не вносящее значительную кросс-поляризацию. Поверхность зеркала была синтезирована при помощи ранее разработанного авторами метода [4]. Для отношения радиуса линии передачи к длине волны, равному трем, потери в уголке составили менее 3% в полосе частот 13%, из них 0.7% уходит в кросс-поляризацию. Размер уголка при этом равен всего 7λ, что незначительно больше обычного уголка с плоским зеркалом. Вид зеркала и расчетное поле на выходе представлено на Рис. 2. По результатам измерений потери в заданном диапазоне не превышали 3%, средние потери составили около 2%.

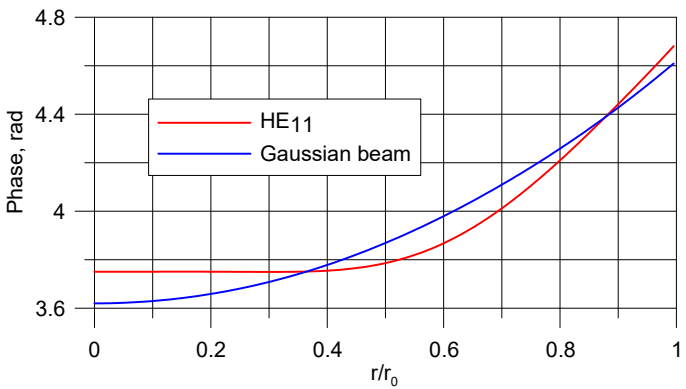


Рис. 1. Распределение фазы в гауссовом пучке и пучке, образованном излучением моды HE_{11} в свободное пространство, на расстоянии L_0 от фазового центра

Fig. 1. Phase distribution for Gaussian beam and for wave beam, radiated by HE_{11} mode, at the distance L_0 from phase center

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

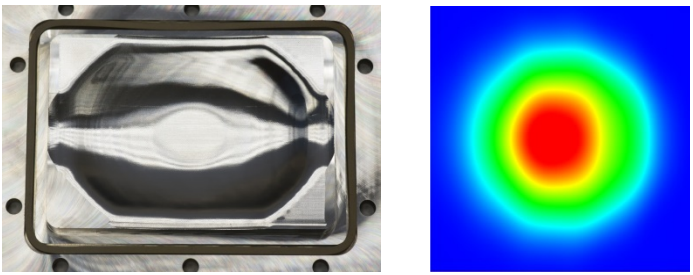
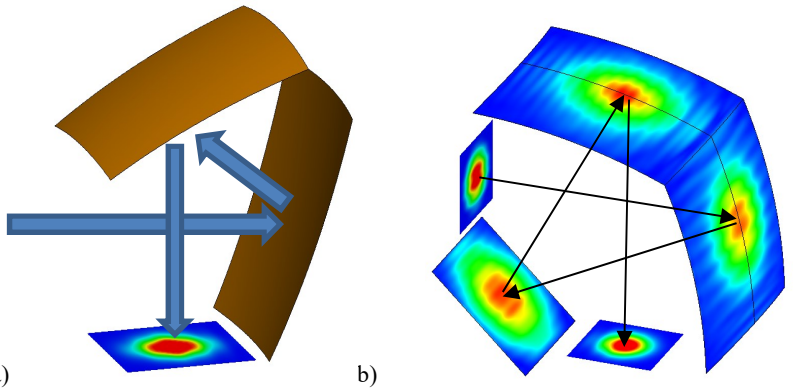


Рис. 2. Синтезированное зеркало и расчетное электрическое поле на выходе
Fig. 2. Synthesized mirror and calculated output electric field

4. Уголки с несколькими зеркалами

Конструкции с несколькими зеркалами имеют большие размеры, чем предложенный в предыдущем разделе уголок, однако позволяют добиться улучшения некоторых характеристик. В симметричной конструкции с двумя зеркалами (Рис. 3a) второе зеркало практически полностью компенсирует кросс-поляризацию, внесенную первым зеркалом, что позволяет снизить ее уровень с -21 дБ до -40 дБ. При $r_0/\lambda = 3$ расстояние от среза волновода до центра уголка равно 4.5λ, полный размер 12λ. Кроме того, для дальнейшего расширения частотной полосы можно построить уголки на основе участка конфокальной зеркальной линии передачи. Такой уголок имеет два эллиптических и одно плоское зеркало, которое можно также выполнить гофрированным для ответвления небольшой части мощности вбок, что может быть полезным для измерений. Поскольку в данном случае кросс-поляризация от двух эллиптических зеркал складывается, более эффективной является конструкция с углом падения волнового пучка не 45º, а 22.5º, при этом траектория напоминает часть пятиконечной звезды (Рис. 3b). Если при 45-градусном падении луча на эллиптическое зеркало уровень кросс-поляризации составляет -20 дБ, то во втором варианте -28 дБ. Поскольку потери в конфокальной линии передачи уменьшаются с увеличением частоты, частотная полоса такого уголка ограничена только условиями эффективного распространения моды HE_{11} в гофрированном волноводе линии передачи. Рассчитанный для $r_0/\lambda = 3$ уголок имеет потери, не превышающие 6%, для всех частот не ниже базовой, при этом размер составляет 8λ от среза волновода линии передачи до центра, а полный размер – 17λ.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.



a) b)

Рис. 3. a) уголок с двумя зеркалами с низкой кросс-поляризацией; b) уголок с тремя зеркалами на основе участка конфокальной зеркальной линии передачи с углом падения 22.5º
Fig. 3. a) miter bend with two mirrors and low cross-polarization; b) miter bend with three mirrors based on confocal mirror transmission line segment with 22.5º incidence angle

5. Заключение

Использование зеркал специальной формы позволяет расширить частотную полосу уголков для моды HE_{11}. Предложенные варианты уголков с низкими потерями допускают различные компромиссы между габаритами, полосой, общим уровнем потерь и уровнем кросс-поляризации.

Список литературы

[1] Doane J.L., Moeller C.P. HE_{11} Mitre Bends and Gaps in a Circular Corrugated Waveguide // Int. J. Electronics. 1994. V. 77. No. 4. P. 489–509.

[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 and Millimeter Waves. 2005. V. 26. No. 7. P. 953–966.

[3] Sobolev D.I., Denisov G.G. Method for synthesis of wideband multimode waveguide elements // Radiophysics and Quantum Electronics. 2007. V. 50. No. 9. P. 720–725.

[4] Bogdashov A.A., Chirkov A.V., Denisov G.G., Vinogradov D.V., Kuftin A.N., Malygin V.I., Zapevalov V.E. Mirror synthesis for gyrotron quasi-optical mode converters // Int. J. Infrared and Millimeter Waves. 1995. V. 16. No. 4. P. 735–744.

References

[1] Doane J.L., Moeller C.P. HE_{11} Mitre Bends and Gaps in a Circular Corrugated Waveguide // Int. J. Electronics. 1994. V. 77. No. 4. P. 489–509.

[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 and Millimeter Waves. 2005. V. 26. No. 7. P. 953–966.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[3] Sobolev D.I., Denisov G.G. Method for synthesis of wideband multimode waveguide elements // Radiophysics and Quantum Electronics. 2007. V. 50. No. 9. P. 720–725.

[4] Bogdashov A.A., Chirkov A.V., Denisov G.G., Vinogradov D.V., Kuftin A.N., Malygin V.I., Zapevalov V.E. Mirror synthesis for gyrotron quasi-optical mode converters // Int. J. Infrared and Millimeter Waves. 1995. V. 16. No. 4. P. 735–744.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Terahertz Range Surface-Wave Bragg Resonators with Optimized Ratio between Ohmic and Radiative Losses

[1]Andrey M. Malkin, [1]Naum S. Ginzburg, [1]Alexander S. Sergeev,
[1,2]Vladislav Yu. Zaslavsky, [1]Ilya V. Zheleznov,
[1]Ekaterina R. Kocharovskaya and [1]Sergey E. Fil'chenkov
[1]*Institute of Applied Physics Russian Academy of Science*
Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation
andrey.malkin@gmail.com
[2]*Nizhny Novgorod State University n.a. N.I. Lobachevsky*
Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation

Abstract: *Finite grating area at the surface of a metal plate can form a highly selective surface-wave Bragg resonator (SWBR). For 1D and 2D SWBRs, we solve the diffraction problem and describe surface modes confined at a metallic plate with a shallow grating of finite length. For a given material conductivity and grating dimensions, an optimum corrugation depth can be determined that provides the maximum value of the fundamental mode quality factor due to the interplay between radiative losses decreasing with corrugation depth and Ohmic losses increasing with it. These results are applicable for developing resonators for terahertz frequency bands.*

Keywords: *surface wave, Bragg resonator, 2D periodic structures, analytical theory, Ohmic losses, terahertz components.*

Брэгговские резонаторы поверхностной волны с оптимальным соотношением омических и радиационных потерь

[1]Малкин А.М., [1]Гинзбург Н.С., [1,2]Заславский В.Ю., [1]Железнов И.В.,
[1]Кочаровская Е.Р., [1]Фильченков С.Е.
[1]*Институт прикладной физики РАН*
г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
andrey.malkin@gmail.com
[2]*Нижегородский государственный университет имени Н.И. Лобачевского*
г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

Аннотация: *В рамках квазиоптического подхода решается задача дифракции для описания поверхностных мод, возникающих у металлической пластины конечной длины с мелкой гофрировкой. Показано, что такая планарная структура образует высокоселективный брэгговский резонатор поверхностной волны. Для заданной проводимости металла и длины гофрированного участка мы находим оптимальную глубину гофрировки, при которой значение добротности основной моды такого резонатора максимально. Эти результаты могут быть применимы при разработке резонаторов для терагерцового диапазона частот.*

Ключевые слова: поверхностная волна, брэгговский резонатор, двумерные структуры, аналитическая теория, омические потери, терагерцовый диапазон.

