



26-я Международная Крымская конференция СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии

Материалы конференции

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

Том 6

**5. Пассивные компоненты;
5а. Материалы и технология СВЧ-приборов**

**Москва • Минск • Севастополь
2016**

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431
С255

Организаторы:

Российский фонд фундаментальных исследований (РФФИ) — проект № 16-07-20068
Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи
(РНТОРЭС) им. А. С. Попова
Крымский научно-технологический центр им. проф. А. С. Попова (Севастополь)
Севастопольский государственный университет,
Институт радиоэлектроники и информационной безопасности
Крымский федеральный университет им. В. И. Вернадского,
Физико-технический институт (Симферополь)
Крымская астрофизическая обсерватория,
Отдел радиоастрономии и геодинамики (Кацивели)
ОАО «НПП "Исток" им. Шокина» (Фрязино)
ОАО «Интеграл», НТЦ «Белмикросистемы» (Минск)
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (Минск)
НП ОАО «Фаза» (Ростов-на-Дону)
АО «Микроволновые системы» (Москва)
НПП «Системные ресурсы» (Москва)
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
НПФ «Микран» (Томск)
ООО «Радиокомп» (Москва)
Уральский федеральный университет им. Б. Н. Ельцина (Екатеринбург)
AWR — National Instruments (Москва)
Таркус (Ростов-на-Дону — Севастополь)
Keysight Technologies (Москва)

Техническая и информационная поддержка:

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

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

Т. 6 : VI, 216 [1222—1437] с. : ил. — ISBN 978-966-335-424-8.

В 6-й том включены материалы 34-х докладов, которые были представлены на заседаниях секций по направлениям: 5. Пассивные компоненты; 5а. Материалы и технология СВЧ-приборов.

Материалы конференции изданы также на флеш-накопителе.

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

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431

ISBN 978-966-335-418-7 (тт. 1—13)
ISBN 978-966-335-424-8 (т. 6)

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

Том 6

СЕКЦИЯ 5/1: ФИЛЬТРЫ СВЧ: МЕТОДЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ И РЕАЛИЗАЦИЯ

5.1	ВЫСОКОИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ МИКРОПОЛОСКОВЫЕ БАЗОВЫЕ ЯЧЕЙКИ И ФИЛЬТРЫ НА ИХ ОСНОВЕ Аристархов Г. М., Звездинов Н. В.	1222
5.2	ЕМКОСТНЫЕ ТРАНСФОРМАЦИИ В ИНТЕГРАЛЬНЫХ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРАХ СВЧ ДИАПАЗОНА Тюменцев А. И., Хроленко Т. С.	1229
5.3	МОЩНЫЕ СВЧ ПОЛОСОВЫЕ ОБЪЕМНО-РЕЗОНАТОРНЫЕ ФИЛЬТРЫ С МИНИМАЛЬНЫМИ ПОТЕРЯМИ Радченко А. В., Радченко В. В.	1235
5.4	ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ФИЛЬТРОВ НА БАЗЕ САПР СВЧ Кисель Н. Н., Дерачиц Д. С., Грищенко С. Г.	1240
5.5	ВОЛНОВОДНЫЕ ФИЛЬТРЫ НА СЛОЖНЫХ РЕЗОНАНСНЫХ ДИАФРАГМАХ Крутиев С. В., Клещенков А. Б., Земляков В. В.	1247
5.6	РАЗРАБОТКА ОБЪЕМНОГО ФИЛЬТРА С-ДИАПАЗОНА С ПЕРЕКРЕСТНЫМИ СВЯЗЯМИ Шадрин Н. С., Беркутов Д. А., Широких С. А.	1254
5.7	ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПОДЛОЖКИ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ И РАЗМЕРЫ ФИЛЬТРА НА МИКРОПОЛОСКОВЫХ СПИРАЛЬНЫХ РЕЗОНАТОРАХ Летавин Д. А., Чечеткин В. А.	1259
5.8	МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ПОЛОСОВОЙ ФИЛЬТР С КВАЗИЭЛЛИПТИЧЕСКОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ НА КОРОТКОЗАМКНУТЫХ РЕЗОНАТОРАХ Семерня Р. Е., Виленский А. Р., Чернышев С. Л., Литун В. И.	1266
5.9	РАЗРАБОТКА ВЫХОДНОГО ФИЛЬТРА МОЩНОГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО ПЕРЕДАТЧИКА Чечеткин В. А., Черных О. А.	1273

СЕКЦИЯ 5/2: ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ, РЕЗОНАТОРЫ И ПАССИВНЫЕ УСТРОЙСТВА

5.10	МОДЕЛИРОВАНИЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ЭКРАНИРОВАННЫХ ПОЛОСОВЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ ДИАПАЗОНА СВЧ Кисиленко К. И., Тимофеев Е. П.	*
5.11	ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОЛЯРИЗАТОРОВ НА ГРЕБНЕВЫХ СЕКЦИЯХ В КВАДРАТНЫХ ВОЛНОВОДАХ Мануилов М. Б., Кобрин К. В.	1279
5.12	РАЗРАБОТКА КОМПАКТНЫХ НАПРАВЛЕННЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ ДИАПАЗОНА 4—12 ГГц Пищенко М. Г., Пищенко Д. Г., Мануилов М. Б.	1285
5.13	ВОЛНОВОДНАЯ СКРУТКА С ИЗГИБОМ В Е/Н-ПЛОСКОСТИ НА ОСНОВЕ ДВОЙНОГО Т-МОСТА Сучков А. В.	1291

5.14	ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ РЕЗОНАТОРА ТИПА ЗАПРЕДЕЛЬНОГО ВОЛНОВОДА Манойлов В. Ф.	1298
5.15	УПРАВЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ДЕФЕКТНОЙ МОДЫ ОДНОМЕРНОГО СВЧ ВОЛНОВОДНОГО ФОТОННОГО КРИСТАЛЛА МЕТАЛЛИЧЕСКИМ ВКЛЮЧЕНИЕМ Усанов Д. А., Скрипаль А. В., Романов А. А.	1304
5.16p	ВОЗБУЖДЕНИЕ РЕЗОНАТОРА БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ МОДЫ «ШЕПЧУЩЕЙ ГАЛЕРЕИ» С ЛИНИЕЙ ПЕРЕДАЧИ С РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СВЯЗЬЮ Горевой А. В., Лукина А. А.	1311
5.17p	МЕТОД УСКОРЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ СВЯЗАННЫХ ПЛАНАРНЫХ РЕЗОНАТОРОВ В МНОГОСЛОЙНОМ ДИЭЛЕКТРИКЕ Денисенко Д. В.	*
5.18p	ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА И АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ РАЗРАБОТКИ ДИСКРЕТНЫХ МИКРОПОЛОСОВЫХ ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ Семерня Р. Е., Литун В. И., Пошиолина Е. И.	*
5.19p	МИНИАТЮРНЫЙ ЧЕТЫРЕХШЛЕЙФНЫЙ МОСТ Летавин Д. А.	1315
5.20p	ПОТЕРИ В ВОЛНОВОДЕ С ШЕРОХОВАТЫМИ ЭКРАНИРУЮЩИМИ ПОВЕРХНОСТЯМИ Бирюков В. В.	1323
5.21p	СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПАССИВНЫХ ИММИТАНСНЫХ ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ Филинчук Н. А., Лищинская Л. Б., Войцеховская Е. В., Стахов В. П.	*
5.22p	ДВУХКАНАЛЬНЫЙ ВОЛНОВОДНЫЙ СУММАТОР МОЩНОСТИ В X-ДИАПАЗОНЕ ДЛИН ВОЛН Гармаш С. В., Геворкян В. М., Казанцев Ю. А., Кищинский А. А.	1330

СЕКЦИЯ 5/3: СВЧ-УСТРОЙСТВА НА ОСНОВЕ КОМБИНАЦИЙ ФИЗИЧЕСКИХ ПРИНЦИПОВ

5.23	РАЗРАБОТКА ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ НА МАГНИТОСТАТИЧЕСКИХ СПИНОВЫХ ВОЛНАХ В ДЕЦИМЕТРОВОМ И САНТИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНАХ С ОКТАВНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ ЧАСТОТЫ Полина С. М., Куденко А. С., Симанчук Б. П., Чечетин А. В.	1337
5.24	ШИРОКОПОЛОСНЫЙ МОДУЛЯТОР ДИАПАЗОНА 78—96 ГГц Петров И. В.	*
5.25	ВЫСОКОИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ ЛЕСТНИЧНЫЕ ПОЛОСОВЫЕ ФИЛЬТРЫ С МАЛЫМИ ПОТЕРЯМИ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ УКВ ДИАПАЗОНА В SMD КОРПУСАХ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В АФАР И РАДИОЛОКАЦИИ Ерофеев М. П.	1343
5.26	УПРАВЛЯЕМЫЕ ОТВЕТВИТЕЛИ МОЩНОСТИ НА ОСНОВЕ НЕРЕГУЛЯРНЫХ ПЛАНАРНЫХ МАГНИТНЫХ ВОЛНОВОДОВ Романенко Д. В., Садовников А. В., Гришин С. В., Шараевский Ю. П.	*
5.27	ТРЕХКАНАЛЬНЫЙ ОТВЕТВИТЕЛЬ С ДВОЙНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ НА ОСНОВЕ ЛАТЕРАЛЬНО СВЯЗАННОЙ МУЛЬТИФЕРРОИДНОЙ СТРУКТУРЫ Грачев А. А., Садовников А. В., Бегинин Е. Н.	1350

5.28	ПРИМЕНЕНИЕ МЭМС ТЕХНОЛОГИЙ ПРИ РАЗРАБОТКЕ ПЕРЕМЕННЫХ СВЧ АТТЕНУАТОРОВ	
	Татаренко А. С., Хаванова М. А., Бичурин М. И., Кукушкин С. А.	1357
5.29p	УПРАВЛЯЕМЫЙ ПОЛОСНО-ЗАГРАЖДАЮЩИЙ СВЧ ФИЛЬТР НА ОСНОВЕ МУЛЬТИФЕРРОИДНОЙ СТРУКТУРЫ С ДВОЙНОЙ ПЕРИОДИЧНОСТЬЮ	
	Бубликов К. В., Садовников А. В., Бегинин Е. Н., Никитов С. А.	1364
5.30p	НЕЛИНЕЙНЫЙ ДЕЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ НА ОСНОВЕ ЛАТЕРАЛЬНО СВЯЗАННЫХ МАГНОННО-КРИСТАЛЛИЧЕСКИХ МИКРОВОЛНОВОДОВ	
	Садовников А. В., Морозова М. А., Бегинин Е. Н., Шешукова С. Е., Гришин С. В., Шараевский Ю. П.	*
5.31p	МОДЕЛИРОВАНИЕ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РАЗВЯЗЫВАЮЩИХ СВЧ УСТРОЙСТВ	
	Татаренко А. С., Лаврентьева Д. В., Бичурин М. И.	1371

СЕКЦИЯ 5a: МАТЕРИАЛЫ И ТЕХНОЛОГИЯ СВЧ-ПРИБОРОВ

5a.2	ОБ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ВРЕМЯПРОЛЁТНЫХ КАТОДОЛЮМИНЕСЦЕНТНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ДЛЯ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ МОНОКРИСТАЛЛИЧЕСКОГО НИТРИДА ГАЛЛИЯ	
	Степович М. А., Поляков А. Н., Туртин Д. В.	1378
5a.3	ПОЛЕВОЙ СВЧ-ТРАНЗИСТОР НА ОСНОВЕ АЛМАЗА С δ-ЛЕГИРОВАННЫМ БОРОМ КАНАЛОМ	
	Алтухов А. А., Талипов Н. Х., Чучева Г. В.	1385
5a.4	ХАРАКТЕРИСТИКИ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ, ИЗГОТОВЛЕННЫХ МЕТОДОМ ПРИНТЕРНОЙ ПЕЧАТИ НАНОДИСПЕРСНЫМИ СЕРЕБРОСОДЕРЖАЩИМИ ЧЕРНИЛАМИ	
	Здрок А. Е., Шерстюк Д. В., Умаров А. М., Артищев С. А., Лошилов А. Г., Малютин Н. Д.	1390
5a.5	ВЛИЯНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ГРАНИЧНЫХ УСЛОВИЙ НА ОБРАТНЫЕ ВОЛНЫ В ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПЛАСТИНАХ	
	Кузнецова И. Е., Недоспасов И. А.	1397
5a.6	ПРОСТРАНСТВЕННО-ЧАСТОТНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ В МАГНОННО-КРИСТАЛЛИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЕ	
	Одинцов С. А., Садовников А. В., Бегинин Е. Н.	1404
5a.7p	МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОПОГЛОЩАЮЩИХ ПОКРЫТИЙ НА ОСНОВЕ МНОГОКАНАЛЬНЫХ МАТРИЦ РАССЕЯНИЯ	СМ. Т. 13
	Малый С. В., Орлова А. С., Будай А. Г., Кныш В. П.	
5a.8p	ВЛИЯНИЕ БЫСТРОЙ ТЕРМИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ НА ИЗМЕНЕНИЕ ВЕЛИЧИНЫ И РАСПРЕДЕЛЕНИЯ УДЕЛЬНОГО КОНТАКТНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ОМИЧЕСКОГО КОНТАКТА Au-Ti-Pd-InN	
	Сай П. О., Жмерик В. Н., Шинкаренко В. В.	*
5a.9p	ИССЛЕДОВАНИЕ УДЕЛЬНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ВЕРТИКАЛЬНЫХ ОМИЧЕСКИХ КОНТАКТОВ Au-Ti-Pd-n⁺-n-n⁺-Si ДЛЯ ЛАВИННО-ПРОЛЕТНЫХ ДИОДОВ	
	Романец П. М., Басанец В. В., Слипокуров В. С., Ходин А. А., Кудрик Я. Я.	*
5a.10p	СИСТЕМА СВЯЗАННЫХ МАГНОННЫХ КРИСТАЛЛОВ ДЛЯ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ НЕЛИНЕЙНЫХ СВЧ СИГНАЛОВ	
	Матвеев О. В., Морозова М. А.	1411

5a.11p НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭФФЕКТЫ В СЛОИСТОЙ МУЛЬТИФЕРРОИДНОЙ СТРУКТУРЕ МАГНОННЫЙ КРИСТАЛЛ — СЕГНЕТОЭЛЕКТРИК	
Матвеев О. В., Морозова М. А.	1418
5a.12p АНАЛИЗ ПЛАЗМОНОВ И ГОМОГЕНИЗАЦИЯ В ГИПЕРБОЛИЧЕСКИХ МЕТАМАТЕРИАЛАХ	
Давидович М. В.	1424
5a.13p ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ВОЗМУЩЕНИЯ КОНЦЕНТРАЦИИ ЛЕГИРУЮЩЕЙ ПРИМЕСИ НА ЭЛЕКТРОННЫЙ ТРАНСПОРТ В ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ СВЕРХРЕШЕТКЕ	
Сельский А. О., Короновский А. А., Москаленко О. И., Храмов А. Е.	1431

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

Highly selective microstrip basic cells and filters based on them

Grigory M. Aristarkhov, Nikita V. Zvezdinov

Moscow Technical University of Telecommunications and Informatics

Moscow, 111024, Russian Federation

g.aristarkhov2010@yandex.ru

Abstract: The article describes new selective properties of the basic one- and two-resonator cells of microstrip filters. It is shown that these structures with marginally minimal number of resonators have properties of multiresonator microwave circuits, as it allows to form in them up to six or even more working attenuation poles at finite frequencies. This is achieved in the microstrip structures through the rational combined use of its wave features and schematic methods of these features management, in particular, the realization of a specific degree of electromagnetic couples unbalance on different parts of their length. The authors are examining the construction principles of highly selective multiresonators microstrip filters on the basis of these structures.

Keywords: microstrip filter, irregular sections of microstrip lines, unbalanced electromagnetic coupling, poles and zeros of working attenuation.

Высокоизбирательные микрополосковые базовые ячейки и фильтры на их основе

Аристархов Г.М., Звездинов Н.В.

Московский технический университет связи и информатики

г. Москва, 111024, Российская Федерация

g.aristarkhov2010@yandex.ru

Аннотация: Исследованы новые селективные свойства базовых одно- и двухрезонаторных ячеек микрополосковых фильтров. Показано, что эти структуры с предельно минимальным числом резонаторов обладают свойствами многорезонаторных СВЧ цепей, т.к. в них формируется до шести и более полюсов рабочего затухания на конечных частотах. Это достигается за счет совместного рационального использования в микрополосковых структурах их волновых особенностей и схемотехнических способов управления ими, в частности, реализацией определенной степени неуравновешенности электромагнитных связей на разных участках их длины. Исследуются принципы построения на основе этих структур высокоизбирательных многорезонаторных микрополосковых фильтров.

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

Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Ключевые слова: микрополосковый фильтр, нерегулярные отрезки микрополосковых линий, неуравновешенные электромагнитные связи, полюсы и нули рабочего затухания.

1. Введение

Как известно, повышение предельной частотной избирательности фильтров, обусловленной ограниченной собственной добротностью их резонаторов, возможно за счет применения структур, в которых формируются полюсы рабочего затухания на конечных частотах. В микрополосковых фильтрах (МПФ) предельная частотная избирательность наступает при числе резонаторов в структуре более пяти [1]. Таким образом, речь идет о повышении частотной избирательности МПФ с существенно ограниченным числом резонаторов. Известно несколько подходов к решению этой задачи в многорезонаторных СВЧ цепях [1-5]. Однако число формируемых полюсов рабочего затухания в этих МПФ обычно не превышает числа резонаторов в структуре. Следовательно, известные схемотехнические способы формирования полюсов рабочего затухания на конечных частотах за счет организации дополнительных электромагнитных связей между несмежными резонаторами [2], а также использования эффекта неравенства фазовых скоростей нормальных волн в системах связанных микрополосковых линий (МПЛ) [3-4] исчерпаны. Это определяет необходимость поиска новых принципов построения МПФ, в которых число формируемых полюсов рабочего затухания в несколько раз превышало бы количество резонаторов в структуре. Представляется, что одним из возможных подходов к решению этой задачи является существенное повышение частотной избирательности самих базовых одно- и двухрезонаторных ячеек МПФ [5-6].

В данном докладе обобщаются результаты исследований и разработки высокоизбирательных МПФ, схемотехническую основу которых составляют базовые ячейки с предельно минимальным числом резонаторов, приобретающие при определенных условиях свойства многорезонаторных СВЧ цепей.

2. Частотные свойства базовых ячеек

Исследуем потенциальные селективные возможности широко применяемых на практике базовых ячеек МПФ (рис. 1), в которых проявляются новые свойства за счет совместного использования в их структурах ря-

да волновых особенностей и схемотехнических приемов управления ими. Так, например, в модифицированной однорезонаторной четырехпроводной четвертьволновой структуре (рис. 1,а и рис. 2) с усиленной электромагнитной связью между плечами резонатора возможно формирование до шести полюсов рабочего затухания на конечных частотах за счет совместного использования эффекта неравенства фазовых скоростей нормальных волн, эффекта смыкания основной и паразитной полос пропускания вследствие применения нерегулярных отрезков связанных МПЛ, а также реализации определенной степени неуравновешенности электромагнитных связей между смежными МПЛ на разных участках длины структуры. При этом формируется удвоенное число нулей рабочего затухания в полосе пропускания.



Рис. 1. Базовые ячейки микрополосковых фильтров

Fig. 1. Basic cells of microstrip filters

В двухрезонаторной «плотно упакованной» структуре, также выполненной на основе четырех четвертьволновых связанных МПЛ (рис. 1,б и рис. 3), но с другими краевыми условиями на их концах, формируется более шести полюсов рабочего затухания. Здесь помимо эффекта неравенства фазовых скоростей нормальных волн и реализации определенной степени неуравновешенности электромагнитных связей на разных участках длины структуры совместно с ними применен прием «рокировки» полюсов рабочего затухания [5].

Приведенные выше результаты численного электродинамического 3D моделирования одно- и двухрезонаторных ячеек МПФ свидетельствуют об уникальных селективных свойствах этих структур. Отметим, что реализуемая этими компактными структурами частотная избирательность является достаточной для решения многих практических задач.

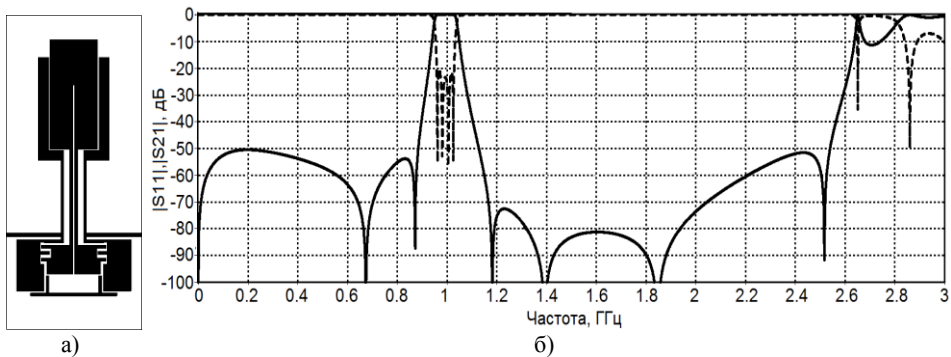


Рис. 2. Однорезонаторный микрополосковый фильтр, обладающий свойствами многорезонаторных цепей

Fig. 2. One-resonator microstrip filter which has properties of multiresonator circuits

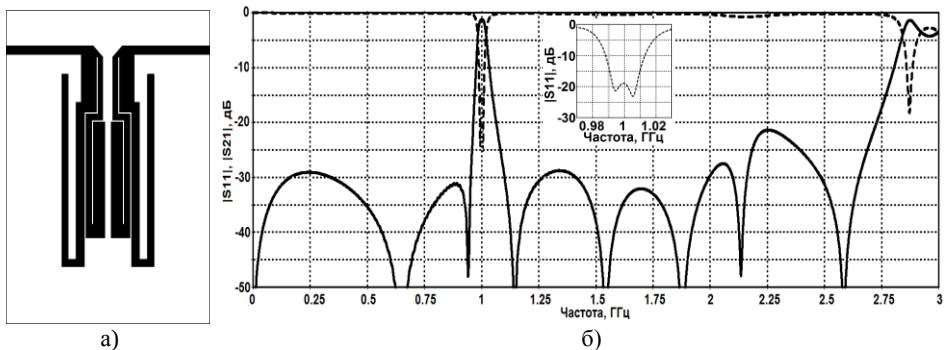


Рис. 3. Двухрезонаторный микрополосковый фильтр с «рокировкой» полюсов затухания

Fig. 3. Two-resonator microstrip filter with “castling” of working attenuation poles

3. Многорезонаторные МПФ

Традиционно повышение порядка передаточной характеристики МПФ достигается применением двух способов: каскадированием базовых ячеек или наращиванием числа резонаторов в структуре. Однако в случае реализации МПФ на основе выше рассмотренных модифицированных базовых ячеек возникает ряд специфических особенностей, которые с одной стороны, ограничивают применение этих способов, а с другой, открывают

принципиально новые возможности в создании высокоизбирательных МПФ. Так, при каскадировании ячеек негативно проявляются несанкционированные распределенные электромагнитные связи между ними, которые «разрушают» частотные свойства самих базовых ячеек, обуславливая вырождение полюсов рабочего затухания. Напротив, при наращивании числа резонаторов в структуре, существенно расширяется [6-7] полоса пропускания МПФ, что открывает новые возможности в создании высокоизбирательных широкополосных и сверхширокополосных фильтров.