1. Введение

Поверхностные электромагнитные волны на границе раздела металла и диэлектрика широко исследовались, поскольку они обладают уникальными характеристиками, позволяющими использовать их для ряда приложений, включая сенсинг, рамановское рассеяние и т.п. В микроволновом и терагерцовом диапазонах частот предложено использование так называемых "spoof" поверхностных плазмонов, возникающих на границе гофрированного металла и изолятора [1]. Для локализации таких плазмонов могут использоваться кольцевые резонаторы [2].

В данной работе исследуются общие свойства брэгговских резонаторов поверхностной волны, представляющих собой периодически гофрированные отрезки металлических пластин. Ранее такие системы с одномерной и двумерно-периодической гофрировкой рассматривались в качестве электродинамических систем для релятивистских генераторов, где замедленные поверхностные волны возбуждались прямолинейным электронным пучком на основе черенковского механизма взаимодействия [3,4]. Преимуществом двумерно-периодического резонатора является возможность синхронизации излучения от широкого ленточного электронного пучка. Представле-

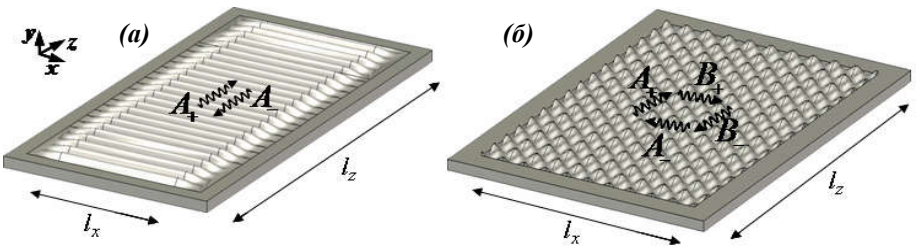


Рис. 1. Резонаторы поверхностной волны с одномерной (а) и двумерной (б) гофрировкой

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

ны результаты как аналитического, так и численного линейного анализа собственных мод одно- и двумерно-периодических резонаторов с мелкой гофрировкой в рамках квазиоптического приближения.

2. Собственные моды брэгговских резонаторов поверхностной волны

В рамках двумерной модели, в случае, когда амплитуда одномерной синусоидальной гофрировки l_0 (рис. 1а) мала в масштабе длины волны и периода структуры d, динамика электромагнитного поля $H_x = \mathrm{Re}\left[A_+(z,y,t)e^{i(\omega_0 t - h_0 z)} + A_-(z,y,t)e^{i(\omega_0 t + h_0 z)} \right]$ на частотах, близких к брэгговскому резонансу, может быть описана системой уравнений связанных волновых пучков [3]:

$$\frac{\partial A_+}{\partial z} + \frac{\partial A_+}{\partial t} + \sigma\delta(y)A_+ + i\frac{\partial^2 A_+}{\overline{h}\partial y^2} = i\alpha A_-\delta(y),$$

$$-\frac{\partial A_-}{\partial z} + \frac{\partial A_-}{\partial t} + \sigma\delta(y)A_- + i\frac{\partial^2 A_-}{\overline{h}\partial y^2} = i\alpha A_+\delta(y).$$

с безотражательными граничными условиями на краях структуры. Здесь $\alpha = \overline{h}l_0 / 4 << 1$ – коэффициент связи, играющий роль параметра малости, $\sigma = \sqrt{ikd_{skin}}$ – коэффициент омических потерь в металле, учтенных в соответствии с граничным условием Леонтовича [6], d_{skin} – глубина скин-слоя в металле, $\delta(y)$ – дельта-функция.

На основе данной системы можно получить интегральное уравнение [5],

$$\hat{A}_+(0,Z) = \frac{1}{\sqrt{\pi i}}\int_0^z \frac{\pm\hat{A}_+(0,L-Z') + i\hat{\sigma}\hat{A}_+(0,Z')}{\sqrt{Z-Z'}} e^{-i\hat{\Omega}(Z-Z')}dZ',$$

определяющее структуры мод и комплексные собственные частоты брэгговского резонатора поверхностной волны. В случае достаточно большой длины резонатора l были получены асимптотические выражения для решений данного уравнения, на основе которых добротность основной моды может быть представлена в виде

$$Q = \frac{1}{Q_{diff}^{-1} + Q_{Ohm}^{-1}};\ Q_{rad} = \frac{8\pi\alpha^4 l^3}{5d^3};\ Q_{Ohm} = \frac{d}{4\pi\alpha d_{skin}} \qquad (1)$$

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

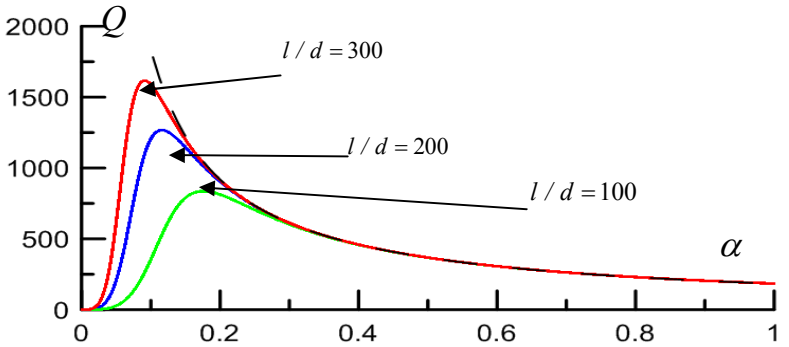


Рис. 2. Зависимость добротности основной моды от коэффициента связи.

Здесь α – коэффициент связи на синусоидальной гофрировке, d_{skin} – глубина скин-слоя в металле. Интересно отметить, что два слагаемых в (1), соответствующие излучательным и омическим потерям, имеют разную зависимость от параметра α – дифракционная добротность растет как α^4, омическая добротность убывает как α^{-1}. Это можно объяснить следующим образом: при увеличении связи волновых потоков моды все сильнее прижимаются к гофрировке, что снижает излучательные потери; в то же время, при уменьшении эффективного "объема", занимаемого полем, увеличивается влияние омических потерь. Полная добротность по-

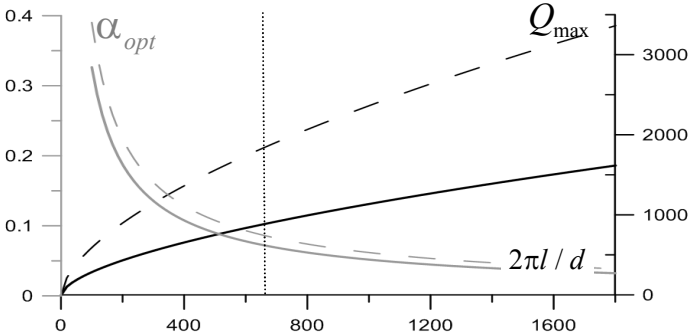


Рис. 2б. Зависимость оптимального α (серый) и максимальной добротности (черный) от длины резонатора на 1 ТГц. Сплошные линии соответствуют меди при 300 K, пунктир – меди при 77 K.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

этому будет иметь максимум в своей зависимости от α при фиксированном значении l_z как показано на рис.2. Максимальная добротность

$$Q_{max} = \left(\frac{8l^3 d}{5^6 \pi^3 d_{skin}^4} \right)^{1/5}$$

достигается при $\alpha_{opt} = \left(5d^4 / \left(8\pi^2 l^3 d_{skin}\right)\right)^{1/5}$ (рис. 3) Для брэгговского резонатора поверхностной волны длиной в 100 периодов гофрировки, соответствующих центральной частоте 1 ТГЦ, изготовленного из меди, при комнатной температуре максимальная добротность основной моды составит приблизительно 900 при глубине гофрировки в 35 мкм. Охлаждение такой структуры до азотных температур позволяет увеличить добротность основной моды практически в два раза.

Для резонатора поверхностной волны с двумерно-периодической гофрировкой (рис.1б), в котором в формировании поверхностной волны принимают участие четыре квазиоптических потока [4], описывающихся системой уравнений

$$\pm\frac{\partial A_\pm}{\partial z} + \frac{\partial A_\pm}{c\partial t} + \sigma\delta(y)A_\pm + \frac{i}{2k}\frac{\partial^2 A_\pm}{\partial y^2} = i\alpha_{2D}\delta(y)(B_+ + B_-),$$

$$\pm\frac{\partial B_\pm}{\partial x} + \frac{\partial B_\pm}{c\partial t} + \sigma\delta(y)B_\pm + \frac{i}{2k}\frac{\partial^2 B_\pm}{\partial y^2} = i\alpha_{2D}\delta(y)(A_+ + A_-).$$

также существует оптимальное значение добротности основной моды, что было подтверждено в рамках моделирования на базе квазиоптической модели.

3. Заключение

Таким образом в рамках квазиоптического подхода в предположении малости гофрировки получено описание собственных мод одномерных и двумерных резонаторов поверхностной волны. Для одномерных резонаторов аналитически были найдены частоты и добротности поверхностных мод, а также их пространственные распределения. Важно отметить, что для реальных металлов приближение малой гофрировки выполняется в случае оптимального баланса между омическими и радиационными потерями, что верифицирует использование квазиоптического подхода для рассмотрения брэгговских резонаторов поверхностной волны. Таким образом, мы считаем, что использованный подход позволит успешно опи-

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

сать и другие резонаторы поверхностной волны, используемые в терагерцовом диапазоне для различных приложений.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта Российского фонда фундаментальных исследований № 16-02-00890-а и государственного задания ИПФ РАН № 0035-2014-012.

Список литературы

[1] J.B. Pendry, L. Martín-Moreno, and F.J García-Vidal, "Mimicking surface plasmons with structured surfaces", Science, v. 305, pp. 847–848, 2004..

[2] Y.J. Zhou, Q.X. Xiao, B. Jia Yang,." Spoof localized surface plasmons on ultrathin textured MIM ring resonator with enhanced resonances", *Scientific Reports,* v. 5, p. 14819, October 2015.

[3] N.S. Ginzburg, A.M. Malkin, A.S. Sergeev, V.Yu. Zaslavsky, "Quasi-optical theory of relativistic submillimeter surface-wave oscillators", *Appl. Phys. Lett*, v.99, p.121505, 2011.

[4] N.S. Ginzburg, A.M. Malkin, A.S. Sergeev, V.Yu. Zaslavsky, "Powerful surface-wave oscillators with two-dimensional periodic structures", *Appl. Phys. Lett,* v.100, p.143510, 2012.

[5] N.S. Ginzburg, A.M. Malkin, A.S. Sergeev, S.E. Fil'chenkov, V.Yu. Zaslavsky, "Highly selective surface-wave resonators for terahertz frequency range formed by metallic Bragg gratings", *Phys. Lett. A*, v. 382, p. 925, 2018.

[6] Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М., Электродинамика сплошных сред, М., Наука, 1982.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of project of the Russian Foundation for Basic Research No. 16-02-00890-a and the state assignment of IAP RAS No. 0035-2014-012.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Ladder-type UHF SAW filters in miniature SMD package

Veremeev I.V., Doberstein S.A.
JSC «Omskiy Nauchno Issledovatelskiy Institut Priborostroenia» (ONIIP),
Omsk, 644009, Russian Federation
info@oniip.ru

Abstract: *This paper presents the basic elements of the design and technology for the development and manufacture of the ultrahigh frequency (UHF) ladder-type surface acoustic wave (SAW) filters on the 42°YX-cut $LiTaO_3$ and 64°YX-cut $LiNbO_3$ in the miniature 5x5x1.8 mm and 3x3x1.5 mm SMD packages for the various UHF communication equipment.*

Keywords: *Ladder-type, filter, SAW, UHF, SMD*

Лестничные фильтры на ПАВ СВЧ диапазона в миниатюрных SMD корпусах

Веремеев И.В., Доберштейн С.А.
АО «Омский научно-исследовательский институт приборостроения» (ОНИИП),
ул. Масленникова, 231, Омск, Россия
info@oniip.ru

Аннотация: *В докладе представлены методы расчета, основные элементы конструкции и технологии для разработки и производства лестничных резонаторных СВЧ-фильтров на поверхностных акустических волнах (ПАВ) на срезах YX/42° $LiTaO_3$ и YX/64° $LiNbO_3$ в миниатюрных SMD-корпусах габаритами 5x5x1,8 мм и 3x3x1,5 мм для применения в мобильной приемопередающей аппаратуре СВЧ-диапазона.*

Ключевые слова: лестничный фильтр, ПАВ, УКВ, поверхностный монтаж

1. Введение

В настоящее время для применения в связной аппаратуре необходимы СВЧ-фильтры диапазона частот 0,9-2 ГГц с малыми вносимыми потерями (единицы дБ), высокой прямоугольностью амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) и малыми габаритам корпусов, совместимых с поверхностным монтажом (SMD). Широкое применение в данной области

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

нашли лестничные фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ).

2. Разработка

Лестничный ПАВ-фильтр состоит из набора ПАВ-резонаторов, размещенных в последовательных и параллельных ветвях (рис. 1). Схематичное изображение пьезоподложки с нанесенной на ее поверхность топологией ПАВ-фильтра, состоящего из 5 ПАВ-резонаторов, представлено на рис. 1. Расчет параметров ПАВ-резонаторов для лестничного ПАВ-фильтра проводится на основе модели эквивалентных схем и матриц смешанных параметров (Р-матриц) [1, 2]. Для реализации относительной ширины полосы пропускания фильтров $\Delta f/f_0$=1,8-3,2% с применением методов конструктивно-топологической оптимизации [3, 4] в качестве материала пьезоподложки используется срез YX/42º $LiTaO_3$ с k^2=5% (k – коэффициент электромеханической связи), а для $\Delta f/f_0$=3-4% применяется срез YX/64º $LiNbO_3$ с k^2=11% [5]. В докладе рассмотрены основные требования к параметрам технологии изготовления лестничных ПАВ фильтров диапазона частот 0,9-2 ГГц. Лестничные СВЧ ПАВ-фильтры монтируются в миниатюрные SMD-корпуса. Оптимальная схема соединения и длина проводников рассчитывается и выбирается таким образом, чтобы обеспечить минимальное искажение АЧХ фильтра с учетом влияния дополнительных индуктивностей проводников и емкостей между контактными площадками.

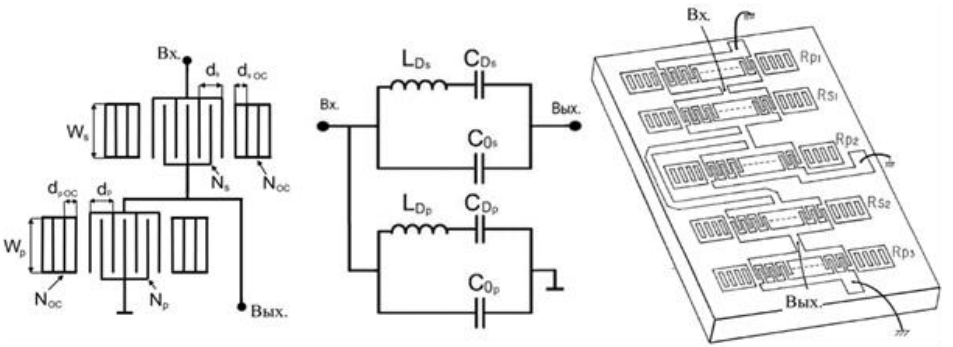


Рис. 1. Топология, эквивалентная схема и схематичное изображение лестничного ПАВ-фильтра

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Разработанная конструкция и технология изготовления лестничных ПАВ-фильтров обладает высокой повторяемостью параметров и позволяет обеспечивать следующие характеристики:

- *диапазон частот 0,9-2 ГГц,*
- *относительная ширина полоса пропускания 1,8-4%,*
- *вносимые потери в полосе пропускания 1-5 дБ,*
- *затухание в полосе задерживания 20-40 дБ,*
- *коэффициент прямоугольности 1,5-2,5,*
- *диапазон рабочих температур от -60 до+70°С.*

3. Практическая реализация

Фильтр на центральную частоту 896 МГц (рис. 2), выполненный на срезе YX/42º $LiTaO_3$ с высокой температурной стабильностью, обладает вносимыми потерями 3,3 дБ, $\Delta f/f_0$=1,8%, затуханием в полосе задерживания 40-45 дБ, коэффициентом прямоугольности 1,8-2 по уровням -35 дБ и -3 дБ, пульсациями не более 0,5 дБ и размещается в SMD-корпусе габаритами 5х5х1,8 мм. Измеренная АЧХ ПАВ-фильтра на центральную частоту 896 МГц на срезе YX/42º $LiTaO_3$ с расширенной $\Delta f/f_0$=3,2% (рис. 3) демонстрирует малые вносимые потери 1,3 дБ при затухании за полосой 20-25 дБ. Фильтр размещается в SMD-корпусе габаритами 3х3х1,5 каскадная версия фильтра с вносимыми потерями менее 3 дБ при затухании за полосой 40-45 дБ размещается в SMD-корпусе габаритами 5х5х1,8 мм.