Представляется, что одним из возможных способов наращивания порядка МПФ, при котором сохраняются свойства базовых ячеек, является их гальваническое примыкание по всей или на большей части их длины. На рис. 4 представлены результаты численного электродинамического 3D моделирования структуры МПФ, выполненной на основе гальванического примыкания двух однорезонаторных ячеек с дополнительной связью между входной и выходной МПЛ. Эта дополнительная связь расщепляет полюсы затухания в области верхних частот и приближает к полосе пропускания наиболее удаленный от нее полюс затухания в области нижних частот.

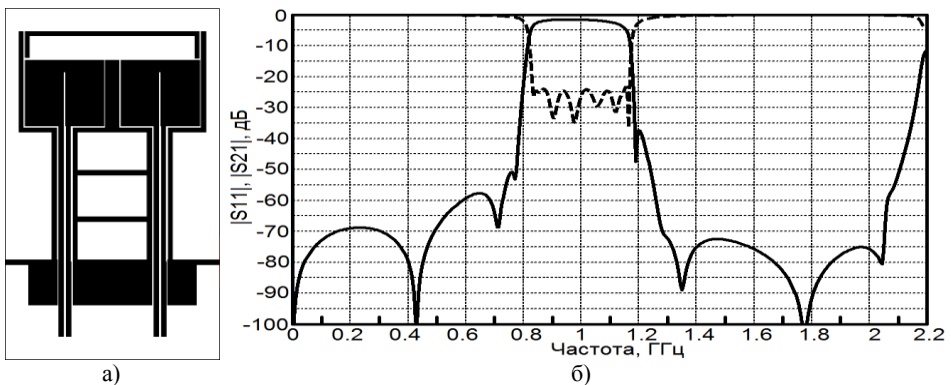


Рис. 4. Микрополосковый фильтр на основе примыкания ячеек

Fig. 4. Microstrip filter based on abutting cells

4. Заключение

В многосвязанных четвертьволновых структурах с существенно ограниченным числом резонаторов возможно формирование значительного количества полюсов рабочего затухания на конечных частотах. При

этом число полюсов затухания в несколько раз превышает количество полуволновых резонаторов в структуре, что обеспечивает повышенную частотную избирательность МПФ. Это достигается совместным рациональным использованием волновых особенностей многомодовых структур, а также схмотехнических способов расщепления полюсов рабочего затухания. Важно отметить, что полюсы затухания должны быть определенным образом распределены на частотной оси. Совмещение или пережатие полюсов затухания обуславливает их вырождение. Показано, что на основе предложенных структур базовых ячеек и применения способа их гальванического примыкания возможна реализация высокоизбирательных МПФ при минимальном числе резонаторов. Кроме того, эти структуры не содержат короткозамыкающих на экран элементов, а минимальные расстояния между МПЛ $S \geq 0,15 \text{ мм}$, что определяет их высокую технологичность.

Список литературы

- [1] Справочник по элементам полосковой техники // Мазепова О.И., Мещанов В.П., Прохорова Н.И. и др., Под ред. А.Л. Фельдштейна. –М.: Связь. 1979. -336с.
- [2] Lancaster J. M., Hong J.-S. Theory and experiment of novel microstrip slow-wave open-loop resonator filters // IEEE Trans. MTT. 1997. V.45. №12. P.2358-2365.
- [3] Аристархов Г.М., Чернышев В.П. Косвенный синтез микрополосковых фильтров на сонаправленных шпилечных резонаторах с полюсами затухания на конечных частотах // Радиотехника и электроника. 1987. Т. 32. №6. С. 1168-1175.
- [4] 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.
- [5] Аристархов Г.М., Звездинов Н.В. Селективные свойства микрополосковой секции на двух сонаправленных шпилечных резонаторах с неуравновешенными электромагнитными связями // Антенны. 2016. №2. С. 76-82.
- [6] Аристархов Г.М., Звездинов Н.В. Высокоизбирательные микрополосковые фильтры на основе структур с предельно минимальным числом резонаторов // Труды международной конференции “Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий” “REDS-2016”. Москва. 2016. Т. 1. С. 6-9.
- [7] Аристархов Г.М., Звездинов Н.В. Принципы построения сверхширокополосных высокоизбирательных микрополосковых фильтров // Материалы международной научно-технической конференции “Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения” “INTERMATIC-2015”. 1-5 декабря 2015г. Москва. МИРЭА. Ч. 5. С. 15-17.

References

- [1] [Reference of the elements stripline technology]. Mazepova O.I., Meshchanov V.P., Prokhorov N.I. et al., (Ed. by A.L. Feldstein) -M.: Svyaz. 1979. -336s. (In Russian).

- [2] Lancaster J. M., Hong J.-S. Theory and experiment of novel microstrip slow-wave open-loop resonator filters\\ *IEEE Trans. MTT*. 1997. vol.45. №12. pp.2358 - 2365.
- [3] Aristarkhov G.M., Chernyshev V.P. [Indirect synthesis of microstrip filters at collinear hairpin resonators with working attenuation poles at finite frequencies]. *Radiotekhnika i elektronika*. 1987. vol. 32. №6. pp.1168 - 1175. (In Russian).
- [4] Aristarkhov G.M., Zvezdinov N.V., Chernyshev V.P. [Microstrip filters resonators with high frequency selectivity employing codirectional hairpin resonators]. *Radiotekhnika*. 2014. № 10. pp. 22 - 28. (In Russian).
- [5] Aristarkhov G.M., Zvezdinov N.V. [The selective properties of the microstrip sections on two codirectional hairpin resonators with unbalanced electromagnetic coupling]. *Antenny*. 2016. №2. pp. 76 - 82. (In Russian).
- [6] Aristarkhov G.M., Zvezdinov N.V. [High selectivity microstrip filters based on structures with the minimum permissible number of the resonators] *Proceedings of the International Conference «Radio-electronic devices and systems for Infocommunication technologies» «REDS-2016»*. Moscow. 2016. vol. 1. pp. 6 - 9. (In Russian).
- [7] Aristarkhov G.M., Zvezdinov N.V. [Principles of construction of ultra-wideband microstrip high selectivity filters] *Proceedings of the international scientific-technical conference «Fundamental problems of radio-electronic instrument» «INTERMATIC-2015»*. 1-5 december 2015. Moscow. MIREA. part 5. pp. 15 - 17. (In Russian).

Capacitor transformer for microwave integrated band pass filter

Alexandr I. Tyumentsev, Tatyana S. Khrolenko

PJSC ONIIP

Omsk, 644009, Russian Federation

info@oniip.ru

Abstract: The possibility of filter's element values changes to physically realizable by introducing capacitor transformer is shown. Basic relations and procedure for settlements of circuits with capacitor transformer are carried. Requirements of element's physical realizability in transformed circuit is concluded. Comparative analysis AFC of original circuit and EM model, based on transformed circuit is present. Estimated result of research is carried out.

Keywords: LC-filter, integrated filter, transformation, LTCC, frequency response.

Емкостные трансформации в интегральных полосовых фильтрах СВЧ диапазона

Тюменцев А.И., Хроленко Т.С.

АО ОНИИП

Омск, 644009, Россия

info@oniip.ru

Аннотация: Показана возможность изменения значений элементов фильтра до физически реализуемых за счет введения емкостной трансформации. Приведены основные соотношения и порядок расчета схем с емкостной трансформацией, а также выведены условия физической реализуемости элементов трансформированной схемы. Представлен сравнительный анализ АЧХ исходной схемы и электромагнитной модели, реализованной на основе трансформированной схемы. Проведена оценка результатов исследования.

Ключевые слова: LC-фильтр, интегральный фильтр, трансформация, LTCC, АЧХ.

1. Введение

Большое количество схем, пригодных для реализации интегральных фильтров, обладают достаточно узким диапазоном рабочих частот и реализуемых полос пропускания. Это обусловлено трудностями физической реализации элементов схем [1]. Решить эту проблему можно, путем применения емкостных трансформаций для преобразования значений элементов исходной схемы фильтра.

2. Теоретические исследования

В качестве исходной схемы была выбрана одна из наиболее часто применяемых схем интегральных LC-фильтров - на параллельных контурах с емкостной связью (рис. 1). Проведенный анализ схемы показал, что она позволяет реализовать интегральные фильтры в диапазоне частот 90 – 2000 МГц с относительной шириной полосы пропускания свыше 20%. Прежде всего это обусловлено тем, что при расчете по известным методикам [2, 3] на заданное сопротивление нагрузки R_1 на сравнительно низких частотах значения емкостей параллельных LC-контуров оказываются настолько большими, что не могут быть реализованы в интегральном виде, тогда как в области высоких частот значения индуктивностей наоборот становятся слишком малыми для практической реализации.

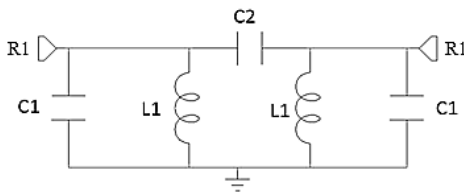


Рис. 1 Схема LC-фильтра на параллельных контурах с емкостной связью

Fig. 1. Schematic of parallel circuits LC-filter with capacitor couple

Одновременное преобразование элементов схемы с использованием соотношений (1) позволяет, не изменяя заданные частотные характеристики фильтра, получить удобные для практической реализации значения элементов [3].

$$\begin{aligned} L'_1 &= L_1 n^2 \\ C'_1 &= \frac{C_1}{n^2} \\ C'_2 &= \frac{C_2}{n^2} \end{aligned} \quad (1)$$

Однако при этом в соответствии с выражением (2) сопротивление нагрузки фильтра также изменится в n^2 раз.

$$n = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \quad (2)$$

Для согласования фильтра на заданное сопротивление нагрузки может быть использован емкостной трансформатор (рис. 2).

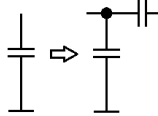


Рис. 2 Емкостной трансформатор
Fig. 2 Capacitor transformer

Использование емкостной трансформации приводит к схеме с одной заземленной и одной незаземленной емкостью на входе и выходе. Однако, как известно, физическая реализация незаземленных емкостей крайне затруднительна, особенно, если она не может быть образована пересечением обкладок двух заземленных емкостей. Поэтому перед трансформацией разделим емкость на входе и выходе так, как показано на рисунке 3.

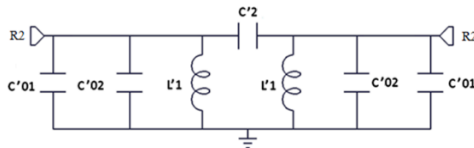


Рис. 3 Схема LC-фильтра с разделенной емкостью
Fig. 3 Schematic of LC-filter with split capacitor

Тогда схема фильтра с емкостной трансформацией примет вид, показанный на рисунке 4.

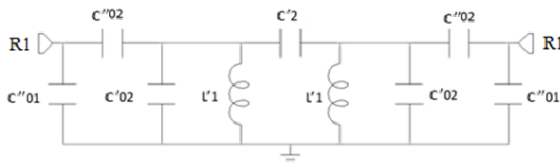


Рис. 4 Схема с емкостной трансформацией

Fig. 4 Schematic of capacitor transformed filter

Значения элементов этой схемы могут быть получены из соотношений [4]:

$$\begin{aligned} C''_{01} &= C'_{01}n \\ C''_{02} &= \frac{C''_{01}}{n-1} \end{aligned} \quad (3)$$

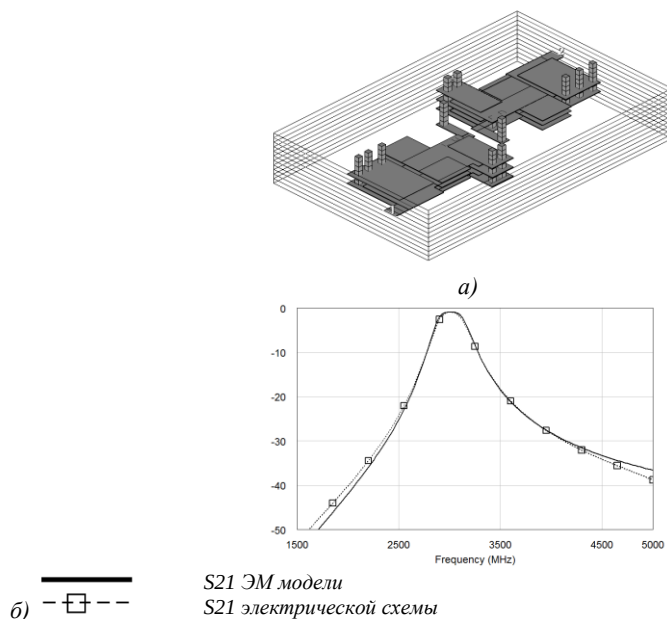
Как видно, из рисунка 4, разделение емкости параллельного контура и введение емкостной трансформации позволило создать на входе и выходе П-образную секцию конденсаторов, что отвечает критериям реализуемости интегральных фильтров [1]. Однако, реализация П-образной схемы возможна при условии, что емкость C'_{01} будет разделена так, чтобы $C''_{01}, C'_{02} > C''_{02}$, тогда из выражений (3) получаем, что $C'_{01}n > \frac{C''_{01}}{n-1}$. Разделим обе части на C'_{01} , тогда коэффициент трансформации должен быть $n > 2$. С другой стороны, $C'_{02} > \frac{C''_{01}}{n-1}$, где $C''_{01} = C'_{01}n$. Отсюда получаем окончательную систему неравенств, которая определяет условия физической реализуемости трансформированной схемы

$$\begin{cases} C'_{02} > \frac{C'_{01}n}{n-1} \\ n > 2 \end{cases} \quad (4)$$

Значения C'_{01} и C'_{02} легко определить из условий (4) и принимая во внимание, что $C'_0 = C'_{01} + C'_{02}$.

3. Практические результаты

В качестве примера, на основе приведенных соотношений (1, 2) и выведенных условий реализуемости (4), был рассчитан интегральный полосовой LC-фильтр с центральной частотой 3000 МГц и относительной полосой пропускания 10%. На рисунке 5 приведены ЭМ модель интегрального фильтра (рисунок 5 а), АЧХ исходной схемы фильтра и ЭМ модели, разработанной по трансформированной схеме (рисунок 5 б).



— S_{21} ЭМ модели
 б) — □ — S_{21} электрической схемы

Рис. 5 ЭМ-модель трансформированной схемы фильтра (а) и АЧХ ЭМ-модели и исходной схемы фильтра (б)

Fig. 5 EM-model of capacitor transformed filter (a) AFC of EM-model and of original filter circuit

Как видно из рисунка 5 б АЧХ ЭМ-модели фильтра, разработанной на основе трансформированной схемы достаточно точно совпадает с АЧХ исходной схемы, что позволяет говорить о корректности полученных результатов.

4. Заключение

Таким образом рассмотренные в работе преобразования и условия реализуемости позволяют расширить диапазон рабочих частот и относительных полос пропускания интегральных фильтров за счет трансформации значений элементов до физически реализуемых. Подобные трансформации могут быть использованы и для других схем интегральных полосовых LC-фильтров, имеющих емкость, включенную параллельно входу и выходу.

Источники финансирования и выражение признательности

Авторы выражают признательность к.т.н. А. Н. Яковлеву за внимание к работе и ряд полезных советов.

Список литературы

- [1] Вендик И.Б. Многослойные интегральные схемы сверхвысоких частот на основе керамики с низкой температурой обжига. Часть 2. Средства проектирования и реализация пассивных устройств [текст] / И.Б. Вендик, Д.В. Холодник, А. В. Симин // Компоненты и технологии. - 2005, Вып. 6. – С. 210 – 216.
- [2] Босый Н.Д. Электрические фильтры [текст] / Н.Д. Босый. – К: Технической литературы, 1957. - 516 с
- [3] Черне, Х.И. Индуктивные связи и трансформации в электрических фильтрах [текст] / Х.И. Черне. – М.: Связьиздат, 1962. – 316 с.
- [4] Rhea W. HF Filter Design and Computer Simulation [текст] / W. Rhea //Randall.- 1994. – 448p.

References

- [1] Vendik I.B. Microwave multilayer integrated circuits on low temperature co-fired ceramic. Part 2. Design tools and passive devices realization. / I.B.Vendik, D.V. Holodnyak, Simin A. V. // Components and technologies. - 2005, Vol. 6. – p. 210 – 216.
- [2] Bosii N.D. Electrical filters/ N.D. Bosii, 1957. - 516 p
- [3] Cherne H. I. Inductive couples and transformations in electrical filters/ H.I. Cherne. –, 1962. – 316 p.
- [4] Rhea W. HF Filter Design and Computer Simulation / W. Rhea //Randall.- 1994. – 448p.

Acknowledgements

The authors are grateful to A.N. Yakovlev for attention to the work and a number of useful tips.

Мощные СВЧ полосовые объемно-резонаторные фильтры с минимальными потерями

¹Радченко А.В., ²Радченко В.В.

¹АО «Микроволновые системы»

г. Москва, 105120, Российская Федерация, ул. Нижняя Сыромятническая, 11
ar@mwsystems.ru

²АО «ЦНИРТИ им. академика А. И. Берга»

г. Москва, 105066, Российская Федерация, ул. Новая Басманная, 20
optimizer@mail.ru

Аннотация: Разработан ряд мощных полосовых фильтров на основе двух встречно направленных гребенок прямоугольных резонаторов с лицевой связью, размещенных в запердельном волноводе, и предназначенных для установки в симметричную полосковую линию. Приведены результаты расчетов и измерений параметров изготовленных фильтров 4-х поддиапазонов частот в L- и S-диапазонах. Фильтры обеспечивают полосу пропускания полезного сигнала $\frac{1}{2}$ октавы с потерями не хуже 0,8 дБ, подавление 2 и 3 гармоники сигнала не менее 60 дБ и способные пропускать непрерывную мощность не менее 200 Вт.

Ключевые слова: Полосовой фильтр, резонатор, лицевая связь, гармоники сигнала, СВЧ мощность.

1. Введение

Для подавления высших гармоник сигнала в усилителях мощности широко используют фильтры нижних частот (ФНЧ) на основе различного вида резонаторов. Применение ФНЧ может быть ограничено, если мощность сигнала достигает несколько десятков ватт, так как необходим хороший отвод тепла от резонаторов фильтра, которые изолированы от теплоотводящей поверхности диэлектрическими слоями с низкой теплопроводностью.

При высоких уровнях мощности СВЧ-сигнала вплоть до нескольких сотен ватт возможно применение встречно-стержневых фильтров (ВСФ), в которых резонаторы (стержни) заземлены на боковых стенках запердельного волновода и тем самым обеспечивают необходимый отвод тепла. Одним из основных недостатков ВСФ является наличие паразитной полосы пропускания в районе третьей

гармоники сигнала. Существуют решения, например, показанные в [1], позволяющие расширить полосу заграждения ВСФ, однако технологически такие фильтры сложны в изготовлении и настройке.

В данной работе предложена конструкция модернизированного ВСФ, обеспечивающая подавление до третьей гармоники сигнала включительно. Разработка фильтров выполнена с использованием усовершенствованных программ численного моделирования и параметрической оптимизации [2, 3].

2. Проектирование фильтра

Разработанная конструкция фильтра состоит из нескольких пар встречных прямоугольных резонаторов, связанных между собой сильной лицевой связью и слабой боковой связью. Резонаторы, объединенные в две гребенки, помещены в прямоугольный заперделный волновод и заземлены на противоположные стенки волновода (см. рис. 1), что обеспечивает хороший отвод тепла. Для увеличения лицевой связи резонаторов и их точной фиксации относительно друг друга, между ними помещена диэлектрическая подложка с малой удельной диэлектрической проницаемостью (не более 2,3). Конструкция фильтра, который можно условно назвать «встречно гребенчатый фильтр» (ВГФ), похожа на показанную в [4], но отличается тем, что подложка с объемными резонаторами расположена в волноводе, а резонаторы согласованы с полосковыми выводами.

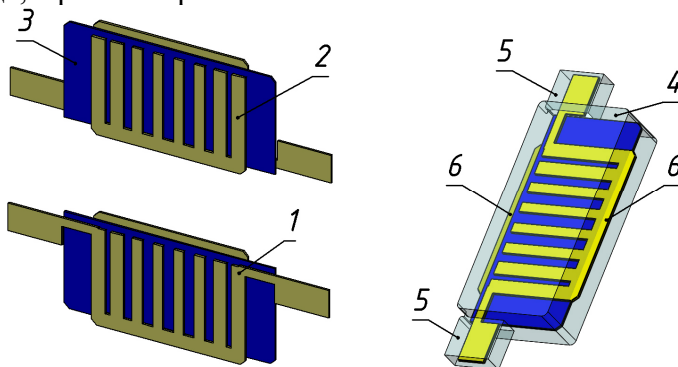


Рис. 1 Конструкция встречно гребенчатого фильтра

1 – верхняя гребенка, 2 – нижняя гребенка, 3 – диэлектрик, 4 – заперделный волновод, 5 – симметричная линия, 6 – места заземления гребенок.

Отметим, что конструкция ВГФ представляет собой по своей сути аналог ФНЧ на сосредоточенных элементах. Пары встречных резонаторов, связанных между собой сильной лицевой связью, эквивалентны заземленным сосредоточенным емкостям, а слабая лицевая связь между соседними парами резонаторов имеет индуктивный характер. Основная разница между ФНЧ на сосредоточенных элементах и ВГФ заключается в том, что в ВГФ заземлены обе обкладки конденсаторов, образованных гребенками резонаторов, тогда как в ФНЧ заземлена только одна обкладка конденсатора. Эквивалентные схемы ФНЧ и ВГФ приведены на рис. 2а и 2б соответственно.

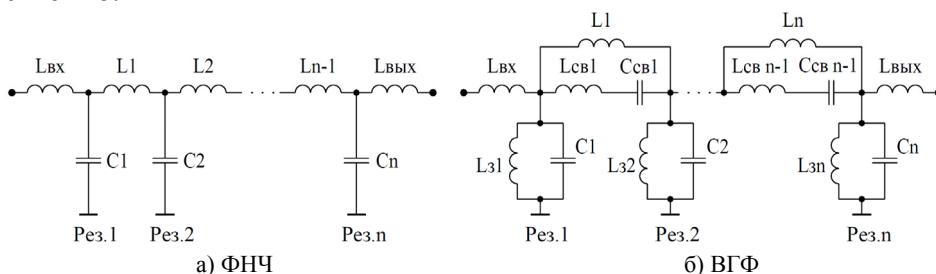


Рис. 2 Эквивалентные схемы фильтров

Синтез ВГФ выполнялся в 2 этапа. На 1 этапе с использованием электростатической модели многопроводной линии с лицевой связью [1] и параметрической оптимизации было определено необходимое количество резонаторов фильтра в гребенке — 8 шт., а также требования к диэлектрической пластине.

Оказалось, что при уменьшении толщины диэлектрика или увеличении диэлектрической проницаемости геометрические размеры фильтра уменьшаются, однако это входило в противоречие с требуемой электрической прочностью фильтра и потерями. С этой точки зрения в реализованной конструкции ВГФ был выбран диэлектрический материал Rogers 5880 толщиной 0,38 мм.

На втором этапе выполнялся полный электродинамический расчет фильтра методом конечных элементов [2] и корректировались размеры фильтра, полученные на 1 этапе, с целью обеспечения минимального уровня вносимых потерь и минимального коэффициента отражения от входа фильтра в заданной полосе пропускания.