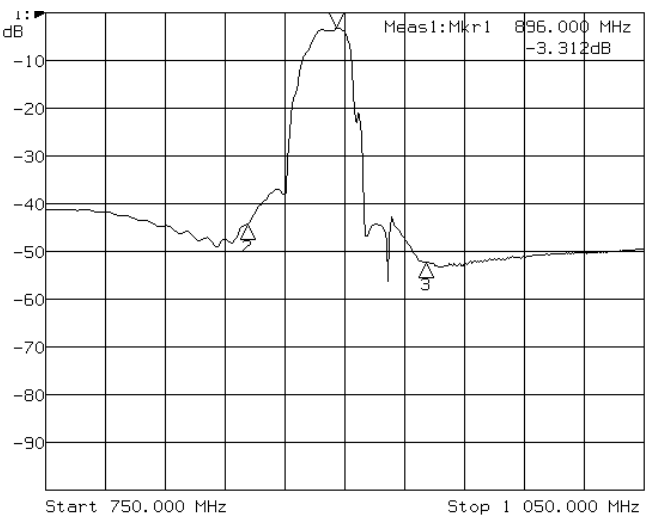


Рис. 2. АЧХ лестничного ПАВ-фильтра на центральную частоту 896 МГц с $\Delta f/f_0$=1,8%

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

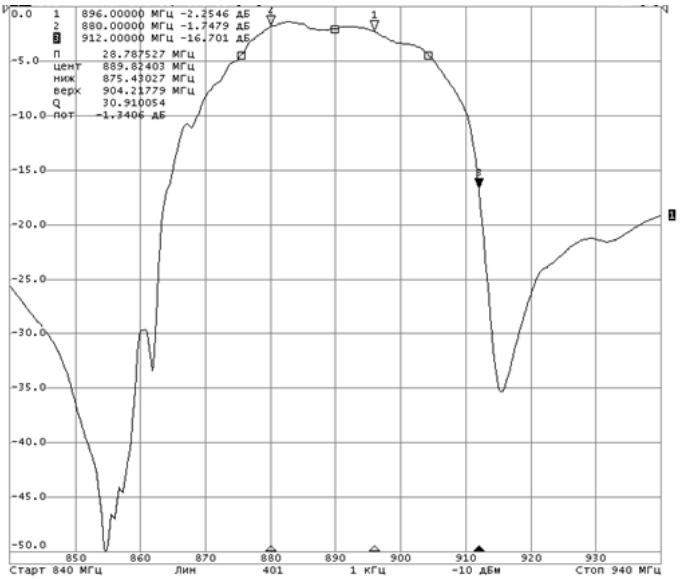


Рис. 3. АЧХ лестничного ПАВ-фильтра на центральную частоту 896 МГц с $\Delta f/f_0$=3,2%

Для создания фильтров с относительной полосой свыше $\Delta f/f_0$=3,2% применяется срез YX/64º $LiNbO_3$. Измеренная АЧХ лестничного ПАВ-фильтра на центральную частоту 1344 МГц на срезе YX/64º $LiNbO_3$, смонтированного в SMD-корпус габаритами 3х3х1,5 мм, показана на рис. 4. Фильтр обладает: полосой пропускания $\Delta f/f_0$=4%, вносимыми потерями 5 дБ, затуханием в полосе задерживания 35-40 дБ, коэффициентом прямоугольности 2 по уровням -30 дБ и -3 дБ. Измерения проводились в тракте 50 Ом.

4. Заключение

На основе представленных результатов по ПАВ-фильтрам диапазона частот 0,9-2 ГГц разработана конструктивно-технологическая платформа для серийного производства СВЧ фильтров на ПАВ на срезе YX/42º $LiTaO_3$ и срезе YX/64º $LiNbO_3$ в миниатюрных SMD-корпусах (3х3х1,5 мм и 5х5х1,8 мм). Это обеспечивает технологичность и уменьшает массогабаритные характеристики аппаратуры связи. Разработанная конструктивно-технологическая платформа позволяет расширить номенклатуру электронной компонентной базы и создать базовое решение для частотной селекции на рынке малогабаритных устройств связи в СВЧ-диапазоне.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

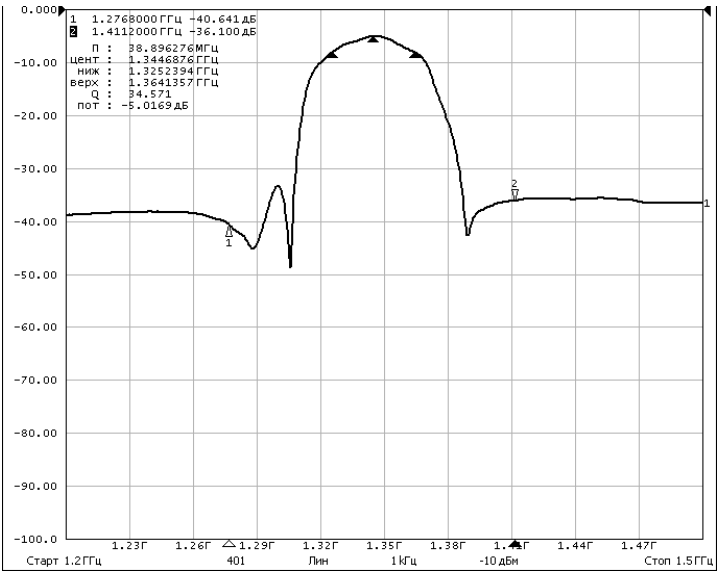


Рис. 4. АЧХ лестничного ПАВ-фильтра на центральную частоту 1334 МГц с $\Delta f/f_0$=4%

Список литературы

[1] Балышева О. Л. и др. Акустоэлектронные устройства обработки и генерации сигналов. Принципы работы, расчета и проектирования / О. Л. Балышева, В. И. Григорьевский, Ю. В. Гуляев, В.Ф. Дмитриев, Г. Д. Мансфельд. Монография // Под ред. академика РАН Ю. В. Гуляева. – М.: Радиотехника. 2012. – С. 242-258.

[2] Веремеев И. В. Широкополосный ВЧ ПАВ-резонатор на срезе YX/42° $LiTaO_3$ // Техника радиосвязи. № 4(31). 2016. С. 102-109.

[3] Веремеев И. В. Лестничные фильтры на ПАВ с относительной полосой пропускания 3-4% // Техника радиосвязи. № 3(34). 2017. С. 85-94.

[4] Ueda M., Kawachi O., Hashimoto K., Ikata O., Satoh Y. Low Loss Ladder Type SAW Filter in the Range of 300 to 400 MHz // Proc. IEEE Ultrasonics Symposium. 1994. P. 143-146.

[5] Heighway J., Kondratyev S. N., Plessky V. P. Impedance Element SAW Filter // Proc. IEEE Frequency Control Symposium. 1994. P. 374-378.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Многоканальное частотно-разделительное устройство СВЧ диапазона

Тюменцев А.И.

Акционерное общество Омский научно-исследовательский институт приборостроение
ул. Масленикова, 231, Омск, 644009, Россия
info@oniip.ru

Аннотация: *Рассмотрены вопросы построения многоканального частотно-разделительного устройства СВЧ диапазона. Произведен анализ и выбор схемы полосового фильтра, удовлетворяющей требованиям для построения многоканального частотно-разделительного устройства СВЧ диапазона. Предложена реализация многоканального частотно-разделительного устройства на основе керамики с низкой температурой обжига.*

Ключевые слова: частотно-разделительное устройство, LC фильтр, компенсация входных сопротивлений, LC контур, керамика с низкой температурой обжига.

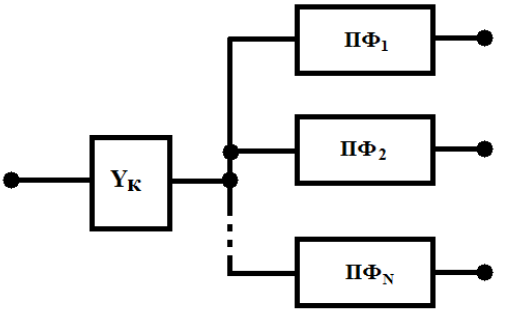
1. Введение

В радиотехнических системах связи различного назначения, в том числе СВЧ диапазона, для обеспечения нескольких каналов приема на одну антенну достаточно широко применяются частотно-разделительные устройства. Для обеспечения достаточно высокой развязки между каналами подобного устройства, как правило, реализуют на основе делителей мощности. Однако это ведет к существенному росту потерь в полосе пропускания [1, 2].

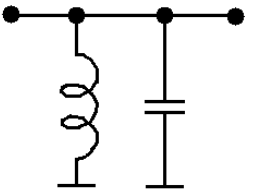
2. Исследуемая модель

От этого недостатка свободны частотно-разделительные устройства фильтрового типа (рис. 1а), образованные параллельным включением по входу полосовых фильтров к которым подключен компенсирующий контур (рис. 1б).

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018



а)



(б)

Рис. 1. Структурная схема многоканального частотно-разделительного устройства (а) и схема компенсирующего контура (б).

Структура компенсирующего контура определяется количеством подключенных фильтров и в простейшем случае представляет собой параллельный LC контур. При этом для минимизации взаимного влияния фильтров друг на друга, необходимо чтобы входные сопротивления фильтров в полосе задерживания имели монотонно возрастающий характер.

В диапазоне сравнительно низких частот (десятки МГц) существует достаточно большое количество схем полосовых фильтров, удовлетворяющих этому требованию. В СВЧ диапазоне количество таких схем весьма ограниченно, прежде всего из-за физической реализуемости элементов. Использование керамики с низкой температурой обжига позволяет не только решить эту проблему, но существенно сократить массу и габариты устройства, а также повысить его надежность. Одна из возможных схем, позволяющая реализовать частотно-разделительное устройство с использованием керамики с низкой температурой обжига, приведена на рис.2.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

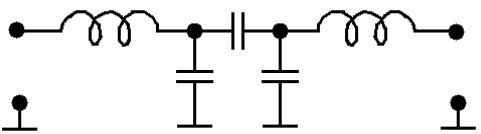


Рис. 2. Схема полосового фильтра, выбранного для реализации ЧРУ

3. Физическая реализация

Для реализации частотного-разделительного устройства на диапазон частот от 500 до 1800 МГц за основу полосового фильтра была выбрана схема, показанная на рис.2. Расчет элементов схем фильтров и компенсирующего контура такого частотно-разделительного устройства может быть выполнен на основе известных соотношений [2, 3].