3. Результаты изготовления опытной партии фильтров

Всего было разработано и изготовлено 2 литеры ВГФ в L-диапазоне и 2 литеры в S-диапазоне с полосой пропускания полезного сигнала $\frac{1}{2}$ октавы. ВГФ состоят из двух полукорпусов из сплава алюминия, в которые устанавливается плата-диэлектрик с напаянными на нее медными гребенками. Измерения ВГФ проводились при помощи специально разработанных контактных устройств, осуществляющих переход с коаксиальной линии на воздушную симметричную линию. Фотография фильтров (закрытого и открытого) и присоединенного контактного устройства показаны на рис. 4а. Тепловой расчет показал, что при равномерном выделении 20 Вт мощности на гребенках фильтра, выполненных из медной пластины толщиной 0,5 мм, перегрев гребенок составляет не более 27 градусов относительно места теплосъема (см. рис. 4а).

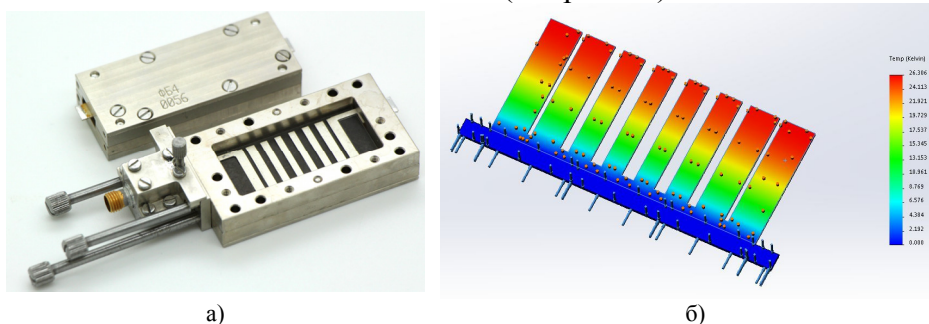


Рис. 4 Фотография конструкции фильтра с контактным устройством а) и тепловой расчет рассеивания тепла одной гребенки фильтра на стенку волновода б)

Заграждение вторых и третьих гармоник всех литер получилось не хуже чем -80 дБ. Измеренный КСВН всех литер составил не более 1,2 в полосе пропускания. Фильтры имеют запас по полосе пропускания и заграждения не менее 10% и при правильной сборке не требуют настройки. Сравнение расчетных и измеренных характеристик фильтров приведено на рисунке 5.

Изготовленные фильтры были испытаны на воздействие СВЧ-мощности не менее 350 Вт в рабочем диапазоне частот. ВГФ выдержали воздействие и подтвердили правильность выбора конструкции и тепловой расчет.

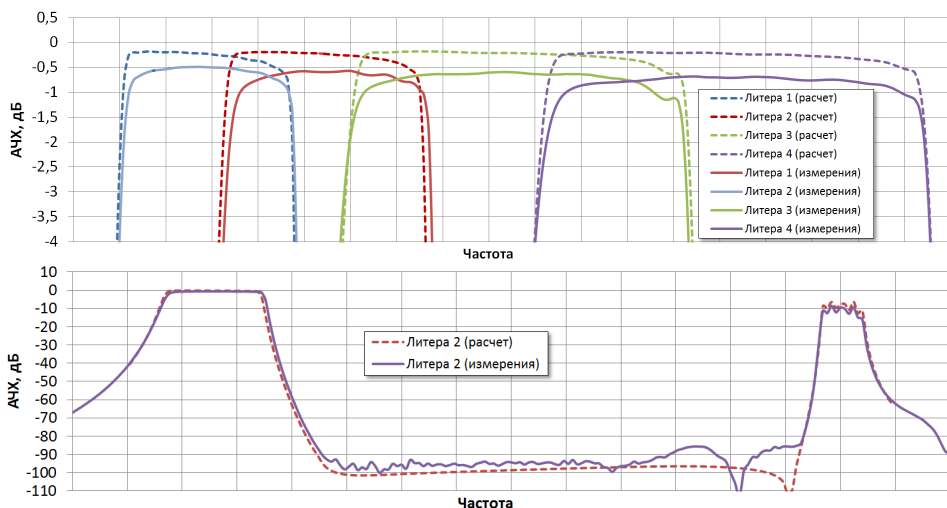


Рис. 5 Сравнение расчетных и измеренных характеристик ВГФ 4 литер. Приведены результаты измерений без учета потерь в контактных устройствах.

4. Заключение

В работе показана конструкция мощных полосовых фильтров, названных «встречно гребенчатыми фильтрами». Фильтры выдерживают непрерывную мощность не менее 350 Вт, эффективно подавляют вторую и третью гармоники и вносят малые потери (не более 0,8 дБ). Приведены результаты расчетов и измерений параметров изготовленных фильтров 4-х поддиапазонов частот в L- и S- диапазонах.

Список литературы

- [1] Геворкян В. М., Перевезенцев С. А. Широкополосные полосно-пропускающие фильтры для трактов высокого уровня средней мощности // Материалы 15-й Международной Крымской конференции. – Севастополь, 2015. С. 574 – 575.
- [2] Радченко В.В. Анализ и синтез СВЧ-устройств на многопроводных полосковых линиях передачи // Материалы 8-й Международной Крымской конференции. – Севастополь, 1998. С. 569 – 572.
- [3] Радченко В.В. Электромагнитное моделирование СВЧ устройств на основе базисных функций высшего порядка // Материалы 21-й Международной Крымской конференции. — Севастополь, 2011. — С. 207 – 209.
- [4] Патент РФ № 2237320/28, МПК7 H01P 1/203, опубл. 27.09.2004, Бюл. №27 Полосно-пропускающий фильтр / Беляев Б.А., Лексиков А.А., Тюрнев В.В., Казаков А.В.

Features of the design of microstrip filters based on microwave CAD

Natalya N. Kisel¹, Sergey G. Grishchenko², Dmitry S. Derachitc¹

¹*Southern Federal University, Institute of Radio Engineering Systems and Control,
Taganrog, 347928, Russian Federation
nnkisel@sfedu.ru*

²*Joint Stock Company «Scientific Design Bureau of Computing Systems»
Taganrog, 347936, Russian Federation*

Abstract: This paper presents the simulation results of the high pass filter based on the high frequency circuit simulation and full 3D-electromagnetic simulation taking into account the possible impact between stages due to surface waves generated on a dielectric substrate filter. CAD Software CST Microwave Studio was used. Design was carried out in two phases: circuit simulation and full 3D-electromagnetic simulation based on the metal housing and the possible impact between stages due to surface waves generated on a dielectric substrate filter. As a result, circuit simulation calculated capacitance and inductance of the filter circuit, the frequency response.

Keywords: high-pass filter, shielding, electromagnetic compatibility.

Особенности проектирования микроразрывных фильтров на базе САПР СВЧ

¹Кисель Н.Н., ²Грищенко С.Г., ¹Дерачиц Д.С.

¹*Южный федеральный университет, Институт радиотехнических систем и
управления
г. Таганрог, 347928, Российская Федерация
nnkisel@sfedu.ru*

²*Научно-конструкторское бюро вычислительных систем,
г. Таганрог, 347936, Российская Федерация*

Аннотация: В работе было выполнено схемотехническое и электродинамическое моделирование ФВЧ с частотой среза 90 МГц с уровнем подавления вне полосы пропускания около 100 дБ. Фильтр реализован как ФВЧ двадцатого порядка и представляет собой параллельно соединенные последовательные колебательные контуры. Каждый из контуров имеет емкостную связь с соседним контуром и работает как заграждающий фильтр, настроенный на одну из частот подавления. Расчеты выполнялись в пакете САПР СВЧ CST Microwave Studio и HFSS.

Ключевые слова: фильтр высокой частоты, экранирование, электромагнитная совместимость

1. Введение

Понятие «электромагнитной совместимости» - способность технических средств функционировать с заданным качеством в заданной электромагнитной обстановке и не создавать недопустимые электромагнитные помехи другим техническим устройствам. Интенсивное развитие технических средств радиоэлектроники и электротехники усиливает зависимость результатов их применения от условий их совместного функционирования. В связи с этим задача обеспечения бесперебойной работы радиоэлектронных устройств в настоящее время не менее значима, чем обеспечение их надежности.

Наиболее важными факторами, влияющими на электромагнитную обстановку, являются рост одновременно работающих радиоэлектронных устройств, увеличение нагрузки на радиочастотный диапазон, увеличение мощности передатчиков. Повышенный уровень помех за пределами рабочего диапазона частот приводит к сбоям действующей радиоэлектронной аппаратуры (РЭА). Одно из возможных направлений решения задачи электромагнитной совместимости и защиты РЭА – использование фильтров с затуханием 60 дБ и более в полосе заграждения (или режекции). Устройства такого типа должны не только эффективно подавлять помеху в требуемом диапазоне частот, но и обладать хорошей экранировкой от проникновения в РЭА наводимых внешних помех. Важно отметить, что применение любых ФВЧ в сигнальном тракте РЭА может значительно улучшить соотношение сигнал/шум всего устройства за счет подавления низкочастотных шумов и дрейфа сигналов с частотами ниже, чем нижняя граница спектра частот полезного сигнала.

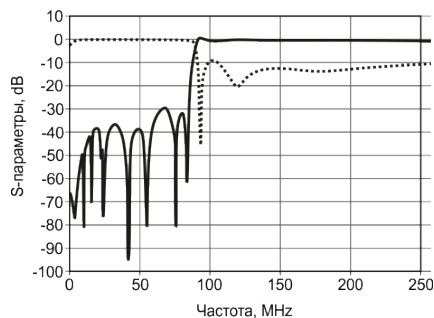
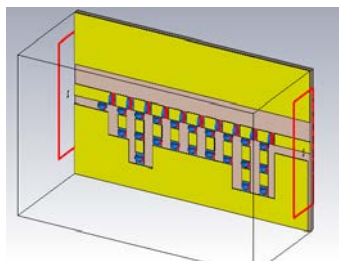
2. Моделирование фильтра высоких частот

В работе было выполнено моделирование ФВЧ с частотой среза 90 МГц, у которого затухание в рабочей полосе оказалось не более 0.8 дБ, а подавление вне полосы пропускания составило почти 100 дБ. Столь глубокое затухание в полосе режекции фильтра надежно гарантирует эффективное подавление сильных помех, например, от мощных радиопередатчиков, находящихся в непосредственной близости от приемного устройства.

Фильтр реализован как ФВЧ двадцатого порядка и представляет собой параллельно соединенные последовательные колебательные контуры. Каждый из контуров имеет емкостную связь с соседним контуром и работает как заграждающий фильтр, настроенный на одну из частот подавления. Перекрытие полос каждым из фильтров реализует всю полосу режекции ФВЧ, заданную от 0 до 90 МГц.

Проектирование осуществлялось в два этапа: схемотехническое моделирование и полное 3D-электромагнитное моделирование с учетом металлического корпуса и возможного влияния между каскадами за счет поверхностных волн, возникающих на диэлектрической подложке фильтра. Отметим, что схемотехническое моделирование основывается на уравнениях теории электрических цепей, а полное 3D-электромагнитное моделирование производится с помощью уравнений теории электромагнитного поля [1]–[6]. По сути, на первом этапе устанавливаются предельно достижимые характеристики фильтра, которые для исследуемого ФВЧ: минимальное подавление в заграждаемой полосе частот от 0 до 70 МГц на уровне – 90 дБ, затухание в рабочей полосе частот не более 0,2 дБ. На втором этапе производилось полное трехмерное электромагнитное моделирование посредством пакета CST Microwave Studio, в качестве исходных данных использовались параметры сосредоточенных пассивных элементов фильтра, полученные на этапе схемотехнического моделирования. Фильтр был спроектирован по планарной технологии на основе микрополосковой линии передачи (МПЛ), с применением диэлектрической подложки из стеклотекстолита FR4 толщиной 1 мм, диэлектрической проницаемостью $\epsilon=4,6$ и тангенсом диэлектрических потерь $\delta=0.015$. На рис. 1 изображена модель проектируемого ФВЧ и приведена зависимость АЧХ для S-параметров, расчет которых был выполнен без экранирования друг от друга всех каскадов фильтра [8]. Как видно из графиков уровень подавления в полосе режекции (зависимость параметра S_{21}) значительно отличается от результатов, полученных в схемотехническом анализе, в полосе режекции минимальный уровень затухания сигнала составил -30дБ, что связано с наличием взаимного влияния каскадов ФВЧ друг на друга из-за возникновения поверхностных волн в диэлектрической подложке, которые на этапе схемотехнического моделирования никак не учитываются.

Уменьшение электромагнитной связи между каскадами, которая из-за возникновения поверхностных волн существенно влияет на характеристики ФВЧ в полосе заграждения, было обеспечено благодаря использованию проводящих экранов в виде пластин, разделяющих друг от друга все каскады фильтра.



а)

б)

Рис. 1. Трехмерная модель и АЧХ ФВЧ двадцатого порядка для 3D-электромагнитного моделирования в CST Microwave Studio.

Fig. 1. The 3D-model and the frequency response of high-pass filter for the electromagnetic simulation in CST Microwave Studio

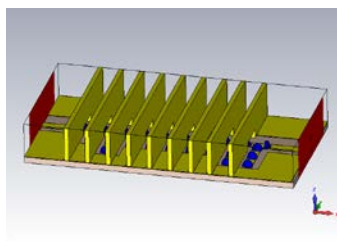
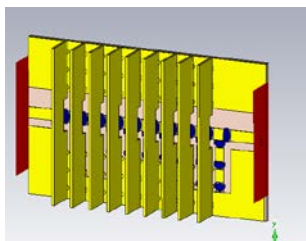


Рис. 2. Трехмерная модель ФВЧ в CST Microwave Studio.

Fig. 2. 3D-model of high-pass filter in CST Microwave Studio.

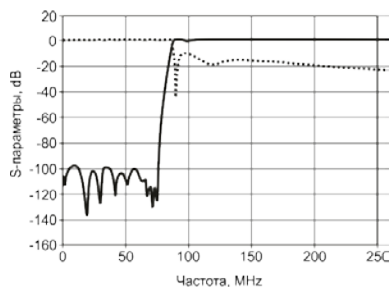
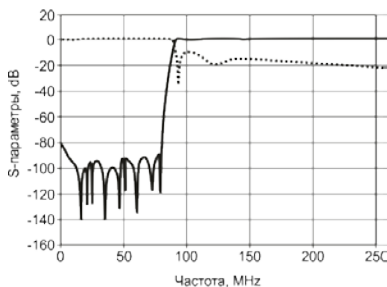


Рис. 3. АЧХ S-параметров ФВЧ с экранированием каскадов и в корпусе.

Fig. 3. Frequency response of microwave S-parameters with screening stages and in the enclosure

Сравнение зависимостей АЧХ, представленных на рис. 1 и рис. 3, показало, что применение экранирующих пластин существенно улучшило подавление сигналов в полосе режекции проектируемого фильтра. При этом наименьший уровень ослабления сигнала составил – 90 дБ. В резуль-

тате, зависимость АЧХ фильтра с экранированием близка к предельно достижимой характеристике, полученной на первом этапе схемотехнического моделирования. Неравномерность в АЧХ фильтра в области нижних частот можно уменьшить благодаря размещению ФВЧ в корпусе, который выполняет роль запредельного волновода (рис.3,б).

Проведены исследования влияния высоты экранов на АЧХ ФВЧ в области режекции. Как показали расчеты, характеристика с ростом высоты экранов становится более равномерной, однако высота пластин мало влияет на подавление сигнала в области низких частот до 20 МГц. В качестве материала экранов исследовались сталь и железо при различной высоте (3 мм, 6 мм, 8 мм) и толщине пластин (0,2 мм, 0,8 мм).

Для проверки полученных результатов моделирование фильтра было также проведено в пакете HFSS. Рассмотрены три модели фильтра с экранированием каскадов и без экранирования, а также ФВЧ в присутствии корпуса. Как показали расчеты, результаты, полученные в двух программах электродинамического моделирования HFSS, CST Studio, дали близкие результаты АЧХ фильтра.

3. Практические результаты

Таким образом, при проектировании многокаскадных фильтров следует учитывать, что использование экранов между каскадами существенно влияет на поверхностную и пространственную волны, значительно уменьшая их уровень внутри объема фильтра. По сути, межкаскадные экраны образуют гребенчатую замедляющую структуру. Характерным признаком поверхностной волны является экспоненциальное затухание амплитуды поля и вектора Умова-Пойнтинга в поперечном направлении от продольной поверхности самой замедляющей структуры, вдоль которой и происходит перенос энергии поля, что полностью подтверждается полученными результатами моделирования. Увеличение высоты экранов в целом улучшает характеристики в области режекции, однако в области низких частот до 20 МГц увеличение высоты практически не оказывает влияние на АЧХ фильтра. Проведенные исследования показали, что для улучшения характеристик в этой области целесообразно экранировать весь фильтр посредством внешнего корпуса, который можно рассматривать как запредельный волновод.

4. Заключение

Задача проектирования фильтра включает в себя разработку его принципиальной схемы с обязательным учетом наличия внешних источников помех и возможного влияния корпуса и каскадов фильтра друг на друга, действие которых значительным образом влияет на технические характеристики фильтра. При проектировании фильтров с большим уровнем подавления необходимо разрабатывать схемы высокого порядка и выполнять трехмерный электромагнитный анализ всего устройства с помощью специализированных сред электронного моделирования. Пакет САПР СВЧ CST Microwave Studio, HFSS обеспечивает анализ параметров электромагнитного поля в объеме проектируемого фильтра и осуществляет строгий расчет его технических характеристик. В работе сформулированы некоторые рекомендации по выбору высоты и материала межкаскадных экранов и проведен анализ эффективности их использования при разработке ФВЧ с высоким уровнем подавления сигнала в области режекции.

Список литературы

- [1] Херреро Д., Уиллонер Г. Синтез фильтров: Пер. с англ./ Под ред. И.С. Гоноровского. М.: Сов. радио, 1971. 232 с.
- [2] Ханзел Г. Е. Справочник по расчету фильтров. Пер. с англ./ Под ред. А.Е. Знаменского. – М.: Сов. радио, 1974. 288 с.
- [3] Антенны и устройства СВЧ. Проектирование Фазированных антенных решеток/ Под ред. Д.И. Воскресенского. М.: Радиотехника, 2012. 744 с.
- [4] Веселов Г.И., Егоров Е.Н., Алёхин Ю.Н. и др. Под ред. Веселова Г.И. Микроэлектронные устройства СВЧ. М.: Высш. шк., 1988. 280 с.
- [5] Сычёв А.Н. Управляемые СВЧ устройства на многомодовых полосковых структурах. Томск: Томский государственный университет, 2001. 318 с.
- [6] Бова Н.Т., Стукало П.А., Храмов В.А. Управляющие устройства СВЧ. Киев: Техника, 1973. 163 с.
- [7] Курушин А.А. Школа проектирования СВЧ устройств в CST STUDIO SUITE. – М., «One-Book», 2014, 433 с.
- [8] Грищенко С.Г., Дерачиц Д.С., Кисель Н.Н. 3D-моделирование микрополоскового фильтра высоких частот в пакете HFSS/ Современная электроника. 2015. № 4. С. 72.
- [9] Derachits D.S., Kisel N.N., Grishchenko S.G. Investigation of stability performance microwave modules in series production. В сборнике: 2015 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2015 - Proceedings. 2015. С. 7147038.
- [10] Дерачиц Д.С., Кисель Н.Н., Грищенко С.Г. Сравнение результатов 3D-моделирования фильтра верхних частот в программах HFSS и CST Studio. В сборнике: Излучение и рассеяние электромагнитных волн ИРЭМБ-2015. Труды Международной научной конференции. 2015. С. 85-89.
- [11] Дерачиц Д.С., Кисель Н.Н., Грищенко С.Г. Моделирование на базе САПР CST Microwave Studio фильтра высоких частот. Известия ЮФУ. Технические науки. 2015. № 3 (164). С. 257-265.

[12] Грищенко С.Г., Дерачиц Д.С., Кисель Н.Н. 3D-моделирование микрополоскового фильтра высоких частот в пакете HFSS. Современная электроника. 2015. № 4. С. 72.

[13] Кисель Н.Н., Грищенко С.Г., Богаченко Д.А. Моделирование электрически управляемого фазовращателя со структурой микрополоскового полосно-заграждающего фильтра. Известия ЮФУ. Технические науки. 2013. № 5 (142). С. 105-111.

References

[1] Herrero D., Uillonner G. Sintez fil'trov: Per. s angl./ Pod red. I.S. Gonorovskogo. M.: Sov. radio, 1971. 232 s. (In Russian).

[2] Hanzel G. E. Spravochnik po raschetu fil'trov. Per. s angl./ Pod red. A.E. Znamenskogo. – M.: Sov. radio, 1974. 288 s. (In Russian).

[3] Antenny i ustrojstva SVCH. Proektirovanie Faziro-vannyh antennoy reshe-tok/ Pod red. D.I. Voskresens-kogo. M.: Radiotekhnika, 2012. 744 s. (In Russian).

[4] Veselov G.I., Egorov E.N., Alyohin YU.N. i dr. Pod red. Veselova G.I. Mikro-ehlektronnyye ustrojstva SVCH. M.: Vyssh. shk., 1988. 280 s. (In Russian).

[5] Sychyov A.N. Upravlyaemye SVCH ustrojstva na mnogomodovyh poloskovykh strukturah. Tomsk: Tomskij gosudarstvennyy universitet, 2001. 318 s. (In Russian).

[6] Bova N.T., Stukalo P.A., Hramov V.A. Upravlyayushchie ustrojstva SVCH. Kiev: Tekhnika, 1973. 163 s. (In Russian).

[7] Kurushin A.A. Shkola proektirovaniya SVCH ustrojstv v CST STUDIO SUITE. – M., «One-Book», 2014, 433 s. (In Russian).

[8] Grishchenko S.G., Derachic D.S., Kisel' N.N. 3D-modelirovanie mikropolosko-vogo fil'tra vysokikh chastot v pakete HFSS/ Sovremennaya ehlektronika. 2015. № 4. S. 72. (In Russian).

[9] Derachits D.S., Kisel N.N., Grishchenko S.G. Investigation of stability performance microwave modules in series production. V sbornike: 2015 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2015 - Proceedings. 2015. S. 7147038.

[10] Derachic D.S., Kisel' N.N., Grishchenko S.G. Sravnenie rezul'tatov 3D-modelirovaniya fil'tra verkhnih chastot v programmah HFSS i CST Studio. V sbornike: Izluchenie i rasseyaniye ehlektromagnitnykh voln IREHMV-2015. Trudy Mezhdunarodnoy nauchnoy konferencii. 2015. S. 85-89. (In Russian).

[11] Derachic D.S., Kisel' N.N., Grishchenko S.G. Modelirovanie na baze SAPR CST Microwave Studio fil'tra vysokikh chastot. Izvestiya YUFU. Tekhnicheskie nauki. 2015. № 3 (164). S. 257-265. (In Russian).

[12] Grishchenko S.G., Derachic D.S., Kisel' N.N. 3D-modelirovanie mikropolosko-vogo fil'tra vysokikh chastot v pakete HFSS. Sovremennaya ehlektronika. 2015. № 4. S. 72. (In Russian).