Конструктивно частотно-разделительное устройство выполнено в 30 слоях керамики с низкой температурой обжига фирмы DuPont с диэлектрической проницаемостью 7,8 (рис.3) Размеры устройства составили 7x8x2,88 мм.

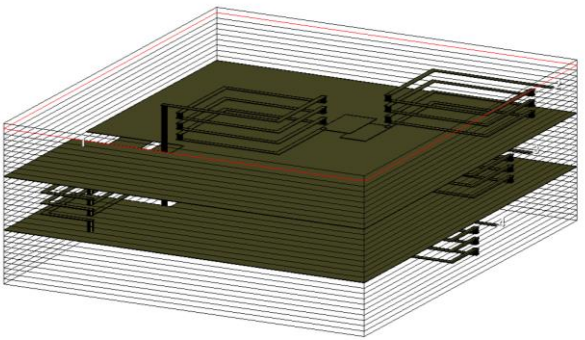


Рис. 3. Конструкция частотно-разделительного устройства, выполненного на основе керамики с низкой температурой обжига

Результаты электродинамического моделирования данного устройства приведены на рис.4.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

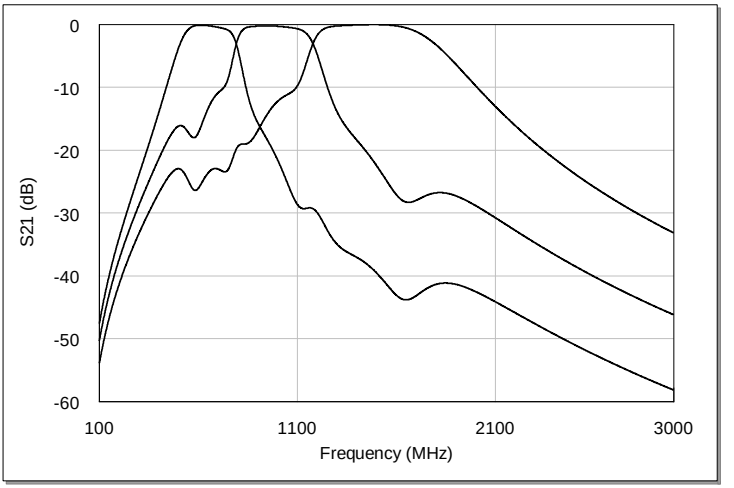


Рис. 4. Амплитудно-частотная характеристика частотно-разделительного устройства

3. Заключение

Таким образом показана возможность реализации многоканального частотно-разделительного устройства СВЧ диапазона фильтрового типа, с использованием керамики с низкой температурой обжига. Проведенное электромагнитное моделирование конструкции частотно-разделительного устройства показало, что потер в полосе пропускания фильтров при их совместной работе составили не более 1 дБ.

Выражение признательности

Автор выражает признательность А. Н. Яковлеву (Омский научно-исследовательский институт приборостроения) за внимание к работе и ряд полезных советов.

Список литературы

[1] Алексеев О.В., Грошев Г.А., Чавка Г.Г. Многоканальные частотно-разделительные устройста и их применение. М.: Радио и связь, 1981.

[2] Босый Н.Д. Электрические фильтры. Киев: Государственное издательство технической литературы УССР, 1960. 616 с.

[3] А.Г. Зиновьев. Расчет многоканальных частотно-разделительных устройств фильтрового типа. М.:Техника средств связи, 1986. 61 с.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Mode selection in two-dimensional Bragg resonators based on planar dielectric waveguides

E.R. Kocharovskaya, N.S. Ginzburg, V. Yu. Zaslavsky, N. Yu. Peskov, A. M. Malkin, A.S. Sergeev
Institute of Applied Physics RAS, Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation
katya@appl.sci-nnov.ru

Abstract: *We perform a theoretical analysis of the electrodynamic properties of the spatially-extended 2D Bragg structures based on planar dielectric waveguides and their 3D modeling using CST Microwave Studio software. Model electrodynamic experiments on the "cold" testing of 2D dielectric Bragg structures in the millimeter range (60 GHz) with oversize factor of ~30 wavelengths, demonstrating the realizability of structures of this type and their operability at large Fresnel parameters were carried out.*

Keywords: *Bragg resonator, mode selection, dielectric structure, distributed-feedback laser and maser.*

Селекция мод в двумерных брэгговских резонаторах на основе планарных диэлектрических волноводов

Е.Р. Кочаровская, Н.С. Гинзбург, В. Ю. Заславский, Н. Ю. Песков, А. М. Малкин, А.С. Сергеев

ФИЦ институт прикладной физики РАН
г. Нижний Новгород, 603950, Россия
katya@appl.sci-nnov.ru

Аннотация: *Выполнен теоретический анализ электродинамических свойств пространственно-развитых двумерных брэгговских структур на основе планарных диэлектрических волноводов и их трехмерное моделирование с использованием коммерческого кода CST Microwave Studio. Проведены модельные электродинамические эксперименты по «холодному» тестированию двумерных диэлектрических брэгговских структур в миллиметровом диапазоне (60 ГГц) при сверхразмерности ~ 30 длин волн, демонстрирующие реализуемость структур данного типа и их работоспособности при больших параметрах Френеля.*

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

Ключевые слова: брэгговские резонаторы, селекция мод, диэлектрические структуры, лазеры и мазеры с распределенной обратной связью

1. Введение

Двумерная распределенная обратная связь (РОС) была первоначально предложена в ИПФ РАН для синхронизации излучения пространственно-развитых релятивистских электронных пучков (РЭП) ленточной и трубчатой конфигурации, и, таким образом, достижения высокой мощности излучения в релятивистских мазерах при сохранении умеренных плотностей тока пучка и потоков электромагнитной энергии [1]. Целью настоящей работы является расширение сферы приложений данного механизма применительно к квантовым генераторам. В случае пространственно-развитых активных сред перспективно использование двумерной РОС, обеспечивающей связь электромагнитных потоков, распространяющихся во взаимно-ортогональных направлениях. Данный механизм РОС может быть реализован в 2D брэгговских структурах планарной геометрии с двоякопериодической модуляцией эффективного показателя преломления волноводного слоя (Рис.1). При этом необходимо отметить, что в лазерах на основе полупроводниковых активных сред, включая полупроводниковые гетероструктуры [2-6], планарная геометрия является основным вариантом вследствие эпитаксиально-литографической технологии изготовления.

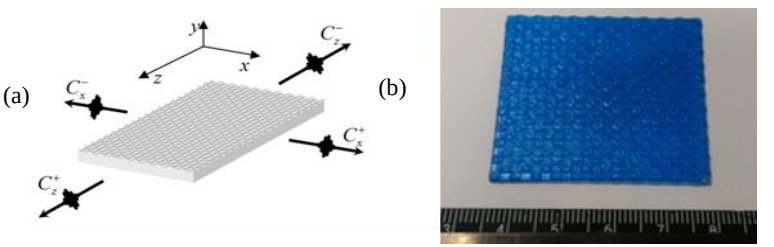


Рис. 1. (a) Схема двумерного брэгговского резонатора на основе планарного диэлектрического волновода с двоякопериодически гофрированной поверхностью. (b) Фотография модели диэлектрической структуры с «шахматной» гофрировкой, изготовленной методом 3D печати.

Fig. 1. (a) Scheme of a 2D Bragg resonator based on planar dielectric waveguide with doubly periodic corrugated surface; (b) Photo of a 3D-printed model of a dielectric structure with the chessboard grating.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

В таких резонаторах, обладающих поперечными и продольными размерами, многократно превышающими длину волны, реализуется эффективная селекция мод. В результате оказывается возможным синхронизовать излучение активной среды с большими значениями параметра Френеля в продольном и поперечном направлениях [3-5].

В предлагаемой работе приведены результаты численного и экспериментального исследования пространственно-развитых 2D брэгговских структур на основе планарных диэлектрических волноводов.

2. Моделирование селективных характеристик двумерных брэгговских резонаторов

Теоретический анализ двумерных брэгговских резонаторов проводился с помощью разработанных в ИПФ РАН усредненных моделей на основе метода связанных волн. Для верификации применимости данных моделей проведено полное трехмерное моделирование указанных систем на основе коммерческого кода CST Microwave Studio. Моделирование проводилось для диэлектрической структуры с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 2{,}4$, и экспериментально измеренным тангенсом угла потерь $\mathrm{tg}(\delta) = 0{,}002$, соответствующих пластикам типа SBS (Sterol-Butadiene-Sterol). Структура с периодами $d_x = d_z = 4$ мм, толщиной $a = 1$ мм, продольным и поперечным размерами $l_z = 180$ мм и $l_x = 2l_z$, обеспечивала связь низших ТМ – волн и была размещена на металлической подложке, двоякопериодическая модуляция наносилась на внешнюю свободную поверхность. Найденная в прямом численном моделировании частота наиболее добротной моды (~ 60ГГц) и абсолютное значение добротности находится в хорошем соответствии с результатами аналитической теории. Одновременно моделирование подтверждает наличие в двумерном брэгговском резонаторе высокодобротных мод в центре полосы непрозрачности. Таким образом, двумерная двоякопериодическая структура, нанесенная на поверхность диэлектрика позволяет обеспечить эффективную селекцию мод по двум координатам.

3. Экспериментальное исследование диэлектрических двумерных брэгговских структур в миллиметровом диапазоне

Планарные диэлектрические волноводы с нанесенной на поверхность двоякопериодической шахматной гофрировкой изготавливались с помощью 3D принтеров из пластиков типа SBS (Рис. 1 b). с диэлектриче-

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

скими проницаемостями $\varepsilon = 2{,}3 - 2{,}5$, которые были измерены в серии предварительных экспериментов. Для измерения комплексной диэлектрической проницаемости были изготовлены макеты волноводов с заполнением из пластиков этого типа. Измерения проводилась в длинноволновой части миллиметрового диапазона (30 - 40 ГГц), упрощающем изготовление экспериментальных макетов и не выявили сильных частотных зависимостей в реальной и мнимой части диэлектрической проницаемости. Полученные данные использовались при численном моделировании в более высоком частотном W-диапазоне. На основе полученных экспериментальных данных и результатов моделирования были разработаны и реализованы макеты двумерных диэлектрических брэгговских структур. Исследование селективных свойств макетов указанных структур проводилось с помощью «холодных» электродинамических тестов в миллиметровом диапазоне (~ 60ГГц) при сверхразмерности ~ 30 длин волн.

Для экспериментального исследования планарной диэлектрической 2D брэгговской структуры с большой сверхразмерностью, необходимо обеспечить ее возбуждение широким волновым пучком с плоским фазовым фронтом, который может быть сформирован с помощью планарной квазиоптической передающей линии. Подобная линия представляет собой параллельные металлические пластины, между которыми было заключено параболическое зеркало, в фокусе которого располагается входной волновой пучок, поступающий из одномодового волновода. Волновой пучок генерировался с помощью панорамного высокочастотного источника Р2-67 в виде $H_{1,0}$ волны прямоугольного волновода. Выходя из волноводного рупора с сечением 7×5 мм, помещенного в фокусе данной квазиоптической линии, он формировал плоский волновой пучок с размерами 375 ×5 мм и структурой ТЕМ-волны планарного волновода. Меньшая по размеру брэгговская структура (180×180 мм) располагалась в наиболее регулярной части волнового пучка. При измерении коэффициентов прохождения и поперечного рассеяния аналогичная линия передачи использовались в качестве приемника прошедшего (рассеянного) через структуру излучения.

Согласно проведенным расчетам данная структура имела рабочую зону брэгговского рассеяния в районе 60 ГГц. «Холодные» измерения изготовленного макета диэлектрической 2D структуры проводились на основе стенда, описанного выше. Результаты измерений коэффициентов отражения, прохождения и поперечного рассеяния на данной структуре представлены на Рис. 2. Как видно из сравнения кривых 1 и 2 (Рис. 2), экс-

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

перименты продемонстрировали хорошее соответствие с расчетами как по положению и ширине расчетной брэгговской полосы, так и по амплитудным характеристикам интегральных коэффициентов рассеяния.

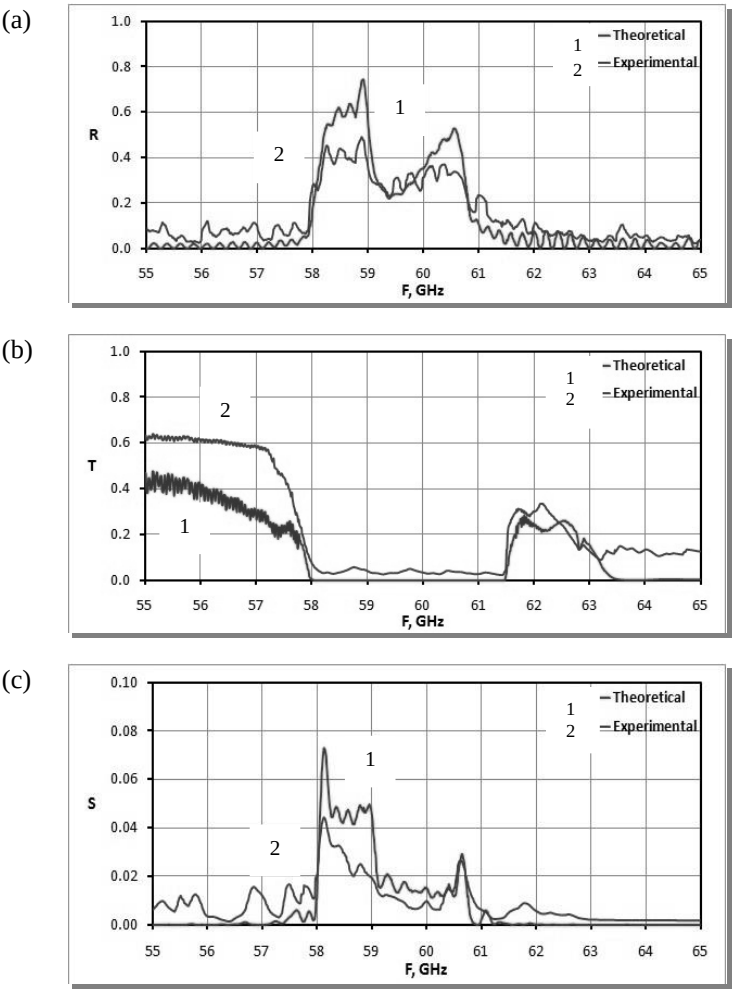


Рис. 2. Теоретическое (кривые 1) и экспериментальное (кривые 2) исследование интегральных характеристик резонатора: коэффициенты (a) отражения *R*, (b) прохождения *T* и (c) поперечного рассеяния *S* диэлектрической структуры с двумерной шахматной гофрировкой глубиной 0.4 мм и периодом в x и z направлениях 4 мм. Структура квадратной формы со стороной ребра $l_x = l_z = 180$ мм и толщиной 1мм.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

Fig. 2. Theoretical (curves 1) and experimental (curves 2) study of integral characteristics of resonator: the coefficients (a) of reflection R, (b) of transmission T and (c) of the transverse scattering S of the dielectric structure with a two-dimensional chessboard grating with depth of 0.4 mm and a period in x and z directions of 4 mm. The square structure has a side of the edge $l_x = l_z = 180\text{mm}$ and a thickness of 1mm.

Следует также заметить, что в проводимых экспериментах на входе планарной квазиоптической передающей линии использовался одномодовый прямоугольный волновод, имеющий достаточно широкую диаграмму направленности излучения. Вследствие чего, согласно результатам моделирования, на выходе формирующей линии возникала интерференция лучей, как отраженных от параболического зеркала, так и излучаемых непосредственно из волновода. Данный эффект приводил к модуляции волнового пучка, падающего на 2D структуру. Этим может быть объяснена изрезанность интегральных характеристик рассеянного на двумерной решетке излучения, наблюдаемая в эксперименте.

4. Заключение

Таким образом, проведенные теоретические и экспериментальные исследования подтвердили реализуемость двумерных диэлектрических брэгговских структур в коротковолновой части миллиметрового диапазона и их работоспособность. Разработана доступная и относительно дешевая технология изготовления структур данного типа методом 3D печати. Продемонстрировано хорошее соответствие измеренных в «холодных» тестах электродинамических характеристик диэлектрических двумерно-периодических структур с результатами моделирования на основе трехмерного коммерческого кода CST “Microwave studio”. Проведенные экспериментальные исследования подтвердили, что диэлектрические свойства пластиков, используемых в предложенной технологии, адекватны для создания макетов диэлектрических 2D структур, а точность их изготовления приемлема для работы вплоть до коротковолновой части миллиметрового диапазона.

Перспективой дальнейшего развития проведенных работ является исследование возможности перехода в субмиллиметровый диапазон путем использования промышленных 3D принтеров и далее в более высокочастотные диапазоны при использовании технологии полимерной фотопечати, заявляемая точность которой в настоящее время достигает до 1 мкм.

Copyright © 2018 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 выполнения государственного задания ИПФ РАН на проведение научных исследований по теме № 0035-2014-013 и проекта Российского фонда фундаментальных исследований № 18-48-520022. Авторы выражают признательность М. Д. Проявину (ИПФ РАН) за помощь в изготовлении диэлектрических структур.

Список литературы

[1] Ginzburg N.S., Peskov N.Yu., Sergeev A.S. Dynamics of free-electron lasers with two-dimension distributed feedback // Optics Commun. 1994. V.112. P.151-156.
[2] Кочаровская Е.Р., Гинзбург Н.С., Сергеев А.С., Кочаровский В.В., Кочаровский Вл.В. Режимы генерации лазеров с сильным неоднородным уширением активной среды и слабой распределенной обратной связью волн // Изв. вузов. Радиофиз. 2016. Т. 59, С. 535-553.
[3] Барышев В.Р., Гинзбург Н.С., Заславский В.Ю., Малкин А.М., Сергеев А.С., Тумм М. Селекция мод в двумерных брэгговских резонаторах на основе планарных диэлектрических волноводов // Квант. электрон. 2009. Т.39. С.463-472.
[4] Барышев В.Р., Гинзбург Н.С. Использование двумерной динамической решетки коэффициента усиления для генерации когерентного излучения от пространственно-развитых активных сред // ЖТФ. 2012. Т.22, вып.6. С.73-79.
[5] Ginzburg N.S., Baryshev V.R., Sergeev A.S., Malkin A.M., Dynamics of semiconductorlaser with two-dimensional distributed feedback // Phys. Rev. A. 2015. V.91, P. 053806(1-10).
[6] Kogelnik H., Shank C.V. Coupled-wave theory of distributed feedback lasers // J. of Appl. Phys. 1972. V.43, No. 5. P.2327-2335.