[13] Kisel' N.N., Grishchenko S.G., Bogachenko D.A. Modelirovanie ehlektricheski upravlyaemogo fazovrashchatelya so struktur mikro-poloskovogo polosno-zagrazhdayushchego fil'tra. Izvestiya YUFU. Tekhnicheskie nauki. 2013. № 5 (142). S. 105-111. (In Russian).

Waveguide filters on complex resonance diaphragms

¹Sergey V. Krutiev, ¹Anatoly B. Kleschenkov, ¹Vyacheslav V. Zemlyakov

¹South Federal University

Rostov-on-Don, 344090, Russian Federation

sergey-kryt@yandex.ru

Abstract: In this paper the electrodynamic analysis and synthesis of compact waveguide band-pass and band-stop filters on complex resonance diaphragms with L-shaped metal ridges is provided.

Keywords: waveguide, band-pass filter, diaphragm, L-ridge.

Волноводные фильтры на сложных резонансных диафрагмах

¹Крутиев С.В., ¹Клещенков А.Б., ¹Земляков В.В.

¹Южный федеральный университет

г. Ростов-на-Дону, 344090, Российская Федерация

sergey-kryt@yandex.ru

Аннотация: В данной работе проводится электродинамический анализ и синтез компактных волноводных полосно-пропускающих и полосно-запирающих фильтров на сложных резонансных диафрагмах с L-образными металлическими гребнями.

Ключевые слова: волновод, полосно-пропускающий фильтр, диафрагма, L-гребень.

1. Введение

Волноводные полосно-пропускающие фильтры широко используются в современной СВЧ-технике. Они по-прежнему сохраняют лидирующие позиции в устройствах, требующих отсутствия излучения, высокой добротности и малых потерь. Фильтры волноводного исполнения формируются, как правило, либо с помощью объемных резонаторов, ограниченных тонкими штырями или плоско-поперечными неоднородностями, такими как тонкие диафрагмы, сдвиги и стыки волноводов различного поперечного сечения, либо с помощью резонансных штырей или резонансных диафрагм [1-4].

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

Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

Резонансные диафрагмы являются наиболее предпочтительным элементом при построении компактных волноводных фильтров, т.к. продольный размер устройства на таких диафрагмах определяется только длиной участков четвертьволновых связей между резонансными диафрагмами. Важно отметить, что классические прямоугольные резонансные диафрагмы обладают достаточно малыми добротностями, составляющими лишь несколько процентов, поэтому проектирование фильтров с полосой пропускания меньше 15 % оказывается весьма затруднительно. Повышение добротности классических резонансных диафрагм возможно при использовании сложного поперечного сечения резонансного окна. Одним из таких вариантов позволяющих увеличить добротность является применение резонансных окон с двумя L-образными металлическими гребнями [5]. В данной работе проводится электродинамический анализ и синтез волноводных полосно-пропускающих и полосно-запирающих фильтров на сложных резонансных диафрагмах с L-образными металлическими гребнями.

2. Анализ проводимости и элементов матрицы рассеяния сложных резонансных диафрагм

Расчет характеристик волноводной плоско-поперечной неоднородности основывается на определении ее комплексной проводимости [2, 3] при падении любого типа волны. Этот параметр используется, как при построении эквивалентных схем СВЧ устройств, так и при радиотехническом синтезе. При этом для емкостных диафрагм в прямоугольном волноводе мнимая часть нормированной проводимости положительна, а для индуктивных – отрицательна во всем рабочем диапазоне частот волновода. Для резонансной диафрагмы, являющейся фактически суперпозицией индуктивной и емкостной диафрагм и представляющей собой прямоугольное окно в тонкой металлической плоско-поперечной пластине, зависимость мнимой части нормированной проводимости от частоты пересекает ось абсцисс. Частота, в которой проводимость обращается в ноль, является резонансной частотой диафрагмы, а производная в этой точке определяет добротность резонатора [3].

Рассмотрим прямоугольный волновод с установленной в нем тонкой металлической плоско-поперечной диафрагмой с апертурой в виде прямоугольного окна с двумя центрально-симметричными L-образными гребнями. Для поиска критических волновых чисел и компонент электромагнитных полей волноводов сложного сечения будем использовать метод частичных областей с учетом особенности электромагнитного поля на ребре [6].

Расчет мнимой части проводимости B тонкой металлической плоско-поперечной диафрагмы будем осуществлять в соответствии с алгоритмом приведенном в [3] для сложной аппретуры в виде прямоугольного окна с двумя центрально-симметричными L-гребнями.

Была проведена экспериментальная проверка результатов расчета характеристик резонансных диафрагм с апертурой в виде прямоугольного окна с L-образными гребнями. На рис. 1 представлены зависимости $|S_{21}|$ от частоты для стандартного прямоугольного волновода с поперечным сечением 23x10 мм. Как видно из графиков, результаты расчетов и эксперимента имеют высокую степень совпадения.

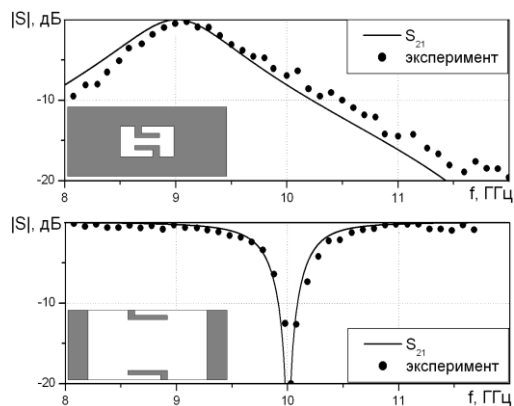


Рис. 1. Экспериментальная проверка результатов расчетов параметра $|S_{21}|$ для резонансных диафрагм с апертурой в виде прямоугольного окна с L-образными гребнями

3. Синтез ПДФ на резонансных диафрагмах в виде прямоугольного окна с двумя L-гребнями

Для реализации процедуры синтеза воспользуемся аппроксимацией Чебышева АЧХ фильтра. Синтезированные диафрагмы соединяются четвертьволновыми связями, т.е. размещаются на расстоянии $\lambda_g/4$ в прямоугольном волноводе [2].

Далее приведем результаты синтеза полосно-пропускающих фильтров на трех (рис. 2 а) и пяти (рис. 2 б) резонансных диафрагмах с апертурой в виде прямоугольного окна с двумя центрально-симметричными L-гребнями. Полосу пропускания фильтров зададим 10%. Необходимо отметить, что алгоритм расчета добротностей резонаторов, описанный выше, позволяет получить весьма хорошее начальное приближение, оптимизация которого требует лишь несколько итерационных циклов.

На рис. 2 представлены соответствующие характеристики фильтров в дБ ($|S_{11}|$ – сплошная линия, $|S_{21}|$ – пунктирная линия). Из характеристик, представленных на графиках видно, что благодаря наличию антирезонанса в полосе заграждения фильтров, обеспечивается не только ее достаточная ширина, но и рекордные для данного типа фильтров уровни затухания до 80 дБ и более. Относительная длина фильтров составила соответственно $L_1/a = 1.15$ и $L_2/a = 2.38$ или $L_1/\lambda_0 = 0.77$ и $L_2/\lambda_0 = 1.60$.

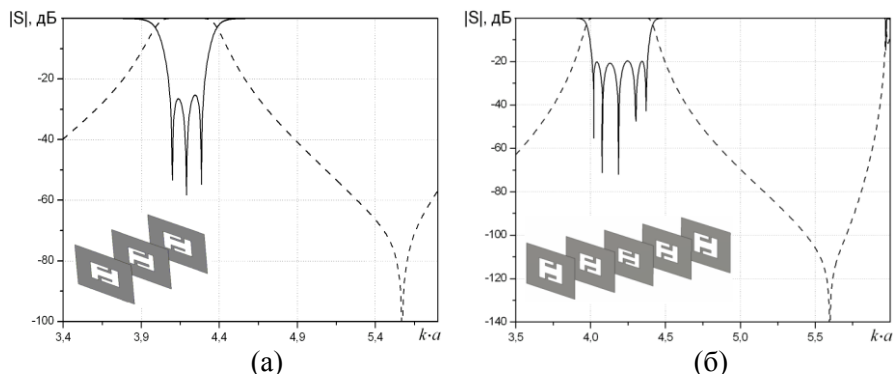


Рис. 2. ППФ на сложных резонансных диафрагмах в прямоугольном волноводе (центрально-симметричные L-гребни)

Практическая реализация рассмотренного типа диафрагм предложена на основе нанесения металлизации на поверхность тонкого диэлектрика с малой диэлектрической проницаемостью. На рис. 3 представлены результаты экспериментальной проверки результатов расчета для фильтра, приведенного на рис. 2(а) с учетом диэлектрических подложек для прямоугольного волновода с поперечным размером 23 x 10 мм.

На рис. 4 (а) представлены результаты экспериментальной проверки результатов расчета для ППФ, приведенного на рис. 2 (б) с учетом диэлектрических подложек для прямоугольного волновода с поперечным размером 23 x 10 мм. Как видно из приведенных результатов представленный алгоритм синтеза обладает достаточно высокой точностью, а разработанная конструкция позволяет проектировать компактные и высокочастотные волноводные полосно-пропускающие фильтры.

Как видно из анализа электродинамических свойств, сложная резонансная диафрагма с апертурой в виде прямоугольного окна с двумя центрально-симметричными L-гребнями может быть также использована для построения полосно-запирающих фильтров. Так, на рис. 4 (б) представлена зависимость для полосно-запирающего фильтра на 5-ти резонаторах в сравнении с результатами экспериментальной проверки.

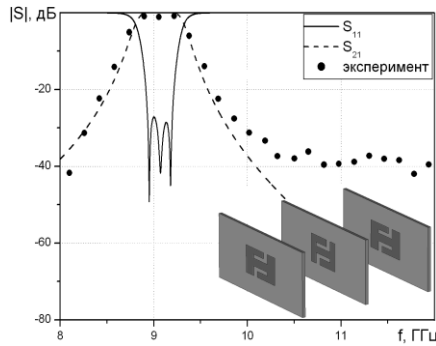
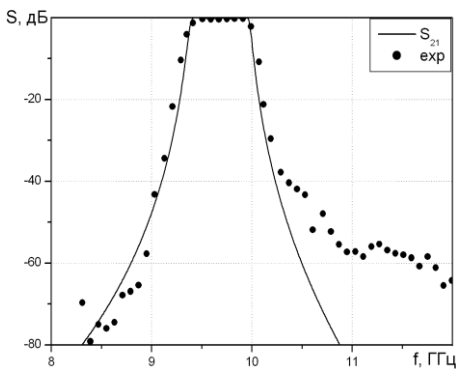
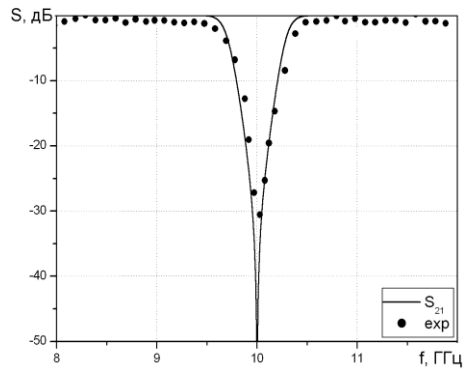


Рис. 3. Экспериментальная проверка результатов расчета S -параметров ППФ на сложных резонансных диафрагмах (3 резонатора)



(а)



(б)

Рис. 4. Экспериментальная проверка результатов расчета S -параметров ППФ и ПЗФ на сложных резонансных диафрагмах (5 резонаторов)

На рис. 5 представлены фото использованных в эксперименте резонансных диафрагм (а – для полосно-пропускающего фильтра, б – для полосно-запирающего фильтра).

4. Заключение

В докладе представлена методика, алгоритм и программа анализа и синтеза полосно-пропускающих и полосно-запирающих волноводных фильтров на тонких металлических резонансных металлических диафрагмах со сложной апертурой. Показано хорошее совпадение результатов расчета с экспериментальными данными. Предложена новая конструкция апертур диафрагм, позволяющая проектировать компактные и высокодобротные волноводные полосно-пропускающие фильтры.

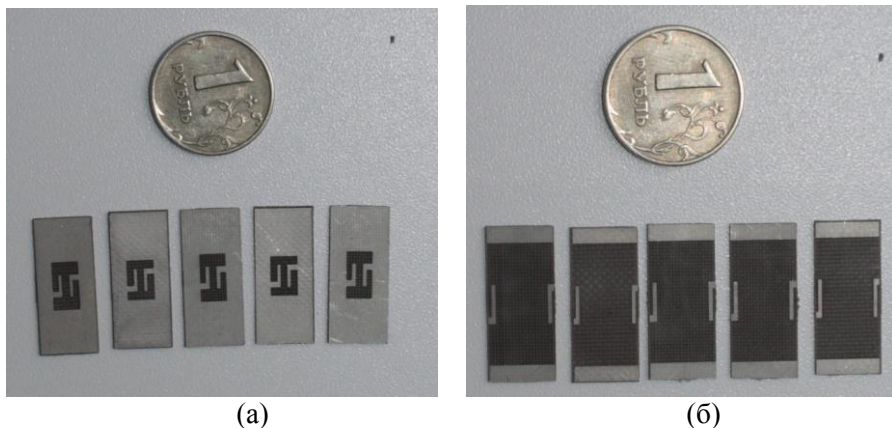


Рис. 5. Фото резонансных диафрагм синтезированных фильтров

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проектов Российского фонда фундаментальных исследований №№ 16-37-00148 и 15-07-00410.

Список литературы

- [1] Кравченко В. Ф., Лабунько О. С., Лерер А. М. и др. Вычислительные методы в современной радиофизике. М.: Физматлит, 2009. 268 с.
- [2] Zemlyakov, V.V., Zargano, G.F., Krutiev, S.V. Waveguide bandpass filter on complex resonance diaphragms // Journal of Communications Technology and Electronics, Vol. 60, No. 12, 2015, P. 1305-1310.
- [3] Zemlyakov, V.V., Zargano, G.F. Electrodynamic Analysis of Conductivity of a Resonance Waveguide Plane-Transverse Diaphragm with a Complex Aperture // Radiophysics and Quantum Electronics, Vol. 58, No. 7, 2015, P. 504-510.
- [4] Kirilenko A.A., Mospan L.P. Reflection Resonances and Natural Oscillations of Two-Aperture Iris in Rectangular Waveguide // IEEE Transactions on Microwave Theory And Techniques. 2000, V. 48, N. 8, pp. 1419-1421. Bahrami H, Hakkak M. Analysis And Design of Highly Compact Bandpass Waveguide Filter Utilizing Complementary Split Ring Resonators (CSRR) // Progress In Electromagnetics Research, 2008, PIER 80, p. 107-122.
- [5] Zemlyakov V.V., Zargano G.F. The novel compact microwave SIW filter based on L-ridged rectangular waveguide // Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 2015, V. 29, N. 13, p. 1699-1707.
- [6] Заргано Г.Ф., Земляков В.В., Кривопустенко В.В. Анализ модового состава прямоугольных L-гребневых волноводов // Физические основы приборостроения, 2013, т. 2, № 3, с. 64-77.
- [7] Заргано Г.Ф., Ляпин В.П., Михалевский В.С. и др. Волноводы сложных сечений. // М.: Радио и связь, 1986, 124 с.

References

- [1] Kravchenko VF, Labunko OS, Lerer AM et al. Computational methods in modern radiophysics. M.: FIZMATLIT, 2009. 268 p.
- [2] Zemlyakov, V.V., Zargano, G.F., Krutiev, S.V. Waveguide bandpass filter on complex resonance diaphragms // Journal of Communications Technology and Electronics, Vol. 60, No. 12, 2015, P. 1305-1310.
- [3] Zemlyakov, V.V., Zargano, G.F. Electrodynamic Analysis of Conductivity of a Resonance Waveguide Plane-Transverse Diaphragm with a Complex Aperture // Radiophysics and Quantum Electronics, Vol. 58, No. 7, 2015, P. 504-510.
- [4] Kirilenko A.A., Mospan L.P. Reflection Resonances and Natural Oscillations of Two-Aperture Iris in Rectangular Waveguide // IEEE Transactions on Microwave Theory And Techniques. 2000, V. 48, N. 8, pp. 1419-1421. Bahrami H, Hakkak M. Analysis And Design of Highly Compact Bandpass Waveguide Filter Utilizing Complementary Split Ring Resonators (CSRR) // Progress In Electromagnetics Research, 2008, PIER 80, p. 107-122.
- [5] Zemlyakov V.V., Zargano G.F. The novel compact microwave SIW filter based on L-ridged rectangular waveguide // Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 2015, V. 29, N. 13, p. 1699-1707.
- [6] Zargan GF Zemlyakov VV VV Krivopustenko Analysis of the mode composition of rectangular L-ridge waveguides // Physical basis of Instrument 2013, Vol. 2, number 3, pp. 64-77.
- [7] Zargan GF, Lyapin VP, VS Mikhalevsky and others. The waveguides of complex cross section-tions. // M.: Radio and Communications, 1986, 124 p.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of projects of the Russian Foundation for Basic Research No. 16-37-00148 and 15-07-00410.

Разработка объемного фильтра С-диапазона с перекрестными связями

Шадрин Н.С., Беркутов Д.А., Широких С.А.

ООО "Ижевский радиозавод"

г. Ижевск, 426034, Российская Федерация

Аннотация: В данной работе описан алгоритм и промежуточные этапы разработки объемного фильтра С-диапазона с перекрестными связями с применением матрицы связей. Представлены результаты моделирования и измерения реализованного фильтра. Результаты демонстрируют пригодность такого алгоритма при разработке объемных фильтров.

Ключевые слова: объемный фильтр, матрица связей, перекрестные связи, емкостная и индуктивная связь.

1. Введение

Фильтры широко применяются в электротехнике для выделения сигнала необходимого спектра и являются важным элементом радиопередающего тракта при формировании устройств радиосвязи (сотовая связь, спутниковая связь, радиоэлектронные приборы и аппаратура и т.п.).

Фильтры с перекрестными связями имеют топологию, при которой каждый резонатор может иметь более двух связей и, помимо связи с последующим и предыдущим резонаторами, может иметь связь с отдаленным по очереди резонатором (рис. 1).

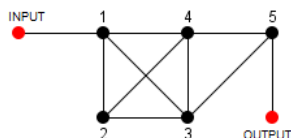


рис. 1. Пример топологии фильтра с перекрестными связями. Перекрестные связи (линии) образованы между 1-м и 3-м, 2-м и 4-м, 1-м и 4-м, 3-м и 5-м резонаторами (точки).

Применение перекрестных связей в фильтре обеспечивает заграждение близко к полосе пропускания как с одной из сторон от полосы, так и по обе стороны, в зависимости от топологии [1]. Пример частотных характеристик фильтра с перекрестными связями изображен на рис. 2.

Топологии с перекрестными связями позволяют использовать меньшее число резонаторов при той же избирательности, что улучшает массо-

габаритные параметры. Однако, применение перекрестных связей в фильтре приводит к сложности при его разработке и проектировании.

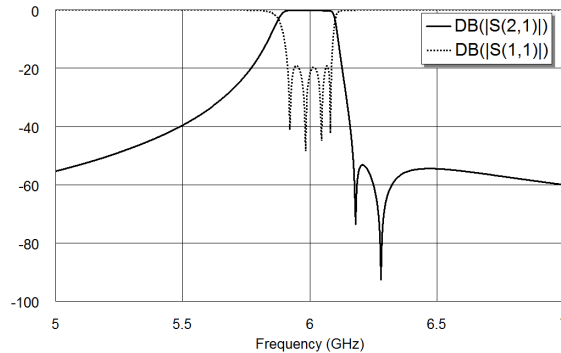


рис. 2. Характеристики передачи и отражения фильтра с перекрестными связями.

В данной статье предложен алгоритм, который занимает меньшее количество времени и итераций при проектировании, в особенности на этапе определения геометрических размеров фильтра.

2. Алгоритм разработки

Первый этап разработки – расчет матрицы коэффициентов связи [2],[3], которая имеет вид:

$$\begin{pmatrix} 0 & Q_{o1} & \dots & \dots & Q_{on} \\ Q_{i1} & k_{11} & k_{12} & \dots & k_{1n} \\ \dots & k_{21} & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ Q_{im} & k_{m1} & \dots & \dots & k_{mm} \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где k_{mm} - коэффициенты отстройки каждого m -го резонатора; k_{mn} ($m \neq n; m, n \neq 0$) - коэффициенты связи резонаторов m и n ; Q_{im} и Q_{on} - добротности входных резонаторов при подключении к входным портам.

Входными параметрами, при ее расчете, являются характеристики передачи и отражения.

Следующий этап - пересчет коэффициентов матрицы в физические размеры. Наименее затратный и общедоступный способ - компьютерное 3D моделирование, например, в программе CST Microwave Studio.

Для получения коэффициента отстройки резонатора k_{mm} необходимо моделировать структуру одного резонатора в EDGE режиме – режим, который рассчитывает собственную частоту и добротность 3D структуры.

Собственная частота m -го резонатора f_m , центральная частота фильтра f_c и коэффициент отстройки k_{mm} связаны следующим соотношением:

$$k_{mm} = \frac{f_c^2 - f_m^2}{f_c \cdot f_m} \quad (2)$$

При помощи этого соотношения можно рассчитать частоту, на которую должен быть настроен каждый из резонаторов фильтра.

Коэффициент связи резонаторов k_{mn} определяется формулой:

$$k_{mn} = \frac{f_m^2 - f_n^2}{f_m^2 + f_n^2} \quad (3)$$

где f_m - частота колебаний m -го резонатора, осциллирующего в четной моде, f_n - частота резонатора n , осциллирующего в нечетной моде. Необходимо отметить что $k_{mn} = k_{nm}$, т.е. матрица коэффициентов связей симметрична относительно главной диагонали.

Для получения коэффициента связи между резонаторами необходимо промоделировать два взаимосвязанных резонатора. Коэффициент k_{mn} может быть положительным или отрицательным. Положительный коэффициент связи означает, что два связанных резонатора осциллируют в четной моде, в случае с отрицательным коэффициентом – в нечетной.

Четная мода означает преобладание магнитной связи, а нечетная – преобладание электрической связи. Амплитудно-частотные и фазово-частотные характеристики для четных и нечетных мод для двух связанных резонаторов приведены на рис. 3.

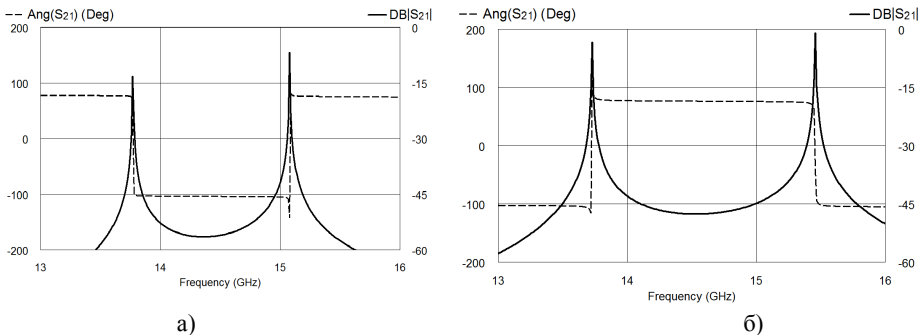


рис. 3. Фазовые(пунктирные линии) и амплитудные характеристики (сплошные линии) для электрической (а) и магнитной (б) связей.

Для фильтров, построенных на объемных резонаторах, четная мода получается при открытой стенке (магнитная связь, рис. 4а), а нечетная мода – с применением металлической экранированной вставки (электрическая связь, рис. 4б). Кончики такой вставки не должны касаться других элементов конструкции объемного резонатора.