References

[1] Ginzburg N.S., Peskov N.Yu., Sergeev A.S. Dynamics of free-electron lasers with two-dimension distributed feedback // Optics Commun. 1994. V.112. P.151-156.
[2] Kocharovskaya E. R., Ginzburg N. S., Sergeev A. S., Kocharovsky V. V., Kocharovsky Vl. V., Regimes of Generation in Low-Q Distributed-Feedback Lasers with Strong Inhomogeneous Broadening of the Active Medium, Radiophys. and Quant. Electron. 2016, V. 59, P 484–500.
[3] Baryshev V. R., Ginzburg N. S., Zaslavskii V. Yu., Malkin A. M., Sergeev A. S., Thumm M. Mode selection in two-dimensional Bragg resonators based on planar dielectric waveguides // Quant. Electron. 2009. V.39. No. 5, P.463-468.
[4] Baryshev V.R., Ginzburg N.S. Application of two-dimensional dynamic gain grating for generation of coherent radiation from spatially extended active media // Tech. Phys. 2012. V. 57, No. 6, P. 807–813.
[5] Ginzburg N. S., Baryshev V. R., Sergeev A. S., Malkin A. M., Dynamics of semiconductorlaser with two-dimensional distributed feedback // Phys. Rev. A. 2015. V. 91, P. 053806(1-10).
[6] Kogelnik H., Shank C.V. Coupled-wave theory of distributed feedback lasers // J. of Appl. Phys. 1972. V.43, No. 5. P.2327-2335.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of the state program of the IAPRAS for scientific studies by project No. 0035-2014-013 and the project of the Russian Foundation for Basic Research No. 18-48-520022. The authors are grateful to M.D. Proyavin (Institute of Applied Physics of Russian Academy of Sciences) for 3D-printing of the dielectric structures.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

The effect of the conductivity of a thin film located near a piezoelectric plate on the characteristics of the propagating SH_0 wave

[1]Borodina I.A., [1]Zaitsev B.D., [1]Teplykh A.A.
[1]*Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS*
Saratov, 410019, Russian Federation
borodinaia@yandex.ru

Abstract: *The results of the study of the influence of the conductivity of a thin film located with a certain gap above the acoustic delay line on the characteristics of the propagating acoustic wave with a shear-horizontal polarization (SH_0) are presented. It is shown that the velocity of the SH_0 wave propagating in the delay line under investigation depends on the film conductivity and the width of the gap between the delay line and the conductive film. The dependences of the change in the SH_0 wave velocity on the width of the gap between the surface of the delay line and the conductive film were constructed, as well as on the conductivity of the film.*

Keywords: *piezoelectric plate, acoustic delay line, shear-horizontal acoustic wave of zero order, conductive film, phase of the output signal of the delay line, acoustic wave velocity.*

Влияние проводимости тонкой пленки, расположенной вблизи пьезоэлектрической пластины, на характеристики распространяющейся SH_0 волны

[1]Бородина И.А., [1]Зайцев Б.Д., [1]Теплых А.А.
[1]*Институт Радиотехники и Электроники им. В.А. Котельникова Российской академии наук, Саратовский филиал*
г. Саратов, 410019, Российская Федерация
borodinaia@yandex.ru

Аннотация: *Представлены результаты исследования влияния проводимости тонкой пленки, расположенной с некоторым зазором над акустиче-*

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

ской линией задержки на характеристиках распространяющейся акустической волны с поперечной горизонтальной поляризацией (SH_0). Показано, что скорость SH_0 волны, распространяющейся в исследуемой линии задержки, зависит от проводимости пленки и ширины зазора между линией задержки и проводящей пленкой. Построены зависимости изменения скорости SH_0 волны от ширины зазора между поверхностью линии задержки и проводящей пленкой, а также от проводимости пленки.

Ключевые слова: пьезоэлектрическая пластина, акустическая линия задержки, поперечно-горизонтальная акустическая волна нулевого порядка, проводящая пленка, фаза выходного сигнала линии задержки, скорость акустической волны.

1. Введение

В настоящее время характеристики акустических волн в тонких по сравнению с длиной волны пьезоэлектрических пластинах достаточно полно исследованы [1-8]. Было обнаружено, что свойства поперечно-горизонтальных волн нулевого порядка (SH_0) существенно отличаются от свойств поверхностных акустических волн (ПАВ) в том же самом материале. Показано, что указанные волны обладают значительно большим коэффициентом электромеханической связи (K^2), чем ПАВ [1-3]. В связи с этим указанные волны являются более чувствительными к изменению электрических граничных условий по сравнению с поверхностными волнами, и использование SH_0 волн вместо ПАВ позволяет значительно улучшить характеристики существующих устройств обработки сигналов и повысить чувствительность различных акустических датчиков.

Данная работа посвящена экспериментальному исследованию структуры, состоящей из линии задержки на основе пластины Y-X ниобата лития с распространяющейся поперечно-горизонтальной волной нулевого порядка (SH_0) и расположенной с некоторым зазором над ней проводящей пленкой. Исследовалось влияние проводимости пленки, а также ширины зазора между пленкой и линией задержки на характеристики SH_0 волны.

2. Описание исследуемого устройства и методика эксперимента

Для проведения экспериментальных исследований была использована линия задержки на основе пластины Y-X ниобата лития толщиной 200 мкм, с расположенными на ней двумя встречно-штыревыми преобразователями. Эти преобразователи возбуждали и принимали SH_0 волну, которая распространялась вдоль оси X. Диапазон рабочих частот линии за-

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

держки составлял 2.6 – 3.8 МГц.

Для исследования влияния проводимости пленок на характеристики SH_0 волны, на поврхность линии задержки с некоторым воздушным зазором помещалась стеклянная пластина толщиной 1мм с нанесенной на одну из ее сторон пленкой с заданной проводимостью. Для проведения измерений исследуемая линия задержки подключалась к измерителю S-параметров E5071C («Agilent», США) в режиме измерения параметра S_{12}, и проводились измерения частотных зависимостей полных потерь и фазы выходного сигнала линии задержки. Ширина воздушного зазора менялась от 0 до 300 мкм и контролировалась специально разработанным микрометром. В качестве проводящих пленок использовались пленки диоксида олова с различной поверхностной проводимостью: 0.0072; 1.48; 46.1; 550 и 87000 мкСм. Исследовались также стеклянная подложка без проводящей пленки («нулевая» проводимость) и стеклянная подложка с пленкой алюминия («бесконечно большая» проводимость).

3. Полученные результаты

В процессе исследований были получены частотные зависимости фазы линии задержки для различной ширины зазора между поверхностью линии задержки и стеклянной пластиной с нанесенной проводящей пленкой с заданной проводимостью (рис.1).

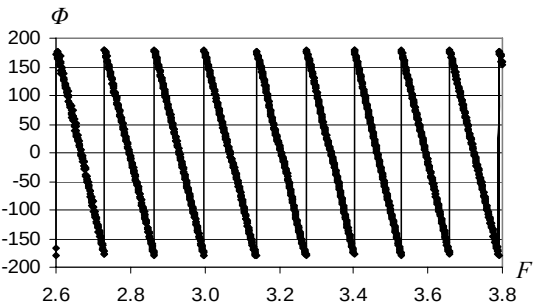


Рис. 1. Частотная зависимость фазы выходного сигнала (*Ф, град.*) акустической линии задержки на основе пластины Y-X $LiNbO_3$.

Fig. 1. The frequency dependence of the phase (*Ф, degrees*) of the output signal of the acoustic delay line based on the Y-X $LiNbO_3$ plate.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

На основе полученных частотных зависимостей были построены зависимости изменения фазы на частоте 3.25 МГц (частота минимальных потерь) линии задержки от ширины зазора между поверхностью линии задержки и проводящей пленкой при различной проводимости, а также от проводимости пленки при различной ширине зазора.

Данные зависимости позволили сделать вывод о том, что присутствие проводящей пленки вблизи поверхности линии задержки приводит к изменению скорости акустической волны в пьезоэлектрической пластине ниобата лития.

В результате были получены зависимости относительного изменения скорости SH_0 волны от ширины зазора между поверхностью пластины ниобата лития и проводящей пленкой при различной проводимости пленки (рис.1).

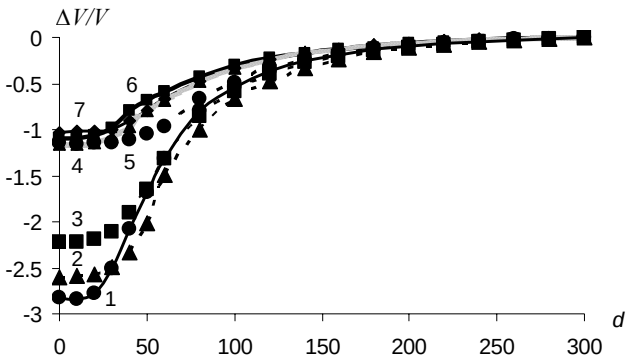


Рис. 2. Экспериментальные зависимости относительного изменения скорости ($\Delta V/V$, %) SH_0 волны в линии задержки от ширины зазора (d, мкм) между пленкой и поверхностью линии задержки при следующих значениях проводимости пленок: (2) – 87000, (3) – 550, (4) – 46, (5) – 1.481, (6) – 0,072 мкСм, (1) – алюминиевая пленка, (7) – стеклянная подложка без пленки.