Величина магнитной связи увеличивается с увеличением высоты и ширины диафрагмы. Величина электрической связи увеличивается при увеличении длины металлической экранированной вставки.

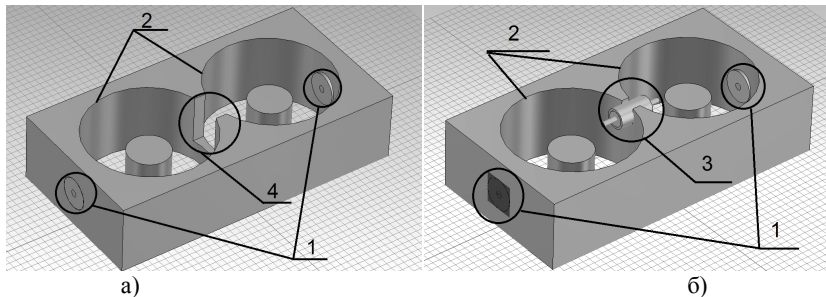


рис. 4. Реализация магнитной (а) и электрической (б) связи между резонаторами на примере с объемными резонаторами. Цифрами обозначены следующие элементы конструкций фильтра: 1-входные/выходные порты; 2-резонаторы (цилиндрическая полость со штырем по центру); 3- электрическая связь (коаксиальный кабель); 4-магнитная связь (апертура).

Добротность входного/выходного резонатора (Q_{in} и Q_{on}) нагруженными входным/выходным портом можно получить моделированием единичного резонатора с подключенным к нему портом. Добротность находится как соотношение центральной частоты передаточной характеристики к ширине полосы пропускания на уровне 3 дБ.

Коэффициенты матрицы, пересчитанные в геометрические размеры резонаторов и связей между ними, позволяют определить все необходимые размеры топологии фильтра.

При проектировании желательно предусмотреть элементы, которые позволили корректировать характеристики фильтра. Для объемных фильтров - это винты, расположенные над резонаторами и стенками с магнитной связью.

3. Практические результаты

По описанному алгоритму были разработаны и реализованы фильтр С-диапазона с перекрестными связями. На рис. 5 приведены результаты расчета матрицы коэффициентов связи. На рис. 6 и 7 приведено сравнение характеристик пропускания и отражения (соответственно), полученных в ходе расчета матрицы коэффициентов связи, моделирования и измерения разработанного фильтра.

$$\begin{pmatrix} 0 & 1.038 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1.038 & 0.063 & 0.919 & 0 & 0.073 & 0 \\ 0 & 0.919 & 0.061 & 0.57 & 0.435 & 0 \\ 0 & 0 & 0.57 & -0.553 & 0.809 & 0 \\ 0 & 0.073 & 0.435 & 0.809 & 0.063 & 1.038 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.038 & 0 \end{pmatrix}$$

Рис. 5 результат расчета матрицы коэффициентов связи.

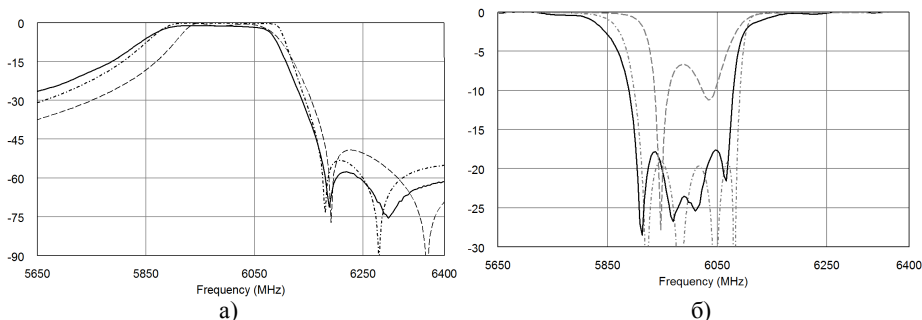


Рис. 6 Сравнение характеристик пропускания (а) и отражения (б), полученных в ходе расчета матрицы коэффициентов (штрихпунктирная линия), моделирования (штриховая линия) и измерения (сплошная линия).

При моделировании и измерениях производилась подстройка фильтра. Целью моделирования было удостовериться в верности рассчитанных размеров, поэтому характеристики отражения и передачи не настраивались до наилучшего значения.

4. Заключение

В представленной работе описан алгоритм разработки объемных фильтров с перекрестными связями с применением матрицы связей. Проведена проверка моделированием и физической реализации объемного фильтра. Результаты показывают пригодность такого алгоритма.

Список литературы

- [1] J. Brian Thomas. Cross-Coupling in Coaxial Cavity Filters—A Tutorial Overview // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 2003. V. 51.No. 4. P. 1368–1376
- [2] R.J. Cameron. Advanced Coupling Matrix Synthesis Techniques for Microwave Filters // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 2003. V. 51.No. 4. P. 1–10.
- [3] D. Swanson, G. Macchiarella. Microwave filter design by synthesis and optimization // IEEE Microw. Mag. 2007. V. 8 No. 4.P. 55-69.

Influence of substrate parameters on the characteristics and dimensions of the filter with microstrip spiral resonators

Denis A. Letavin¹, Victor A. Chechetkin¹

¹Ural Federal University

Ekaterinburg, 620002, Russian Federation

letavin2010@mail.ru

Abstract: In modern radio systems frequency-selective microwave devices are widely used, a lot of them are microstrip bandpass filters. In this paper the filter is implemented with two identical rectangular spiral resonators. Using such resonators a filter having a relatively small size can be obtained. The influence of the substrate parameters on the size and characteristics of the frequency-selective device are provided. All filters are obtained as a result of computer modeling and are operable with good frequency selective.

Keywords: miniaturization, microstrip line, bandpass filter.

Влияние параметров подложки на характеристики и размеры фильтра на микрополосковых спиральных резонаторах

¹Летавин Д.А., ¹Чечеткин В.А.

¹Уральский федеральный университет

г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация

letavin2010@mail.ru

Аннотация: Сегодня в современных радиотехнических системах широко используются частотно-селективные устройства сверхвысоких частот, к таким устройствам можно отнести микрополосковые полосно-пропускающие фильтры. В данной работе рассмотрен фильтр, реализованный на двух идентичных прямоугольных резонаторах свернутых в спираль. Используя такие резонаторы можно получить фильтр, обладающий относительно небольшими размерами. Также описывается анализ влияния параметров подложки на размеры и характеристики частотно-селективного устройства. Все полученные фильтры в результате компьютерного моделирования являются работоспособными, и обладают хорошими частотно селективными свойствами.

Ключевые слова: миниатюризация, микрополосковая линия, полосно-пропускающий фильтр.

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

Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016) Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

1. Введение

На сегодняшний день полосно-пропускающие фильтры (ППФ) являются неотъемлемой частью современных радиотехнических устройств работающие в условиях высокого уровня шумов. Требования к таким устройствам, как правило, заключаются в следующем: технологичность в изготовлении, хорошие избирательные свойства, низкая стоимость и миниатюрность исполнения. Последний фактор особенно важен в устройствах, которые работают на низких частотах, где габариты традиционных ППФ становятся неприемлемыми из-за больших физических размеров конструкции. В случаях, когда имеются ограничения по размерам устройства, необходимо использовать конструкции фильтров реализованные на компактных резонаторах. Сегодня существует множество различных конструкций фильтров на различных резонаторах [1-12]. Например, в [1-2] миниатюризация достигается путем использования квазисосредоточенных планарных емкостей и индуктивностей. В [3] резонатор изогнут в форме буквы «С», а в [4] используются кольцевые резонаторы с разрывом, имеющие связь по длинной стороне, выполненные на многослойной подложке. Фильтры на разрывных кольцах также представлены в работах [5-8]. В [9, 10] исследуются конструкции микрополосковых резонаторов на встречно-стержневых структурах. Кроме того, широко представлены резонаторы со скачком волнового сопротивления [11-13] и мультимодовые [14-16]. Однако не все перечисленные конструкции могут обеспечить высокий уровень миниатюризации или сложны в изготовлении. Предлагаемая конструкция проста в проектировании и занимает мало места.

2. Исследуемая модель

В данной работе проведен анализ влияния параметров подложки на габариты и характеристики фильтра. Фильтр, который позволяет выделить нужный сигнал в определенной полосе частот, относится к категории полосно-пропускающих. ППФ состоит из двух одинаковых резонаторов, с общей длиной равной длине волны в линии. Вход и выход такого устройства расположены на обратной стороне подложки и настроены на волновое сопротивление равное 50 Ом (рис. 1).

При конструировании компактных ППФ необходимо понимать, как влияют параметры диэлектрической подложки на их размеры и характеристики. С этой целью был проведен анализ влияния толщины и диэлектрической проницаемости подложки. Проектирование ППФ реализуется по одной и той же методике, описанной в работе [13].

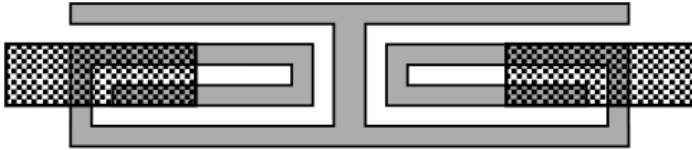


Рис. 1. Конструкция резонатора с питающими линиями.

Fig. 1. Resonator design with feed lines

Для анализа влияния диэлектрика, были спроектированы конструкции на трех различных подложках с диэлектрическими проницаемостями равными (толщина и тангенс угла диэлектрических потерь зафиксирован для всех предложенных подложек):

- Rogers RT $\epsilon=2,5$;
- FR4 $\epsilon=4,4$;
- Rogers RT $\epsilon=6,15$.

Следует отметить, что рабочая полоса фильтра оценивалась по уровню -3 дБ от максимального коэффициента передачи. Для более удобного сравнения данные устройств, представлены в таблице 1.

Табл. 1. Сравнение размеров конструкций фильтров и их электрических параметров для разных значений диэлектрической проницаемости подложки

Table 1. Comparison of filter size and electrical parameters for substrates with different dielectric constants

Диэлектрическая проницаемость Dielectric constant	Полоса рабочих частот, МГц Bandwidth, MHz	Площадь резонатора, мм ² Occupied area, mm ²	Коэффициент передачи на центральной частоте, дБ Maximum transmission coefficient, dB
2,5	114	221,2	-2,84
4,4	115	182,7	-3
6,15	113	161	-3,3

Исходя из данных, представленных в таблице, можно сделать следующие выводы: с увеличением диэлектрической проницаемости происходит уменьшение коэффициента передачи и уменьшение площади резонатора, при сохранении полосы рабочих частот. После были спроектированы конструкции с различной толщиной подложки: $h = 1, 1.5, 2$ мм. Все результаты численного моделирования этих образцов сведены в таблицу 2.

Исходя из данных, представленных в таблице, можно сделать следующие выводы: с увеличением толщины подложки происходит уменьшение коэффициента передачи, увеличение площади резонатора и уменьшение полосы рабочих частот.

Табл. 2. Сравнение размеров конструкций фильтров и их электрических параметров для разных значений толщины подложки

Table 2. Comparison of filter size and electrical parameters for substrates with different height

Диэлектрическая проницаемость Dielectric constant	Полоса рабочих частот, МГц Bandwidth, MHz	Площадь резонатора, мм ² Occupied area, mm ²	Коэффициент передачи на центральной частоте, дБ Maximum transmission coefficient, dB
2,5	114	221,2	-2,84
4,4	115	182,7	-3
6,15	113	161	-3,3

Для примера покажем ППФ с толщиной подложки 1 мм и относительной диэлектрической проницаемостью равной 6.15 (рис.2). Численные результаты моделирования предлагаемой структуры представлены на рисунке 3.

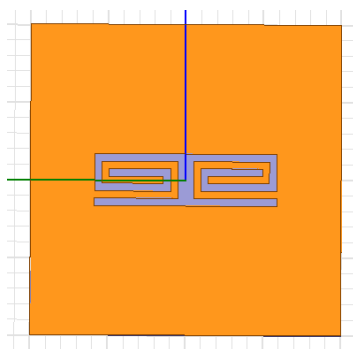


Рис. 2. Конструкция полосно-пропускающего фильтра в пакете электромагнитного моделирования.

Fig. 2. Resonator design in electromagnetic software

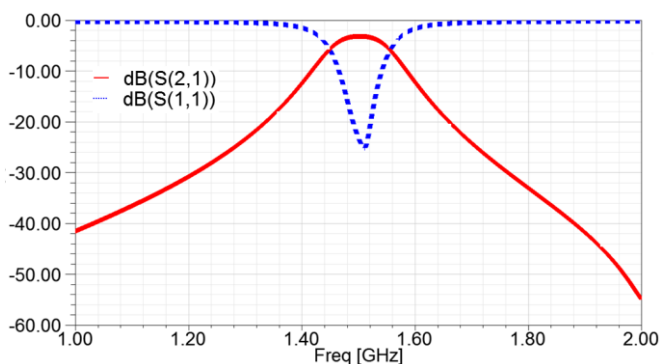


Рис. 3. Зависимость коэффициента передачи и отражения от входов от частоты.

Fig. 3. Transmission coefficient and return loss

3. Практические результаты

Как видно из полученных характеристик, центральная частота предлагаемой структуры равняется 1500 МГц, по среднему значению разницы между верхней и нижней частотой пропускания. При этом спроектированный фильтр имеет относительную ширину полосы пропускания 7.5 %, измеренная по уровню – 3 дБ от уровня минимальных потерь. Минимум согласования первого и второго входа составляет примерно – 25 дБ. Максимальный уровень коэффициента передачи равняется -3.2 дБ. Высокий уровень коэффициента передачи получается по причине того, что у нас присутствуют большие потери в диэлектрике.

4. Заключение

Таким образом, в данной работе проведено исследование влияние параметров подложки на габариты и характеристики ППФ. Были исследованы восемь конструкций устройств с одной и той же центральной частотой, но разной толщиной 1, 1.5, 2 мм и разной диэлектрической проницаемостью 2.5, 4.4, 6.15. Исходя из полученных результатов, можно сделать вывод, что для получения наиболее компактной конструкции с наилучшими частотно-селективными свойствами необходимо выбрать наименее тонкую подложку и более высокое значение диэлектрической проницаемости. При использовании подложки толщиной в 1 мм и относительной диэлектрической проницаемостью 6.15, площадь резонатора составляет 157.45 мм² и полоса рабочих частот 115 МГц.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках работы по гранту Российского научного фонда N 14-19-01396.

Список литературы

- [1] Yang T., Tamura M., Itoh T. Compact hybrid resonator with series and shunt resonances used in miniaturized filters and balun filters // IEEE Transactions on microwave Theory and Techniques. 2010. V. 58. No. 2. P. 390-402.
- [2] Zhu J., Feng Zh. Microstrip interdigital hairpin resonator with an optimal physical length // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2006. V. 16. No. 12. P. 672-674.
- [3] Hung C.-Y., Weng M.-H., Lan S.-W., Huang C.-Y. // J. Electromagnetic Waves and Applications. 2012. V. 26. P. 12-23.
- [4] Vegesna S., Saed M. Compact two-layer microstrip bandpass filter using broadside-coupled resonators // Progress In Electromagnetics Research. 2012. V. 37. P. 81-102.

- [5] Jia-Qi Liu, Jun-Ye Jin, Li J.L.-W. A Miniature Bandpass filter with split ring resonator and asymmetrical coupled lines // *International Conference on Communications, Circuits and Systems*. 2013. V. 2. P. 425-427.
- [6] Rathore V., Awasthi S., Biswas A. Design of compact dual-band bandpass filter using frequency transformation and its implementation with Split Ring Resonator Dual-band bandpass filter using SRR // *44th European Microwave Conference*. 2014. P. 949-952.
- [7] Panda A.K., Sahu K.S., Mishra R.K. A compact triangular SRR loaded CPW line and its use in highly selective wideband bandpass filter for WiMAX communication system // *5th International Conference on Computers and Devices for Communication*. 2012. P. 1-4.
- [8] Horestani A.K., Duran-Sindreu M., Naqui J., Fumeaux C., Martin F. Coplanar Waveguides Loaded with S-Shaped Split-Ring Resonators: Modeling and Application to Compact Microwave Filters // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2014. V. 13. P. 1349-1352.
- [9] Беляев Б.А., Сержантов А.М., Бальва Я.Ф., Лексиков А.А., Галеев Р.Г. Новая конструкция миниатюрного фильтра на микрополосковых резонаторах со встречно-штыревой структурой проводников // *Письма в ЖТФ*. 2014. Т. 40. № 22. С. 52-60.
- [10] Hong J.S., Lancaster M.J. Development of new microstrip pseudo-interdigital bandpass filters // *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*. 1995. V. 5. No. 8. P. 261-263.
- [11] Chen Y. M., Chang S. F. A compact stepped-impedance pseudo-interdigital bandpass filter with controllable transmission zero and wide stopband range // *Microwave Conference*. 2009. P. 783-786.
- [12] Wu S.-R., Hsu K.-W., Tu W.-H. Compact wide-stopband microstrip bandpass filter based on stub-loaded stepped-impedance resonators // *IET Microwaves, Antennas & Propagation*. 2012. V. 6 No. 13. P. 1422-1428.
- [13] Zayniyev D., Budimir D. Compact microstrip pseudo-interdigital stepped impedance bandpass filters with improved stopband performance // *IEEE Wireless and Microwave Technology Conference*. 2009. P. 1-2.
- [14] Ходенков С.А., Беляев Б.А. Микрополосковые широкополосные фильтры на многомодовом резонаторе // *24th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology*. 2014. С. 574-575.
- [15] Feng W.J., Zhou J.G., Che W.Q. Wideband bandpass filter using symmetric multimode resonator // *Electronics Letters*. 2012. V. 48. No. 17. P. 1071-1073.
- [16] Mondal P., Roy A., Parui S.K. Design of a bandpass filter using multimode resonators for ultra-wideband application // *5th International Conference on Computers and Devices for Communication*. 2012. P. 1-4.

References

- [1] Yang T., Tamura M., Itoh T. Compact hybrid resonator with series and shunt resonances used in miniaturized filters and balun filters. *IEEE Transactions on microwave Theory and Techniques*, 2010, vol. 58, no. 2, pp. 390 - 402.
- [2] Zhu J., Feng Zh. Microstrip interdigital hairpin resonator with an optimal physical length. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2006, vol. 16, no. 12, pp. 672 - 674.
- [3] Hung C.-Y., Weng M.-H., Lan S.-W., Huang C.-Y. *J. Electromagnetic Waves and Applications*, 2012, vol. 26, pp. 12-23.
- [4] Vegesna S., Saed M. Compact two-layer microstrip bandpass filter using broadside-coupled resonators. *Progress In Electromagnetics Research*, 2012, vol. 37, pp. 81-102.
- [5] Jia-Qi Liu, Jun-Ye Jin, Li J.L.-W. A Miniature Bandpass filter with split ring resonator and asymmetrical coupled lines. *International Conference on Communications, Circuits and Systems*, 2013, vol. 2, pp. 425 - 427.

- [6] Rathore V., Awasthi S., Biswas A. Design of compact dual-band bandpass filter using frequency transformation and its implementation with Split Ring Resonator Dual-band bandpass filter using SRR. *44th European Microwave Conference*, 2014, pp. 949 - 952.
- [7] Panda A.K., Sahu K.S., Mishra R.K. A compact triangular SRR loaded CPW line and its use in highly selective wideband bandpass filter for WiMAX communication system. *5th International Conference on Computers and Devices for Communication*, 2012, pp. 1 - 4
- [8] Horestani A.K., Duran-Sindreu M., Naqui J., Fumeaux C., Martin F. Coplanar Waveguides Loaded with S-Shaped Split-Ring Resonators: Modeling and Application to Compact Microwave Filters. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2014, vol. 13, pp. 1349 - 1352.
- [9] B.A. Belyaev, A.M. Serzhantov, Ya.F. Bal'va, An.A. Leksikov, R.G. Galeev [A new design of a miniature filter on microstrip resonators with an interdigital structure of conductors]. *Pis'ma v Zhurnal Tekhnicheskoi Fiziki*, 2014, vol. 41, no. 5, pp. 504 - 507. (In Russian).
- [10] Hong J.S., Lancaster M.J. Development of new microstrip pseudo-interdigital bandpass filters. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 1995, vol. 5, no. 8, pp. 261 - 263.
- [11] Chen Y. M., Chang S. F. A compact stepped-impedance pseudo-interdigital bandpass filter with controllable transmission zero and wide stopband range. *Microwave Conference*, 2009, pp. 783 - 786.
- [12] Wu S.-R., Hsu K.-W., Tu W.-H. Compact wide-stopband microstrip bandpass filter based on stub-loaded stepped-impedance resonators. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2012, vol. 6, no. 13, pp. 1422 - 1428.
- [13] Zayniyev D., Budimir D. Compact microstrip pseudo-interdigital stepped impedance bandpass filters with improved stopband performance, *IEEE Wireless and Microwave Technology Conference*, 2009, pp. 1 - 2.
- [14] Khodenkov S.A., Belyaev B.A. [Microstrip broadband filters based on the multimode resonator]. *24th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology*, 2014, pp. 574 - 575. (In Russian).
- [15] Feng W.J., Zhou J.G., Che W.Q. Wideband bandpass filter using symmetric multimode resonator. *Electronics Letters*, 2012, vol. 48, no. 17, pp. 1071 - 1073.
- [16] Mondal P., Roy A., Parui S.K. Design of a bandpass filter using multimode resonators for ultra-wideband application. *5th International Conference on Computers and Devices for Communication*, 2012, pp. 1 - 4.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of projects of the Russian Science Foundation N 14-19-01396.

Microstrip short lines bandpass filter implementing quazi-elliptic transfer function

Roman E. Semernya., Artem R. Vilenskiy,
Sergey L. Chernyshev, Vladimir I. Litun
Bauman Moscow State Technical University,
Moscow, 105005, Russian Federation
semernyare@gmail.com

Abstract: *The paper discusses a design algorithm of microstrip bandpass filters realizing quasi-elliptic transfer function. Synthesis of general coupling matrix is shown. Simple method of coupling type analysis in microstrip coupled resonators is provided. Several microstrip quasi-elliptic bandpass filters' topologies are developed. Simulation results for classical Chebyshev type bandpass microstrip filters and designed using cross-couplings method microstrip filters are compared.*

Keywords: *coupling matrix, quasi-elliptic transfer function, microstrip bandpass filter, coupled lines*

Микрополосковый полосовой фильтр с квазиэллиптической характеристикой на короткозамкнутых резонаторах

Семерня Р.Е., Виленский А.Р., Чернышев С.Л., Литун В.И.
Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана, г.
Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1, Российская Федерация
semernyare@gmail.com

Аннотация: *Рассматривается алгоритм расчета микрополосковых полосовых фильтров с квазиэллиптической характеристикой. Показан синтез обобщенной матрицы связей. Приводится упрощенный метод анализа типов связи в связанных микрополосковых резонаторах. Разработаны топологии микрополосковых полосовых фильтров с квазиэллиптической характеристикой. Сравниваются результаты моделирования для классических чебышевских полосовых фильтров и разработанных по указанному алгоритму микрополосковых фильтров с перекрестными связями.*

Ключевые слова: *матрица связи, квазиэллиптическая функция передачи, микрополосковый полосовой фильтр, связанные линии.*

1. Введение

Разработка микрополосковых полосовых СВЧ фильтров с повышенными требованиями к электрическим характеристикам является востребованной задачей в специальных областях радиоэлектроники (спутниковые системы связи, навигация, радиолокационные системы и т.д.).

Основной параметр, позволяющий оценить качество работы микрополоскового полосового фильтра при заданном числе резонаторов и материале подложки, на которой выполнена топология, является коэффициент прямоугольности:

$$K_{\Pi} = \frac{\Delta F|_{|S_{21}|=-L_{\Pi P} \text{ дБ}}}{\Delta F|_{|S_{21}|=-L_{3A\Gamma} \text{ дБ}}} < 1. \quad (1)$$

При практической реализации полосового фильтра с чебышевской характеристикой улучшение коэффициента прямоугольности достигается за счет увеличения числа резонаторов, что напрямую влияет на увеличение вносимых потерь в полосе пропускания.

Поэтому особый интерес представляют микрополосковые полосовые фильтры, структура топологии которых позволяет реализовать перекрестные связи между резонаторами, тем самым устанавливая нули функции передачи фильтра на частоты близкие к границам полосы пропускания, что значительно улучшает селективные свойства фильтра без увеличения его порядка. Для сравнения на рис. 1 сопоставлены частотные зависимости амплитуд коэффициентов передачи чебышевского и квазиэллиптического полосовых фильтров 4 порядка.

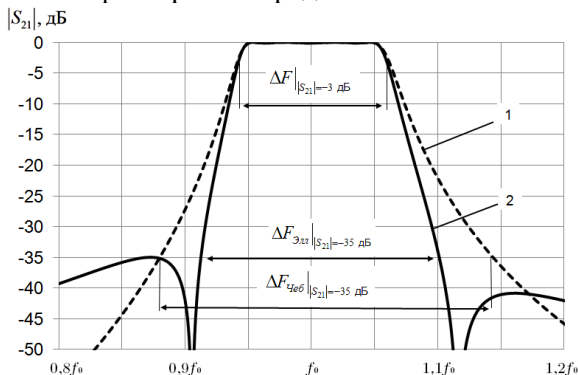


Рис. 1. Сравнение амплитудно-частотных характеристик фильтров 4 порядка с чебышевской (1) и квазиэллиптической характеристикой (2)

Fig. 1. Comparison of Chebyshev (1) and quasi-elliptic (2) 4 order bandpass transfer functions

Основной трудностью при разработке таких фильтров является сложность физической реализации требуемой системы связей распределенных резонаторов. Поэтому ниже приводится алгоритм расчета квазиэллиптических полосовых фильтров, а также сравнение результатов моделирования синтезированных топологий полосовых фильтров и классических вариантов исполнения.

2. Особенности разработки

Разработка полосового фильтра с перекрестными связями начинается с синтеза соответствующей матрицы коэффициентов связи и нагруженных добротностей. Согласно [1], частотная зависимость элементов матрицы рассеяния произвольного фильтра порядка n может быть представлена в виде:

$$S_{21}(\Omega, \Phi) = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} q_{en}}} [A]_{n1}^{-1}$$

$$S_{11}(\Omega, \Phi) = \pm \left(1 - \frac{2}{q_{e1}} [A]_{11}^{-1} \right), \quad (2)$$

$$[A] = [q] + p[U] - j[m]$$

где $[U]$ – единичная матрица $n \times n$, $[q]$ – матрица с нулевыми элементами, кроме $q_{11} = 1/q_{e1}$ и $q_{nn} = 1/q_{en}$, $[m]$ – обобщенная матрица коэффициентов связи, $\Phi = [m_{11}, m_{12} \dots m_{nn}, q_e]$ – вектор параметров, настраиваемых при синтезе, Ω – нормированная частота фильтра прототипа.

В качестве функции рассогласования используется следующее выражение:

$$Er(\Omega, \Phi) = \sum_{i=1}^{N_{\Omega}} |S_{21}(\Omega_i, \Phi) - S_{21}^{Идеал}(\Omega_i)|^2 + \sum_{i=1}^{N_{\Omega}} |S_{11}(\Omega_i, \Phi) - S_{11}^{Идеал}(\Omega_i)|^2 \quad (3)$$

где $S_{21}^{Идеал}(\Omega_i)$, $S_{11}^{Идеал}(\Omega_i)$ – характеристики рассеяния идеального эллиптического фильтра, определяемые в [2].

В результате синтеза определяется матрица коэффициентов связи, структура которой показана на рис. 2.

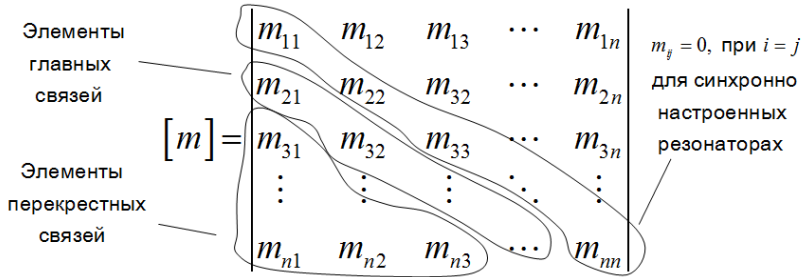
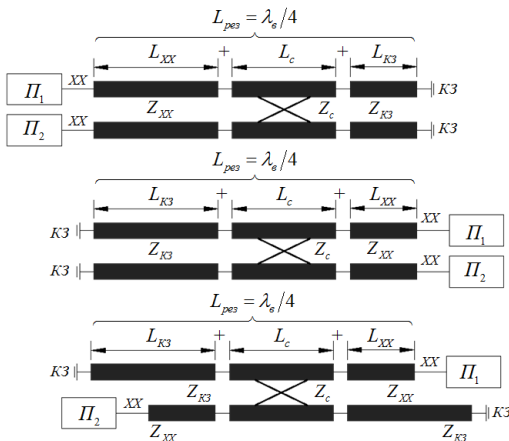


Рис. 2. Структура матрицы коэффициентов связи
Fig. 2. Coupling matrix structure

Отметим, что элементы главных и перекрестных связей могут быть как положительными числами, так и отрицательными.

Ввиду того, что связанные линии обладают распределенным в пространстве характером взаимного импеданса, суммарная связь резонаторов будет зависеть от комбинации электрической и магнитной связи. Поэтому следующей задачей разработки полосового фильтра на микрополосковых линиях (МПЛ) с квазиэллиптической характеристикой является определение взаимного расположения связанных резонаторов для реализации полученных ранее коэффициентов связи нужного типа.

На рис. 3 представлена схема определения знака коэффициента связи для короткозамкнутых резонаторов с произвольным продольным расположением области связанных линий.



Магнитная связь:

$$L_{KЗ} \leq L_{XX} \Rightarrow K_M > K_9$$

$$K_{св} = K_M - K_9 \Rightarrow "+"$$

Электрическая связь:

$$L_{KЗ} \geq L_{XX} \Rightarrow K_9 > K_M$$

$$K_{св} = K_M - K_9 \Rightarrow "-"$$

Смешанная связь:

при $\forall L_{KЗ}, L_{XX}$

$$K_{св} = K_M + K_9 \Rightarrow "+"$$

Рис. 3. Типы связи между синхронно настроенными замкнутыми резонаторами

Fig. 3. Coupling types of synchronous tuned short-circuited resonators

Для обеспечения режима холостого хода импеданс портов должен быть много больше, чем волновые сопротивления: $Z_{П1} = Z_{П2} \gg Z_1, Z_2$ и Z_c .

Из рис. 3 видно, что при сонаправленном расположении резонаторов знак и модуль коэффициента связи зависит от соотношения длин короткозамкнутых и разомкнутых на концах шлейфов.

Для определения модуля коэффициента связи используется соотношение между собственными частотами связанных резонаторов (рис. 4):

$$K_{св} = (f_{p2}^2 - f_{p1}^2) / (f_{p2}^2 + f_{p1}^2) \quad (4)$$

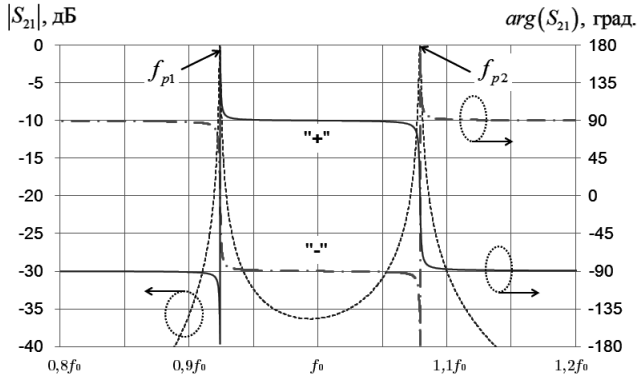


Рис. 4. Частотная зависимость амплитуды и фазы коэффициента прохождения для связанных резонаторов при магнитной (+) и электрической (-) связи

Fig. 4. Magnitude and phase of the transition coefficient for magnetic-type (+) and electric-type (-) coupled resonators

Для определения геометрических параметров связанных МПЛ использовался метод интегральных уравнений в спектральной области, подробно описанный в [3]. В соответствии с [3], в сечении связанных МПЛ (рис. 5.) методом моментов решается система интегральных уравнений вида:

$$\int [Z_{zz}(x-x', d)J_z(x') + Z_{zx}(x-x', d)J_x(x')]dx' = E_z(x),$$

$$\int [Z_{xz}(x-x', d)J_z(x') + Z_{xx}(x-x', d)J_x(x')]dx' = E_x(x).$$

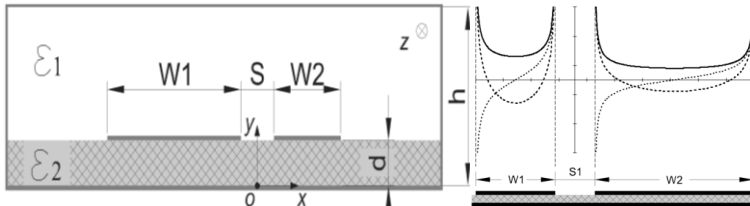


Рис. 5. Поперечное сечение связанных микрополосковых линий, а также базис продольных токовых составляющих на МПЛ

Fig. 5. Cross cut of coupled microstrip lines, basis functions of longitudinal current component

Результатом анализа связанных МПЛ является пара импедансов для четной и нечетной моды $Z_{\text{чет}}$, $Z_{\text{нечет}}$ [4], с помощью которых можно определить полный коэффициент связи между двумя симметричными МПЛ по формуле:

$$k = \frac{j \cdot (Z_{\text{чет}} - Z_{\text{неч}})}{2Z_0 \cdot \cot(\beta l) + j \cdot (Z_{\text{чет}} + Z_{\text{неч}})} \quad (5)$$

3. Результаты моделирования

Пользуясь, описанной выше методикой, разработаны топологии микрополосковых полосовых фильтров, представленных на рис. 6.

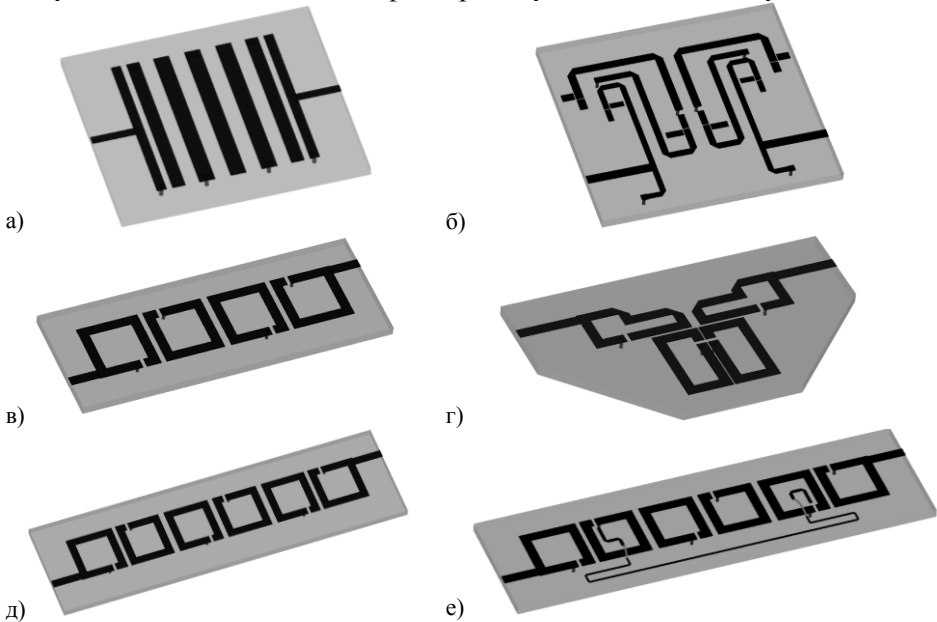


Рис. 6. Сравнение топологий полосовых МПЛ фильтров на связанных кольцевых резонаторах с чебышевской (а, в, д) и квазиэллиптической (б, г, е) характеристикой

Fig. 6. Comparison of Chebyshev-type and quasi-elliptic bandpass filters topologies

Ниже, на рис. 7, представлены результаты полноволнового моделирования разработанных топологий микрополосковых полосовых фильтров.

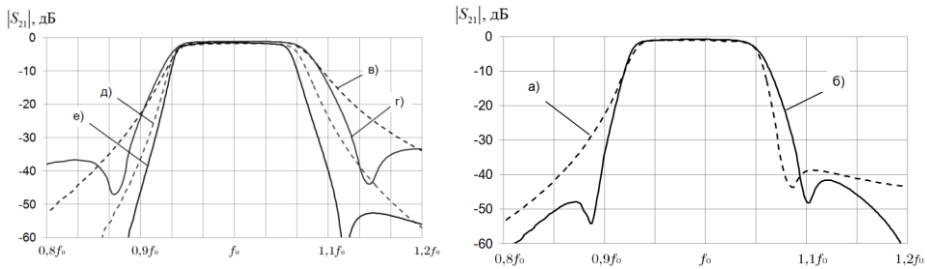


Рис. 7. Сравнение частотных характеристик разработанных квазиэллиптических полосовых микрополосковых фильтров и чебышевских фильтров того же порядка

Fig. 7. Simulation results of designed quasi-elliptic bandpass filters in comparison with conventional Chebyshev type filters

4. Заключение

Представлен простой метод расчета микрополосковых полосовых фильтров с эллиптической характеристикой. Разработаны топологии микрополосковых фильтров на короткозамкнутых резонаторах с перекрестными связями, позволяющие улучшить коэффициент прямоугольности. Показаны результаты полноволнового моделирования.

Список литературы

- [1] Jia-Sheng Hong et al. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications // John Wiley & Sons, Inc. 2001. Vol. 133-140
- [2] Richard J. Cameron, General Coupling Matrix Synthesis Methods for Chebyshev Filtering Functions // IEEE Trans. Electron, 1999, vol. 47, no. 4, pp.433-442.
- [3] Виленский А.Р. Метод анализа плоскостойких линий передачи // Электромагнитные волны и электронные системы. 2016. Т. 21. № 3. С. 3-12.
- [4] Семерня Р.Е. Разработка микрополосковых фильтров с применением метода моментов в спектральной области / Семерня Р.Е., Виленский А.Р., Литун В.И. // 24я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». с. 594-595 doi: 10.1109/CRMICO.2014.6959543

References

- [1] Jia-Sheng Hong et al. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications // John Wiley & Sons, Inc. 2001. Vol. 133-140
- [2] Richard J. Cameron, General Coupling Matrix Synthesis Methods for Chebyshev Filtering Functions. IEEE Trans. Electron, 1999, vol. 47, no. 4, pp.433-442.
- [3] Vilenskiy A.R. [Generalized analysis of multilayer transmission lines] // Jelektromagnitnye volny i jelektronnye sistemy. 2016. T. 21. № 3. S. 3-12.
- [4] Semernya R.E. [Microstrip filters design using spectral domain method of moments] / Semernya R.E., Vilenskiy A.R., Litun V.I. // 24-th International Crimean Conference «Microwave & Telecommunication Technology». pp. 594-595 doi: 10.1109/CRMICO.2014.6959543

Development of output filter for high-power radar transmitter

Victor A. Chechetkin¹, Oleg A. Chernykh¹

¹Ural Federal University

Ekaterinburg, 620002, Russian Federation

v.a.chechetkin@urfu.ru

Abstract: The results of bandpass filter design for semiconductor high-power transmitter are presented. Interdigital filter with silver-plated round rods was selected for the basic design. Filter parameters were obtained in electromagnetic simulation package. Electrical parameters and design characteristics are provided in this paper.

Keywords: bandpass filter, interdigital filter, radar, transmitter, output filter.

Разработка выходного фильтра мощного радиолокационного передатчика

¹Чечеткин В.А., ¹Черных О.А.

¹Уральский федеральный университет

г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация

v.a.chechetkin@urfu.ru

Аннотация: Приводятся результаты проектирования полосно-пропускающего фильтра для полупроводникового передатчика киловаттного уровня мощности. В качестве базовой конструкции выбран фильтр на посеребренных объемных встречных стержнях. Характеристики фильтра получены в пакете электромагнитного моделирования. В материалах доклада приведены полученные электрические и конструктивные характеристики разработанного полосно-пропускающего фильтра.

Ключевые слова: полосно-пропускающий фильтр, фильтр на встречных стержнях, радиолокатор, передатчик, выходной фильтр.

1. Введение

Полосовые фильтры используются во многих системах связи, радионавигации, радиолокации. Широкий класс таких устройств создают, например, микрополосковые фильтры, расчет которых множество конструкций которых приведен в [1], однако фильтры такого типа не предна-

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

Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

значены для использования в качестве оконечных для мощных радиопередающих устройств. Вопросы синтеза фильтров с использованием круглых стержней описаны в [2], а методика определения центральной частоты представлена в [3]. Кроме того, в литературе приводятся расчетные соотношения для конструкций с использованием прямоугольных стержней [4], а некоторые эффекты расширения полосы пропускания фильтров данного типа освещены в [5]. Тем не менее, в приведенной литературе не уделяется внимание расчету фильтров с учетом их электрической прочности, что является важным фактором при разработке радиолокационных устройств.

2. Исследуемая модель

В качестве фильтра-прототипа была выбрана конструкция на круглых стержневых резонаторах, поскольку она обладает низкими потерями в полосе пропускания, позволяет получить конструктив, который будет устойчив к большим уровням подводимой мощности, а также стабильными параметрами.

В качестве первого прототипа было создано устройство, представляющее собой пятизвенный фильтр на объемных резонаторах. Входные и выходные линии реализованы на коаксиально-микрополосковых переходах, включенных во входные резонаторы с коэффициентом включения таким, чтобы обеспечивался уровень входного сопротивления в 50 Ом. При разработке конструкции длина резонаторов выбиралась одинаковой для упрощения сборки при производстве, кроме того, зазор для всех резонаторов также сделан равным для унификации настроечных элементов. Настройка фильтра на центральную частоту выполняется установкой всех подстроечных элементов на середину диапазона изменения их длины, после чего, регулируя центральный элемент, добиваются необходимого коэффициента передачи.

На рисунке 1 представлена частотная зависимость коэффициентов передачи и отражения от входов на центральной частоте настройки.

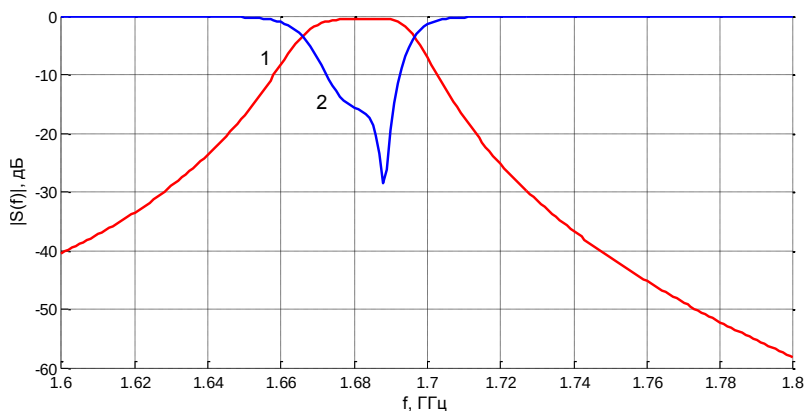


Рис. 1. Частотные зависимости коэффициента передачи и отражения от входов (кривая 1 соответствует S_{21} , 2 — S_{11}).

Fig. 1. Transmission coefficient and return loss (curve 1 corresponds to S_{21} , 2 — S_{11})

Были построены зависимости максимума напряженности поля от частоты. Малый диаметр стержней не позволил в таком виде добиться напряженности, которая была бы меньше напряженности поля пробоя при воздушном заполнении объема конструкции. Наибольшее значение напряженности возникает на гранях резонаторов.

Конструкция фильтра была изменена для обеспечения электрической прочности и уменьшения габаритных размеров на трехзвенный фильтр. Диаметр всех резонаторов был увеличен до 12 мм, что позволило уменьшить их импеданс. За счет упрощения конструктива обеспечивается и простота настройки фильтра на необходимую частоту.

Конструкция трехзвенного и пятизвенного фильтров приведены на рисунке 2. Частотные зависимости коэффициентов передачи для некоторых частот настройки фильтра показаны на рисунке 3. Графики зависимости максимальной напряженности поля внутри фильтра для каждой из центральных частот при уровне мощности в 1,5 кВт показаны на рисунке 4.

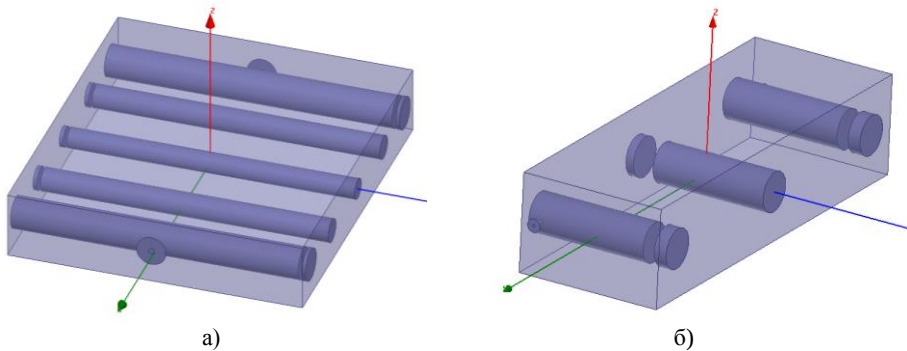


Рис. 2. Конструкция фильтров
(рисунок а) соответствует пятизвенному, б) — трехзвенному).

Fig. 2. Filter design
(figure a) corresponds to the 5th order, b) – 3rd order)

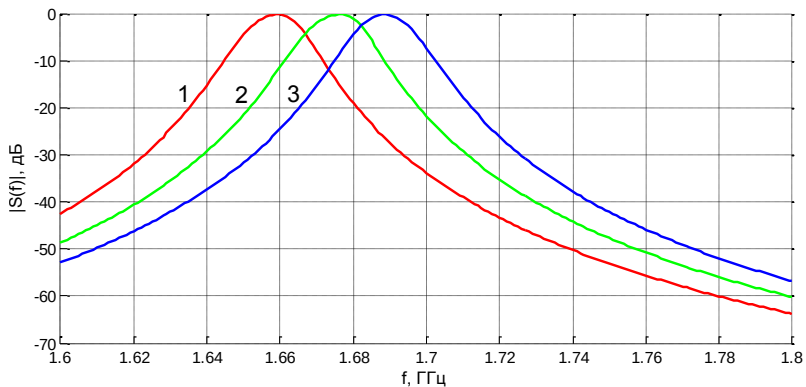


Рис. 3. Коэффициенты передачи для разных частот настройки фильтра
(кривая 1 соответствует частоте 1660 МГц, 2 — 1678 МГц, 3 — 1689 МГц).