Fig. 2. The experimental dependences of the relative change of the relative change in the SH_0 wave velocity ($\Delta V/V$, %) in the delay line on the width of the gap (d, μm) between the film and the surface of the delay line for the following values of the film conductivity: (2) – 87000, (3) – 550, (4) – 46, (5) – 1.481, (6) – 0.072 μS, (1) refers to the aluminum film, (7) refers to the glass substrate without a film.

Из рисунка 2 можно увидеть, что относительное изменение скорости (ΔV/V) зависит как от ширины зазора между поверхностью линии задерж-

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

ки и пластиной с проводящей пленкой, так и от проводимости пленки. Видно, что с ростом ширины зазора скорость увеличивается и достигает насыщения в интервале 250 – 300 мкм для всех исследуемых пленок. Также видно, что изменение скорости тем сильнее, чем выше проводимость пленки. Наибольшее изменение скорости наблюдается для проводимости пленок 550, 87000 и 900000 мкСм (кривые 1 – 3 на рис. 4) и достигает 2 – 2.7% при ширине зазора 0 – 30мкм. Для всех значений проводимости пленок наибольшее изменение скорости акустической волны происходит в диапазоне значений ширины зазора 0 – 100 мкм.

Также были построены зависимости относительного изменения скорости SH_0 волны от проводимости пленки при различной ширине зазора между пластиной ниобата лития и проводящей пленкой (рис.3).

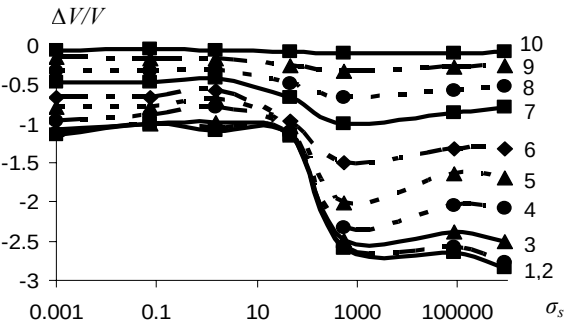


Рис. 3. Экспериментальные зависимости относительного изменения скорости (ΔV/V, %) SH_0 волны в линии задержки от проводимости пленки (σ_s, мкСм) при следующих значениях ширины зазора: (1) – 10, (2) – 20, (3) – 30, (4) – 40, (5) –50, (6) – 60, (7) – 80, (8) – 100, (9) – 140, (10) – 200 мкм.

Fig. 3. The experimental dependences of the relative change in the SH_0 wave velocity (ΔV/V, %) in the delay line on the film conductivity (σ_s, μS) for the following values of the gap width: (1) – 10 μm, (2) – 20 μm, (3) – 30 μm, (4) – 40 μm, (5) – 50 μm, (6) – 60 μm, (7) – 80 μm, (8) – 100 μm, (9) – 140 μm, (10) – 200 μm.

Из рисунка 3 видно, что с ростом проводимости пленки скорость акустической SH_0 волны вначале практически не меняется, затем в интервале 10 – 1000 мкСм резко уменьшается и далее незначительно возрастает. При этом, с уменьшением ширины зазора между линией задержки и проводящей пленкой степень изменения скорости SH_0 волны увеличивается

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

во всем диапазоне проводимости пленки. Наиболее значительные изменения скорости волны наблюдаются для значений ширины зазора в диапазоне 10 - 100 мкм. При удалении проводящей пленки на расстояние, большее, чем 200 мкм скорость акустической волны практически перестает изменяться.

4. Заключение

Впервые экспериментально исследовано влияние проводимости тонкой пленки, расположенной с заданным зазором над поверхностью акустической линии задержки с распространяющейся SH_0 волной, изготовленной из пластины ниобата лития. Показано, что величина проводимости пленки и ширина зазора между проводящей пленкой и поверхностью линии задержки оказывают значительное влияние на скорость SH_0 волны. Полученные результаты можно использовать для создания различных акустических датчиков, в частности для бесконтактного определения проводимости тонких пленок.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при частичной финансовой поддержке проекта Российского фонда фундаментальных исследований № 16-07-00818-а.

Список литературы

[1] Kuznetsova I.E., Zaitsev B.D., Joshi S.G., Borodina I.A. Investigation of acoustic waves in thin plates of lithium niobate and lithium tantalate // IEEE Trans. on Ultrason. Ferroel. and Freq. Contr. 2001. V. 48. no. 1. P. 322-328.

[2] Zaitsev B.D., Joshi S.G., and Kuznetsova I.E. Propagation of QSH (quasi shear horizontal) acoustic waves in piezoelectric plates // IEEE Trans. on Ultrason. Ferroel. and Freq. Contr. 1999. V. 46. P. 1298-1302.

[3] Kuznetsova I.E., Zaitsev B.D., Joshi S.G., and Borodina I.A.. Acoustic plate waves in potassium niobate single crystal // Electron. Lett.1998. V.34. No. 23. P. 2280-2281.

[4] Двоешерстов М.Ю., Чередник В.И., Чириманов А.П.. Электроакустические волны Лэмба в пьезоэлектрических кристаллах // Акустический журнал. 2004. Т. 50. №5. С. 603-608.

[5] Jin Y., Joshi S.G.. Propagation of quasi- shear- horizontal acoustic wave in Z-X lithium niobate plates // IEEE Trans. on Ultras., Ferroel., and Freq. Contr. 1996. V. 43. P. 491-494.

[6] Kuznetsova I.E., Zaitsev B.D., Joshi S.G.. Temperature characteristics of acoustic waves propagating in thin piezoelectric plates // Proceed. of IEEE Int. Ultras. Symposium. 2001. V.1. P. 157-160.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

[7] Kuznetsova I.E., Zaitsev B.D., Teplykh A.A., Joshi S.G., Kuznetsova A.S. Power flow angle (PFA) of acoustic waves in thin piezoelectric plates // Trans. on Ultrason., Ferroel. and Freq. Contr. 2008. V. 55. No. 9. P. 1984-1991.

[8] Kuznetsova A.S., Zaitsev B.D., Kuznetsova I.E., Joshi S.G. The refraction surfaces of zero order acoustic waves in thin piezoelectric plates // Proceed. of IX Int.Conf. "Wave Electronics and its Appl. in Information and Telecommun. Systems, Non-Destructive Testing, Security and Medicine". 2006. St.-Peterburg. Russia. 4 pages.

References

[1] Kuznetsova I.E., Zaitsev B.D., Joshi S.G., Borodina I.A. Investigation of acoustic waves in thin plates of lithium niobate and lithium tantalite. *IEEE Trans. on Ultrason. Ferroel. and Freq. Contr.*, 2001, vol. 48, no.1, pp. 322-328.

[2] Zaitsev B.D., Joshi S.G., and Kuznetsova I.E. Propagation of QSH (quasi shear horizontal) acoustic waves in piezoelectric plates. *IEEE Trans. on Ultrason. Ferroel. and Freq. Contr*., 1999, vol. 46, pp. 1298-1302.

[3] Kuznetsova I.E., Zaitsev B.D., Joshi S.G., and Borodina I.A.. Acoustic plate waves in potassium niobate single crystal. *Electron. Lett.*, 1998, vol. 34, no. 23. pp. 2280-2281.

[4] Dvoesherstov M.Yu., Cherednik V.I., Chirimanov A.P. Electroacoustic Lamb waves in piezoelectric crystal plates // Acoustical Physics, 2004. V.50. No.2. P. 512-517.

[5] Jin Y., Joshi S.G.. Propagation of quasi- shear- horizontal acoustic wave in Z-X lithium niobate plates. *IEEE Trans. on Ultras., Ferroel., and Freq. Contr.*, 1996,vol.43, pp. 491-494.

[6] Kuznetsova I.E., Zaitsev B.D., Joshi S.G.. Temperature characteristics of acoustic waves propagating in thin piezoelectric plates. *Proceed. of IEEE Int. Ultras. Symposium.*, 2001, vol. 1, pp. 157-160.

[7] Kuznetsova I.E., Zaitsev B.D., Teplykh A.A., Joshi S.G., Kuznetsova A.S. Power flow angle (PFA) of acoustic waves in thin piezoelectric plates. *Trans. on Ultrason., Ferroel. and Freq. Contr.*, 2008, vol. 55, no. 9, pp. 1984-1991.

[8] Kuznetsova A.S., Zaitsev B.D., Kuznetsova I.E., Joshi S.G. The refraction surfaces of zero order acoustic waves in thin piezoelectric plates. *Proceed. of IX Int. Conf. "Wave Electronics and its Appl. in Information and Telecommun. Systems, Non-Destructive Testing, Security and Medicine",* 2006, St.-Peterburg, Russia, 4 pages.

Acknowledgements

The work was carried out with the partial financial support of the grant of Russian Foundation of Basic Research # 16-07-00818-a.

Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.