Fig. 3. Transmission coefficients for different frequencies
(curve 1 corresponds to the frequency 1660 MHz, 2 – 1678 MHz, 3 – 1689 MHz)

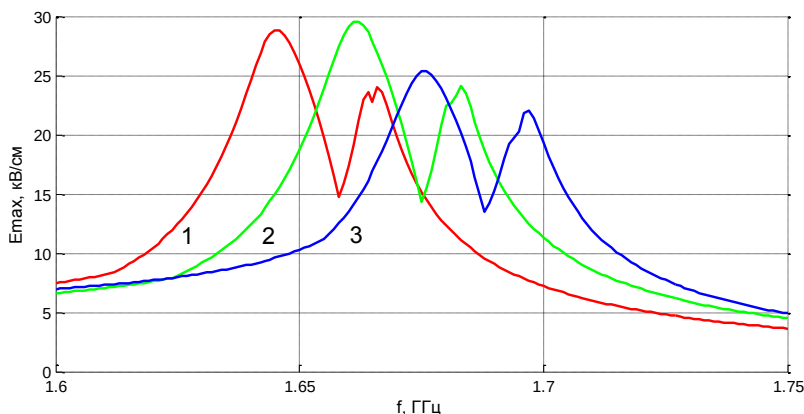


Рис. 4. Зависимость максимальной напряженности поля в фильтре (кривая 1 соответствует частоте 1660 МГц, 2 — 1678 МГц, 3 — 1689 МГц).

Fig. 4. Maximum electric field intensity (curve 1 corresponds to the frequency 1660 MHz, 2 – 1678 MHz, 3 – 1689 MHz)

Табл. 1. Электрические характеристики фильтра

Table 1. Electrical characteristics of the filter

Центральная частота фильтра, МГц Central frequency, MHz	Ширина полосы пропускания по уровню -3 дБ, МГц Bandwidth (-3 dB), MHz	Уровень вносимых потерь, дБ Insertion loss, dB	Максимальное значение напряженности поля, кВ/см Maximum electric field intensity, kV/sm
1660	14,4	0,23	28,8
1678	14,5	0,23	26,3
1689	14,6	0,24	25,4

3. Заключение

Таким образом, в работе представлена модель разработанного выходного фильтра мощного радиолокационного передатчика. Исследованы зависимости коэффициента передачи и отражения. Получен расчет максимальной напряженности электрического поля внутри фильтра, что позволило оценить возможность работы данного устройства при высоком уровне подводимой мощности.

Список литературы

- [1] Hong J.-S., Lancaster M.J. Microstrip filters for RF/Microwave Applications / J.-S. Hong, M.J. Lancaster. John Wiley & sons, Inc., 2001. 488 p.
- [2] Dishal M. A simple design procedure for small percentage bandwidth round-rod interdigital filters (correspondence) // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1965. V. 13. No. 5. P. 696-698
- [3] Khandelwal D.D. The resonant frequency of interdigital filter elements (correspondence) // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1967. V. 15. No. 5. P. 322-324
- [4] Cloete J.H. The Resonant Frequency of Rectangular Interdigital Filter Elements // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1983. V. 31. No. 9. P. 772-774
- [5] Levy R., Yao H.-W., Zaki K.A. Transitional combline/evanescent-mode microwave filters // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1997. V. 45. No. 12. P. 2094-2099

References

- [1] Hong J.-S., Lancaster M.J. Microstrip filters for RF/Microwave Applications. / J.-S. Hong, M.J. Lancaster. John Wiley & sons, Inc., 2001. 488 p.
- [2] Dishal M. A simple design procedure for small percentage bandwidth round-rod interdigital filters (correspondence). *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1965, vol. 13, no. 5, pp. 696 – 698.
- [3] Khandelwal D.D. The resonant frequency of interdigital filter elements (correspondence). *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1967, vol. 15, no. 5, pp. 322 – 324.
- [4] Cloete J.H. The Resonant Frequency of Rectangular Interdigital Filter Elements *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1983, vol. 31, no. 9, pp. 772 – 774.
- [5] Levy R., Yao H.-W., Zaki K.A. Transitional combline/evanescent-mode microwave filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1997, vol. 45, no. 12, pp. 2094 – 2099.

Field theory computer aided design of polarizers based on ridged sections in square waveguides

Mikhail B. Manuilov, Konstantin V. Kobrin

Southern Federal University

Rostov-on-Don, 344090, Russian Federation

m_manuilov@sfedu.ru

Abstract: Field theory technique for computer aided design of a wide class of square waveguide 90-degree polarizers based on double ridged sections is presented. The polarizer converts the linearly polarized wave into the circularly polarized one in the satellite communication systems. The proposed fast and accurate full wave technique for analysis of polarizers is based on Galerkin method with taking into account the edge condition, mode matching technique and generalized scattering matrix method. Compact X/Ku-band waveguide 90-deg polarizer is designed for operation within frequency bands 10.9 – 11.7 GHz and 14 – 14.5 GHz. VSWR within two operational bands is less than 1.04, differential phase shift is about $90^\circ \pm 1.2^\circ$. The length of polarizer is reduced at a factor 1.9 in comparison with the corrugated square waveguide polarizer.

Keywords: square waveguide polarizer, ridge waveguide, Galerkin method, mode matching method.

Электродинамическое моделирование поляризаторов на гребневых секциях в квадратных волноводах

Мануилов М.Б., Кобрин К.В.

Южный федеральный университет

г. Ростов-на-Дону, 344090, Российская Федерация

m_manuilov@sfedu.ru

Аннотация: Предложен метод электродинамического анализа широкого класса 90-градусных поляризаторов на гребневых секциях в квадратных волноводах. Поляризаторы обеспечивают преобразование волны с линейной поляризацией в волну с круговой поляризацией и обратно. Предложенный эффективный метод электродинамического анализа широкого класса поляризаторов основан на методе Галеркина с учетом краевой особенности поля, методе модового шивания и ме-

моде обобщенных матриц рассеяния. Разработан компактный поляризатор с рабочими диапазонами 10.9 – 11.7 ГГц и 14 – 14.5 ГГц. КСВ в рабочих диапазонах не превышает 1.04, дифференциальный фазовый сдвиг $90^\circ \pm 1.2^\circ$. Длина поляризатора сокращена примерно в 1.9 раза по сравнению с известными прототипами.

Ключевые слова: поляризатор на квадратных волноводах, двухгребневый волновод, метод Галеркина, метод модового сшивания.

1. Введение

Одним из важнейших компонентов в составе антенно-фидерных трактов систем спутниковой связи являются волноводные 90-градусные поляризаторы, которые обеспечивают преобразование линейно поляризованных волн в волны с круговой поляризацией и обратно. Такие компоненты находят применение в системах спутниковой связи как в сантиметровом [1–5], так и миллиметровом диапазонах [2,6].

К числу основных требований, которые предъявляются к поляризаторам, относятся следующие: высокая точность реализации 90-градусного дифференциального фазового сдвига в рабочих диапазонах приема/передачи, высокое согласование по обеим ортогональным линейным поляризациям, коэффициент эллиптичности близкий к единице, низкий уровень кроссполяризационной составляющей, компактная технологичная конструкция.

Широкое применение нашли различные варианты поляризаторов на периодической системе диафрагм в квадратном волноводе [1–4,6], структуры на гребневых секциях и штырях в круглых [5] и квадратных волноводах. Перечисленные конструкции характеризуются технологичностью, компактными размерами, устойчивостью к вибрациям, возможностью работы на сверхразмерном волноводе [1–5]. В настоящее время подобные конструкции реализованы в миллиметровом диапазоне частот вплоть до 115 ГГц [5].

2. Конструкция поляризатора

На рис.1 изображена предложенная компактная конструкция поляризатора на секциях Н-образного поперечного сечения в квадратном волноводе. При подаче на вход поляризатора линейно поляризованной волны, вектор E которой ориентирован по диагонали квадратного волновода, в силу поляризационного вырождения в нем возбуждаются две моды - TE_{10} и TE_{01} с одинаковой амплитудой. При распространении вдоль волноводной структуры ортогональные волны приобретают различные фазовые

сдвиги на неоднородностях. Возникающий при этом дифференциальный фазовый сдвиг должен быть близок к 90° в заданном диапазоне частот при соответствующем выборе геометрических параметров и количества гребневых неоднородностей. Таким образом, осуществляется преобразование линейно поляризованной волны в волну с круговой поляризацией и обратное преобразование.

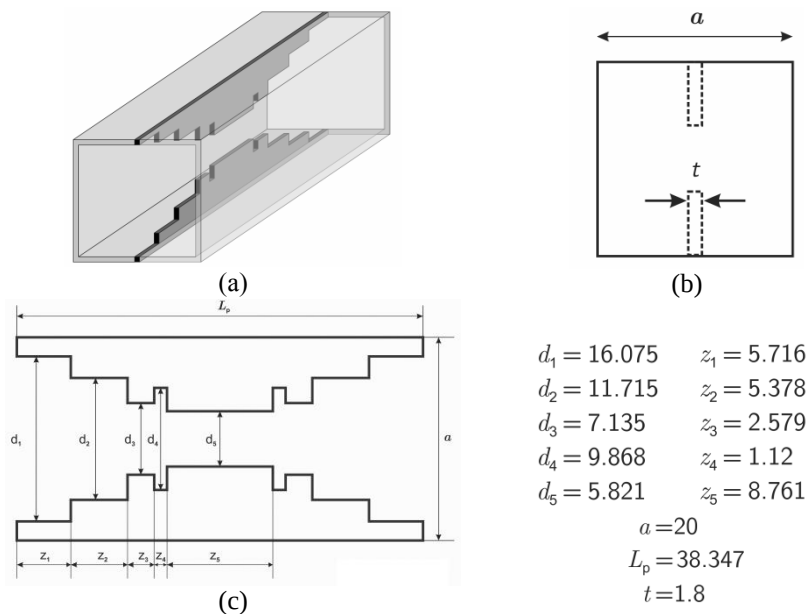


Рис. 1. 90° -поляризатор на гребневых секциях в квадратном волноводе:
трехмерная модель (а), поперечное сечение (б), размеры гребневых секций (с).

Fig. 1. 90° polarizer based on double ridge sections in square waveguide

3D model (a), cross section (b), polarizer dimensions (c).

3. Метод анализа

В работах [7,8] был предложен эффективный гибридный электродинамический метод расчета устройств на волноводах сложных сечений. Ниже предложенное обобщенное решение реализовано для широкого класса волноводных поляризаторов на секциях Н-образного сечения в квадратных волноводах. Данное решение основано на методе Галеркина с

учетом краевой особенности поля, методе модового сшивания и методе обобщенных матриц рассеяния.

Решение задачи электродинамического анализа включает: расчет критических частот и полей собственных волн гребневого волновода; решение ключевых задач рассеяния для неоднородностей и вычисление их многомодовых матриц рассеяния; рекомпозицию многомодовых S-матриц неоднородностей и вычисление матриц рассеяния поляризатора при возбуждении его волнами TE_{10} и TE_{01} ; вычисление характеристик поляризатора (дифференциальный фазовый сдвиг и др.).

При декомпозиции поляризатора (рис. 1) в качестве неоднородностей были выделены сочленения прямоугольного и гребневого волноводов. В ходе выполнения рекомпозиционных процедур для S-матриц использовались отрезки прямоугольного волновода нулевой длины. Задачи расчета критических частот и полей гребневого волновода для H-волн и E-волн были решены методом Галеркина с базисом в виде взвешенных полиномов Гегенбауэра, учитывающих асимптотику поля вблизи ребра неоднородности [7,8], что обеспечило высокую численную эффективность всего комбинированного решения

4. Численные результаты

Сравнение предложенного решения с методом конечных элементов [9], показывает хорошее совпадение результатов, что подтверждает высокую точность изложенного метода расчета. При этом время счета предложенного алгоритма более чем на порядок меньше, чем время счета методом конечных элементов.

На рис. 2, 3 приведены полученные в результате численной оптимизации характеристики поляризатора для работы в стандартных спутниковых диапазонах 10.9 – 11.7 ГГц / 14 – 14.5 ГГц. Поляризатор реализован на секциях H-образного сечения в квадратном волноводе с 10 ступенчатыми неоднородностями на гребнях. Данная конструкция обеспечивает в верхнем диапазоне (14 – 14.5 ГГц) фазовый сдвиг $\Delta\varphi = 90^\circ \pm 0.8^\circ$, а в нижнем диапазоне (10.9 – 11.7 ГГц) $\Delta\varphi = 90^\circ \pm 1.2^\circ$ при КСВ < 1.04. Отметим, что данная конструкция имеет высокие характеристики в расширенном частотном диапазоне 10.9 – 14.5 ГГц, где $\Delta\varphi = 90^\circ \pm 2^\circ$, КСВ < 1.04. Это соответствует рабочему диапазону частот около 28%. Конструкция поляризатора весьма компактна – его длина около 38 мм, что примерно в 1.9 раза меньше, чем у диафрагменных поляризаторов.

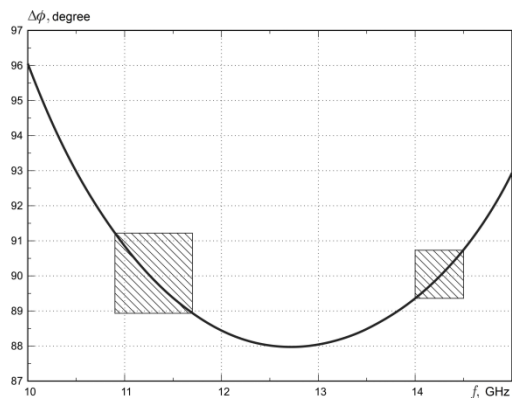


Рис. 2. Частотная характеристика дифференциального фазового сдвига.

Fig. 2. Frequency response of differential phase shift

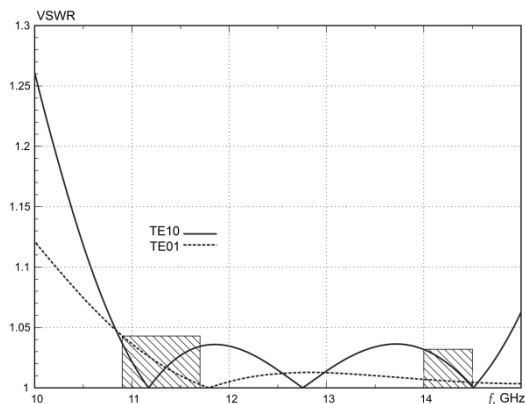


Рис. 2. Частотная характеристика КСВ для волн TE_{10} и TE_{01} .

Fig. 2. Frequency response of VSWR for waves TE_{10} and TE_{01}

5. Заключение

В работе изложена эффективная методика электродинамического моделирования поляризаторов на гребневых секциях в квадратных волноводах. Приведены характеристики компактной конструкции 90-градусного поляризатора с высокими электрическими параметрами для работы в стандартных спутниковых диапазонах 10.9 – 11.7 ГГц / 14 – 14.5 ГГц.

Список литературы

- [1] Crone G.A.E., Adatia N., Watson B.K., Dang N. Corrugated Waveguide Polarizers for High Performance Feed Systems // *IEEE Antennas and Propag. Intern. Symp. Dig., Quebec*, 1980, vol. 1, pp. 224-227.
- [2] Tucholke U., Arndt F., Wriedt T. Field Theory Design of Square Waveguide Iris Polarizers // *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 34, N.1, Jan.1986 pp.156-160.
- [3] Chan K.K., Ekstroem H. Dual Band/Wide Band Waveguide Polarizer // *Proc. Asia Pacific Microwave Conf.*, Sydney, 2000, pp. 294-298.
- [4] Мануилов М.Б., Синявский Г.П. Диафрагменные поляризаторы на квадратных волноводах // *Электромагнитные волны и электронные системы*, 2008, т.13, №5, с. 60-66.
- [5] Bornemann J., Amari S., Uher U., Vahldieck R. Analysis and Design of Circular Ridged Waveguide Components // *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, N.3, March1999, pp. 330-335.
- [6] Moon-Hee Chung, Do-Heung Je, Seog-Tae Han, Seung-Rae Kim. Development of a 85~115 GHz 90-deg Phase Shifter using Corrugated Square Waveguide // *Proc. of the 44th European Microwave Conference*, 2014, Rome, pp. 1146-1149.
- [7] Manuilov M.B., Kobrin K.V. EuMC. Field theory CAD of waffle-iron filters // *Proc. of 35th European Microwave Conference*, (EuMC'05), 2005, Paris, pp. 1227-1230.
- [8] Manuilov M.B., Kobrin K.V. Electrodynamical Analysis of Passive Devices Based on Waveguides with Complex Sections // *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2009, Vol. 54, No. 11, pp. 1244-1257.
- [9] Ansys HFSS. On-line: <http://www.ansys.com>.

References

- [1] Crone G.A.E., Adatia N., Watson B.K., Dang N. Corrugated Waveguide Polarizers for High Performance Feed Systems // *IEEE Antennas and Propag. Intern. Symp. Dig., Quebec*, 1980, vol. 1, pp. 224 - 227.
- [2] Tucholke U., Arndt F., Wriedt T. Field Theory Design of Square Waveguide Iris Polarizers // *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 34, N.1, Jan.1986 pp.156 - 160.
- [3] Chan K.K., Ekstroem H. Dual Band/Wide Band Waveguide Polarizer // *Proc. Asia Pacific Microwave Conf.*, Sydney, 2000, pp. 294 - 298.
- [4] Manuilov M.B., Kobrin K.V. [Iris polarizers based on square waveguides] // *Elektromagnitnye volny i elektronnye systemy*, 2008, т.13, №5, с. 60 - 66 (in Russian).
- [5] Bornemann J., Amari S., Uher U., Vahldieck R. Analysis and Design of Circular Ridged Waveguide Components // *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, N.3, March1999, pp. 330 - 335.
- [6] Moon-Hee Chung, Do-Heung Je, Seog-Tae Han, Seung-Rae Kim. Development of a 85~115 GHz 90-deg Phase Shifter using Corrugated Square Waveguide // *Proc. of the 44th European Microwave Conference*, 2014, Rome, pp. 1146 - 1149.
- [7] Manuilov M.B., Kobrin K.V. EuMC. Field theory CAD of waffle-iron filters // *Proc. of 35th European Microwave Conference*, (EuMC'05), 2005, Paris, pp. 1227 - 1230.
- [8] Manuilov M.B., Kobrin K.V. Electrodynamical Analysis of Passive Devices Based on Waveguides with Complex Sections // *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2009, Vol. 54, No. 11, pp. 1244 - 1257.
- [9] Ansys HFSS. On-line: <http://www.ansys.com>.

Design of compact directional couplers for frequency band 4-12 GHz

Mikhail G. Pischenko¹, Dmitry G. Pischenko¹, Mikhail B. Manuilov²

¹JSC "Faza"

Rostov-on-Don, 344065, Russian Federation

faza.m@bk.ru

²Southern Federal University

Rostov-on-Don, 344090, Russian Federation

m_manuilov@sfedu.ru

Abstract: A novel compact easy-to-manufacture design of 20 dB directional coupler has been proposed for a high power operation within frequency band 4-12 GHz. In order to obtain the broad band frequency response a three-section asymmetric coupled strip-line directional coupler has been chosen. The periodic structures are introduced on the outer edges of coupled strip-lines for the wide-band compensation of the difference between phase velocities of even and odd modes. The successfully fabricated and tested coupler shows high electrical performances. The proposed 20 dB directional coupler provides within frequency band 4-12 GHz the coupling characteristic imbalance 0.5 dB, isolation 35 dB, directivity 15 dB and VSWR<1.35. The allowable input power of directional coupler is up to 100 W. The coupler dimensions are 39×35×26 mm.

Keywords: directional coupler, coupled strip-lines, even and odd mode, periodic structures.

Разработка компактных направленных ответвителей диапазона 4-12 ГГц

¹Пищенко М.Г., ¹Пищенко Д.Г., ²Мануилов М.Б.

¹НП ОАО "Фаза"

г. Ростов-на-Дону, 344065, Российская Федерация

faza.m@bk.ru

²Южный федеральный университет

г. Ростов-на-Дону, 344090, Российская Федерация

m_manuilov@sfedu.ru

Аннотация: Предложена новая компактная технологичная конструкция 20-децибельного направленного ответвителя диапазона 4-12 ГГц для работы на повышенном уровне мощности. Использована трехступенчатая конструкция на

симметричных полосковых линиях с боковой связью. Для широкополосной компенсации возникающей на неоднородностях разности фазовых скоростей четной и нечетной мод в конструкцию ответвителя введены периодические структуры на внешних краях полосковых проводников. Изготовленный 20 дБ направленный ответвитель в диапазоне 4-12 ГГц имеет неравномерность переходного ослабления 0.5 дБ, изоляцию 35 дБ, направленность 15 дБ, $K_{CB} < 1.35$, максимальную допустимую мощность 100 Вт. Размеры корпуса ответвителя 39×35×26 мм.

Ключевые слова: направленный ответвитель, связанные полосковые линии, четные и нечетные моды, периодические структуры.

1. Введение

Направленные ответвители (НО) с различным переходным ослаблением широко применяются в составе распределительных цепей антенных решеток, а также для контроля мощности радиосигнала, распространяющегося в линии передачи, в измерителях мощности, системах автоматической регулировки усиления и др. [1]. В этой связи актуальна задача разработки широкополосных НО с высокими электрическими характеристиками и максимально простой и технологичной конструкцией. Ключевыми требованиями к НО являются заданный уровень переходного ослабления в рабочей полосе частот и его малая неравномерность, высокая направленность и высокое согласование.

Для достижения заданной направленности НО необходимо строго выдерживать равенство электрических длин линии для синфазной и противофазной волн, прошедших через всю область связи, включая неоднородные участки. Однако в сантиметровом диапазоне сказывается влияние неоднородностей в местах изменения связи между линиями, что приводит к ухудшению направленности.

Целью данного исследования является создание компактной широкополосной конструкции 20-децибельного направленного ответвителя сантиметрового диапазона для работы на высоких уровнях мощности.

2. Конструкция ответвителя

В работе предложена, теоретически и экспериментально исследована конструкция 20-децибельного направленного ответвителя на симметричных связанных полосковых линиях для диапазона 4-12 ГГц (рис.1). С учетом заданных диапазонных свойств был исследован трехступенчатый несимметричный направленный ответвитель на полосковых линиях с боковой связью (рис.1,б,с). Предложенная четырехслойная конструкция НО

(рис.1,d) содержит два толстых внешних диэлектрических слоя ($\epsilon=2.5$, толщина 1.5 мм) и два внутренних тонких слоя ($\epsilon=2.2$, толщина 0.45 мм).

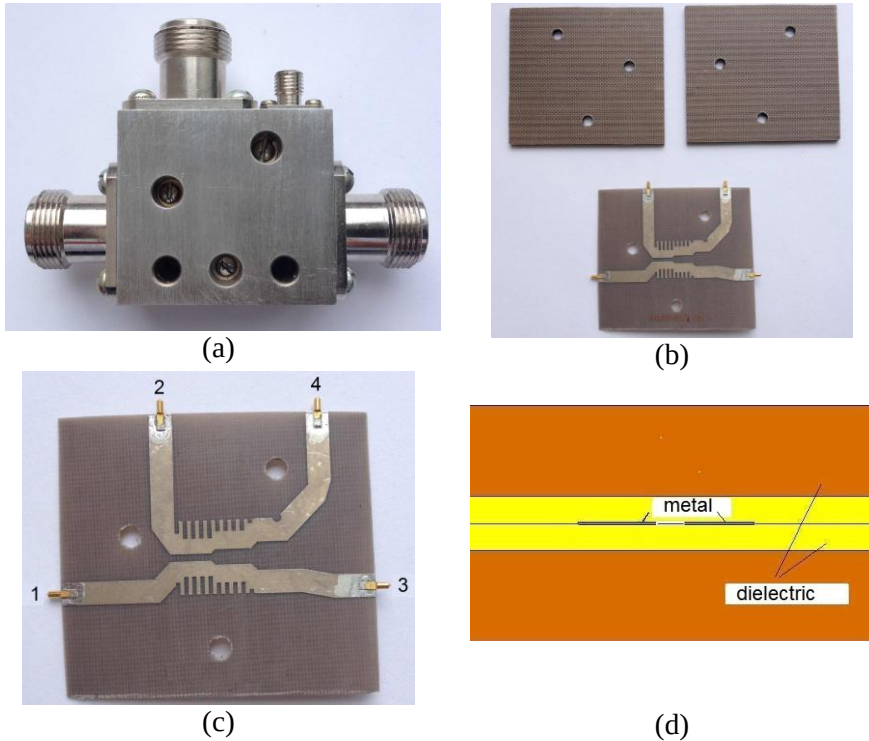


Рис. 1. Направленный 20-децибелльный ответвитель на связанных полосковых линиях:
конструкция ответвителя (а), диэлектрические платы ответвителя (б),
топология полосковых проводников (с), поперечное сечение (д)

Fig. 1. Directional 20 dB coupler with coupled strip-lines: coupler design (a),
coupler dielectric boards (b), strip-line configuration (c), coupler cross-section (d).

На одном из внутренних слоев расположены полосковые проводники, что обеспечивает симметричное положение полосковых линий относительно верхнего и нижнего экранов. В качестве рабочих выходов НО использованы коаксиальные разъемы N-типа. Нумерация портов ответвителя приведена на рис. 1,с. Вариант конструкции на рис. 1,а содержит 50-

омный разъем на выходе 4 для проведения тестовых измерений НО. В рабочем варианте ответвителя порт 4 нагружен согласованной нагрузкой.

3. Экспериментальные результаты

Анализ и оптимизация НО выполнены с использованием аппарата теории цепей [2] и электродинамических моделей на основе метода конечного интегрирования [3].

При прохождении волн через неоднородности в связанных полосковых линиях возникает разность фаз синфазной и противофазной волн, которая приводит к возникновению ненаправленного сигнала [4-6]. Для подавления этого сигнала и увеличения направленности необходимо выровнять фазы синфазной и противофазной волн. С этой целью в конструкции НО (рис.1,с) были использованы периодические неоднородности на внешних сторонах связанных полосковых линий, которые обеспечивают широкополосную компенсацию разницы фазовых скоростей четной и нечетной мод.

Экспериментально подтверждены высокие характеристики разработанной конструкции НО, приведенные на рис. 2-4. Неравномерность переходного ослабления (20 дБ) в рабочем диапазоне частот 4-12 ГГц составляет 0.5 дБ, коэффициент отражения по всем входам не превышает -17 дБ ($K_{CB} < 1.35$), изоляция 35 дБ, направленность 15 дБ, уровень рабочей мощности может достигать 100 Вт. Вносимые потери составляют около 0.7 дБ. Предложенная конструкция весьма компактна - размеры корпуса без разъемов составляют 39×35×26 мм.

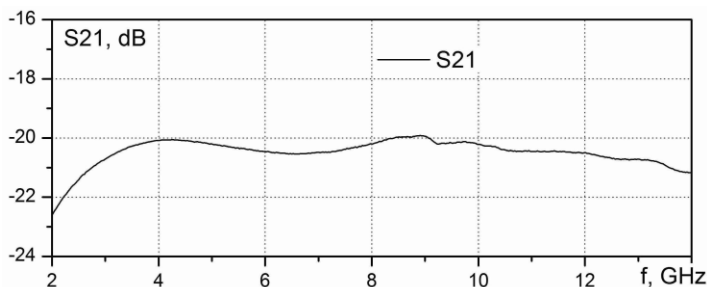


Рис. 2. Экспериментальная частотная характеристика переходного ослабления

Fig. 2. Experimental frequency response of coupling

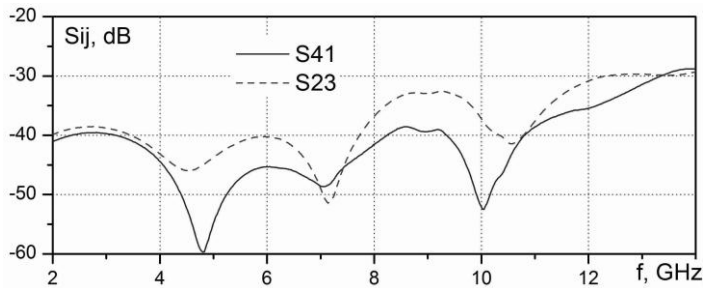


Рис. 3. Экспериментальная частотная характеристика изоляции (S41)

Fig. 3. Experimental frequency response of isolation (S41)

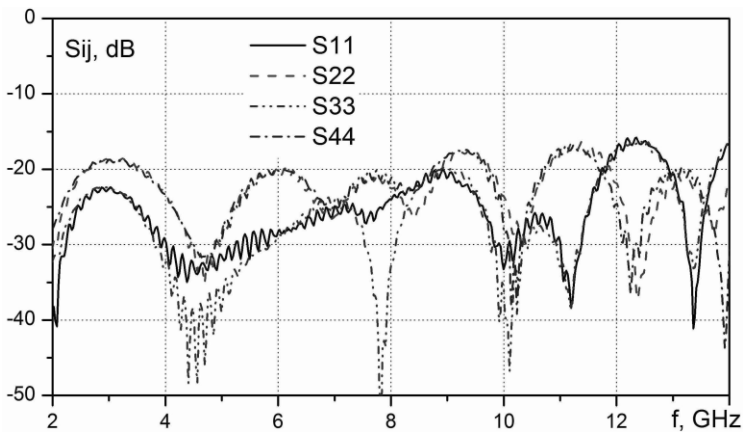


Рис. 4. Экспериментальные частотные характеристики коэффициента отражения
для портов 1, 2, 3, 4

Fig. 4. Experimental frequency responses of reflection coefficient
for ports 1, 2, 3, 4

4. Заключение

В работе предложена, теоретически и экспериментально исследована компактная конструкция 20-децибельного НО на связанных полосковых линиях, обеспечивающая перекрытие полосы частот 3:1 и работу на уровне мощности 100 Вт. Ключевой особенностью предложенной конструкции являются периодические ступенчатые неоднородности на внешних краях полосковых линий, что позволило за счет широкополосной компен-

сации фазовых скоростей четной и нечетной мод обеспечить высокую направленность, изоляцию и согласование НО.

Список литературы

- [1] Сверхширокополосные микроволновые устройства /Под ред. А.П. Креницкого и В.П. Мещанова. - М.: Радио и связь, 2001, 560 с.
- [2] Справочник по элементам полосковой техники /Под. ред. Фельдштейна А. Л. – М.: Связь, 1979, 336 с.
- [3] Weiland T. Time Domain Electromagnetic Field Computation with Finite Difference Methods // *International Journal of Numerical Modeling*, Vol. 9, 1996, pp. 295-319.
- [4] Следков В.А., Рейзенкинд Я.А., Рязанов В.Д. Расчет эквивалентных параметров неоднородностей в линиях передачи по измеренным частотам резонаторов, содержащих неоднородности// *Электронная техника. сер. Электроника СВЧ*. 1987. №8. С. 33–35.
- [5] Следков В.А., Рязанов В.Д., Ржевская Л.А., Рейзенкинд Я.А., Нойкин Ю.М. Экспериментальное исследование неоднородностей в связанных полосковых линиях // *Электронная техника. сер. Электроника СВЧ*. 1988. №8. С. 7–12.
- [6] Shekhovtsov V.V., Sledkov V.A., Pischenko G.P., Pischenko M.G., Manuilov M. B. Design of Broadband Strip-Line Directional Couplers with Improved Directivity // *Proc. of 24th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology”* (CriMiCo’2014), 2014, Sevastopol, 2 p.

References

- [1] [Ultrawideband microwave devices] / Ed. by Krenitsky A.P. and Meschanov V.P. - Moscow, Radio i svyaz, 2001, 560 p. (In Russian).
- [2] [Handbook of strip-line elements] / Ed. by Feldstein A.L. - Moscow, Svyaz, 1979, 336 p. (In Russian).
- [3] Weiland T. Time Domain Electromagnetic Field Computation with Finite Difference Methods // *International Journal of Numerical Modeling*, Vol. 9, 1996, pp. 295 - 319.
- [4] Sledkov V.A., Reizenkind Ya.A., Ryazanov V.D. [Calculation of equivalent parameters of discontinuities in transmission lines on the base of the measured frequencies of resonators with discontinuities] . *Elektronnaya tekhnika. Ser. Elektronika SVCh*. 1987. N. 8. pp.33 - 35. (in Russian).
- [5] Sledkov V.A., Ryazanov V.D., Rzhetskaya L.A., Reizenkind Ya.A., Noykin Yu.M. [Experimental investigation of discontinuities in coupled strip-lines] . *Elektronnaya tekhnika. Ser. Elektronika SVCh*. 1988. N. 8. pp.7 - 12. (in Russian).
- [6] Shekhovtsov V.V., Sledkov V.A., Pischenko G.P., Pischenko M.G., Manuilov M. B. Design of Broadband Strip-Line Directional Couplers with Improved Directivity // *Proc. of 24th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology”* (CriMiCo’2014), 2014, Sevastopol, 2 p.

Waveguide twist with a bend in E/H-plane based on the magic-T junction

Aleksandr V. Suchkov

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

Abstract: This paper presents a new microwave device compact design, which consists of two orthogonally oriented to each other rectangular waveguides (input and output), and allows to combine two functional units in one: waveguide twist and waveguide bend in E - or H-plane with an angle of 90° . The device based on folded in E-plane magic-T junction, which allows to simplify the design and production technology. The results of numerical simulation and experimentally measured characteristics are presented. In addition, the examples of practical uses of the device are discussed.

Keywords: waveguide tracts units, waveguide twist, waveguide bend, step twist waveguide, magic-T junction, numerical simulation.

Волноводная скрутка с изгибом в E/H-плоскости на основе двойного Т-моста

Сучков А.В.

Научно-производственное объединение Лянозовский электромеханический завод
г. Москва, 127411, Российская Федерация
avsu@bk.ru

Аннотация: Представлена новая компактная конструкция СВЧ устройства, которое состоит из двух ортогонально ориентированных друг к другу прямоугольных волноводов (входного и выходного), и обеспечивает совмещение двух функциональных элементов в одном: волноводной скрутки и волноводного изгиба на 90° в E- или H-плоскости. Устройство выполнено на основе свернутого в E-плоскости двойного Т-моста, что позволяет упростить конструкцию и технологию изготовления. Приведены результаты модельных расчетов и экспериментально измеренные характеристики. Обсуждаются варианты практического применения устройства.

Ключевые слова: элементы волноводных трактов, волноводная скрутка, волноводный изгиб, ступенчатая волноводная скрутка, двойной Т-мост.

1. Введение

При компоновке волноводных СВЧ трактов радиотехнических систем возникает необходимость применения изгибов (углов) и скруток. Известно, что эти элементы нарушают регулярность тракта и могут быть источником недопустимых отражений [1], поэтому при их проектировании особое внимание должно уделяться обеспечению высокого качества характеристик согласования, а также выбору наиболее рациональных вариантов конструктивно-технологического исполнения.

В данной работе представлена новая компактная конструкция волноводной скрутки с изгибом в Е/Н-плоскости (далее устройства), которая предназначена для ортогонального поворота плоскости поляризации распространяющейся волны и последующего изменения направления распространения на угол 90° . Данное устройство может быть использовано в составе СВЧ трактов для замены 2-х волноводных элементов: скрутки на 90° и прямоугольного изгиба в Е- или Н-плоскости¹ при, соответственно, горизонтальной или вертикальной ориентации вектора электрического поля подводящей линии (рис. 1).

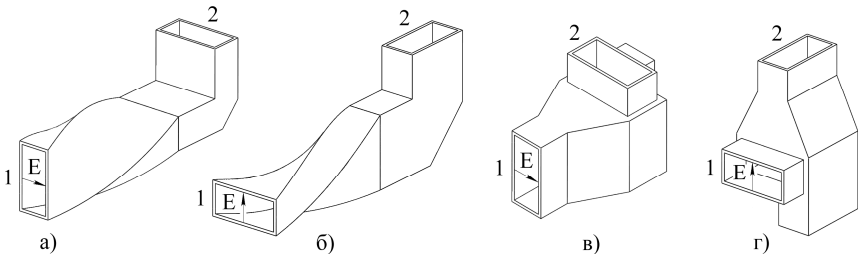


Рис. 1. Варианты реализации волноводной скрутки с изгибом (1 – вход, 2 – выход): а) скрутка с изгибом в Е-плоскости; б) скрутка с изгибом в Н-плоскости; в, г) устройство, предлагаемое в качестве замены вариантов а) и б), соответственно.

Fig. 1. Implementation examples of waveguide twist with a bend (1 – input, 2 – output): а) twist with a bend in E-plane; б) twist with a bend in H-plane с, d) device, proposed to replace the examples а) and б), respectively.

Для проверки достоверности подхода к реализации предлагаемого устройства проведены разработка, изготовление и испытания опытного образца конструкции волноводной скрутки с изгибом в Е/Н-плоскости.

¹ Следует отметить, что имеется ряд работ [2–6] по теоретическим и экспериментальным исследованиям различных вариантов исполнения аналогичных устройств. Однако возможность их практического применения в волноводных СВЧ трактах радиотехнических систем ограничена спецификой конструкции, значительно усложняющей технологию изготовления.

2. Описание принципа работы устройства

Устройство выполнено на основе волноводного двойного Т-моста², свернутого в Е-плоскости. Отличительной особенностью двойного Т-моста (с учетом его взаимности) является то, что он складывает мощности синфазных равноамплитудных источников, подключенных к плечам 3 и 4 в плечо 1, а противофазных — в плечо 2 (рис. 2, а).

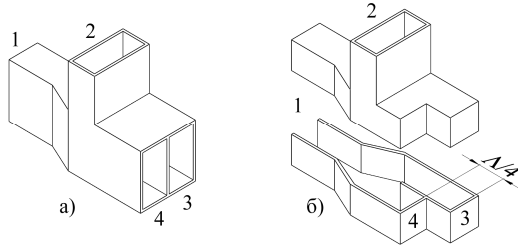


Рис. 2. Общий вид конструкции:

а) двойной Т-мост, свернутый в Е-плоскости; б) предлагаемое устройство, разнесенный вид

Fig. 2. General design:

а) folded in E-plane magic-T junction; б) exploded view of proposed device

Принцип работы предлагаемого устройства заключается в том, что в волноводном мосте плечи 3 и 4 закорочены на выходах (рис. 2, б) и отличаются друг от друга по электрической длине на 90° (четверть длины волны в волноводе — Λ для средней частоты рабочего диапазона). Поэтому при возбуждении плеча 1 мощность делится поровну между плечами 3 и 4, возбуждая их, соответственно, с нормированными фазами -90° и 0° , и далее, полностью отражаясь от закороток и получая при обратном распространении дополнительную задержку фазы на 90° (в плече 3), противофазные половины мощности складываются в плечо 2. И наоборот, при возбуждении плеча 2 отраженные от закороток синфазные половины мощности складываются в плечо 1. Таким образом, в условиях согласованного режима работы осуществляется передача мощности от входа 1 устройства к выходу 2, и аналогично в обратном направлении.

² Известно, что двойной Т-мост представляет собой гибрид волноводных Е- и Н-тройников.

При возбуждении плеча 1 (см. рис. 2, а) мощность делится поровну между плечами 3 и 4, возбуждая их синфазно (рис. 2, а). Плечо 2 оказывается развязанным, так как вектор электрического поля волны H_{10} плеча 1 ориентирован параллельно широким стенкам волновода плеча 2 и в нем возбуждаются волны типа H_{0n} ($n=1, 2, \dots$), которые находятся в закритическом режиме. При возбуждении плеча 2 мощность также делится поровну между плечами 3 и 4, возбуждая их, однако в противофазе. Плечо 1 оказывается развязанным, так как вектор электрического поля волны H_{10} плеча 2 ориентирован вдоль волновода плеча 1, и в нем возбуждаются волны типа Е, которые находятся в закритическом режиме [1].

3. Характеристики

Моделирование и оптимизация электродинамических характеристик устройства проводились в программном пакете Ansys Hfss методом конечных элементов [7]. На базе конфигурации оптимизированной компьютерной модели разработаны эскизные чертежи, а также изготовлен и испытан экспериментальный образец устройства, работающий в Х-диапазоне частот. Проверка частотных характеристик коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) осуществлялась с помощью векторного анализатора цепей Agilent PNA-L N5230C. Результаты моделирования и экспериментальной проверки устройства представлены на рис. 3.

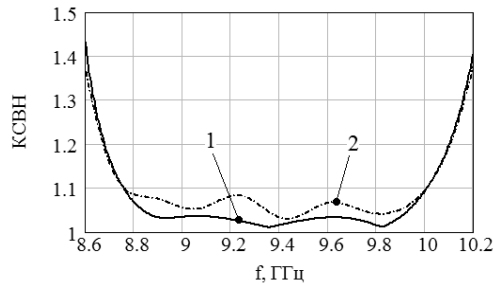


Рис. 3. Результаты моделирования (1) и экспериментальной проверки (2) устройства

Fig. 3. Results of simulation (1) and experimental testing (2) of device

Сравнительный анализ частотных характеристик КСВН показывает, что экспериментально измеренная кривая имеет хорошее совпадение с расчетной за исключением незначительных отклонений в частотной области от 8,8 ГГц до 9,95 ГГц, связанных с допусками изготовления и конечным уровнем согласования коаксиально-волноводных переходов измерительного оборудования. Также по данным рис. 3 видно, что ширина относительной рабочей полосы частот устройства по уровню КСВН не более 1,2 составляет около 15%.

4. Конструкция и варианты применения устройства

Стандартная технология производства с использованием станков с числовым программным управлением (ЧПУ) предполагает реализацию конструкции устройства (рис. 3) в виде сборки 2-х фрезерованных соответствующим образом алюминиевых пластин, которые при сборке сопрягаются вдоль плоскости, проходящей через центры широких стенок вол-

новодного канала. При таком подходе для обеспечения надежного электрического контакта между сопрягаемыми пластинами не требуется применение усложняющих конструкцию дополнительных элементов, таких как контактные прокладки, дроссельные канавки, токопроводящие составы и т.п. Отклонение размеров конструкции изготовленного экспериментального образца устройства от заданных составило не более $\pm 0,03$ мм. Вход и выход устройства выполнены в виде прямоугольного волновода стандартного сечения 23×10 мм.

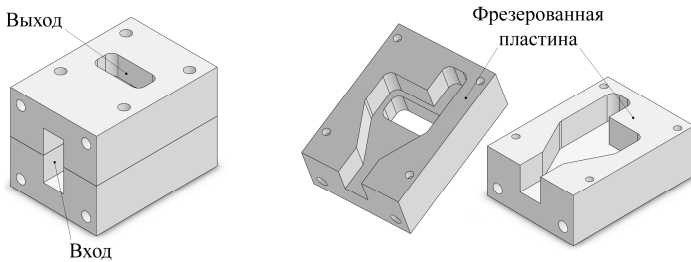


Рис. 4. Конструкция устройства

Fig. 4. Design of device

На рис. 5 представлен вариант практического применения устройства в качестве интегрированной в состав фрезерованной волноводной топологии многоканального делителя мощности скрутки с изгибом.

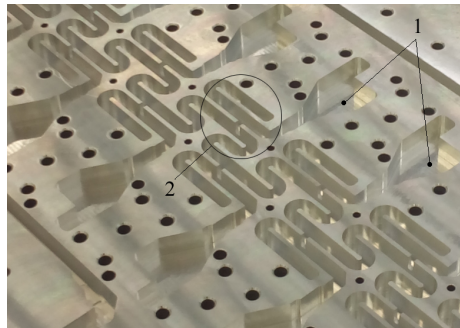


Рис. 5. Вариант практического применения устройства в составе фрезерованной волноводной топологии многоканального делителя мощности скрутки с изгибом (1 – волноводная скрутка с изгибом в E-плоскости, 2 – направленный ответвитель)

Fig. 5. Example of practical use of the device integrated in a multichannel power divider milled waveguide topology (1 - waveguide twist with a bend in E-plane, 2 – directional coupler)

5. Заключение

Разработана новая компактная конструкция волноводной скрутки с изгибом в Е/Н-плоскости, которая предназначена для поворота плоскости поляризации распространяющейся волны и последующего изменения направления распространения на угол 90° . При компоновке волноводных СВЧ трактов радиотехнических систем данное устройство может быть использовано в качестве замены 2-х элементов – волноводной скрутки и волноводного изгиба в Е- или Н-плоскости. Устройство выполнено на основе волноводного двойного Т-моста, свернутого в Е-плоскости. Отличительной особенностью является то, что плечи моста, между которыми осуществляется равноамплитудное деление сигнала, подаваемого на суммарное или разностное плечо, закорочены на выходах и отличаются по длине на четверть длины волны в волноводе для средней частоты рабочего диапазона. Таким образом, сигнал, поступающий на суммарное плечо моста, в условиях согласованного режима работы передается в разностное плечо, и наоборот. Стандартная технология производства с использованием станков с ЧПУ предполагает реализацию конструкции устройства в виде сборки 2-х фрезерованных соответствующим образом алюминиевых пластин, сопрягаемых по линии нулевых токов волноводного канала. Данная технология обеспечивает высокую точность изготовления и, соответственно, требуемое качество электрических характеристик, а также их и повторяемость при серийном производстве. Результаты численного моделирования устройства методом конечных элементов имеют хорошее совпадение с результатами экспериментальной проверки характеристик изготовленного опытного образца и подтверждают возможность его реализации в полосе 10-15% при номинальной частоте 2-26 ГГц с коэффициентом стоячей волны не более 1,2.

Список литературы

- [1] Воскресенский Д.И., Гостюхин В.Л., Максимов В.М., Пономарев Л.И. Устройство СВЧ и антенны / Под редакцией Д. И. Воскресенского. М: Радиотехника. 2016. 560 с.
- [2] Rosenberg U., Beyer R. Combined Twist-Bend for Very Compact Interconnections in Integrated Waveguide Subsystems // Proceedings of the 42nd European Microwave Conference. Amsterdam, The Netherlands. 2012. P. 1154 - 1157.
- [3] Ruiz-Cruz J.A., Montejo-Garai J.R., Rebollar J.M. Multi-Section Bow-Tie Steps for Full-Band Waveguide Polarization Rotation // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. Vol. 20. No. 7. 2010. P. 375–377.
- [4] Патент № 2267192 C1 (RU), МПК H01P 1/02. Волноводный уголок / В.А. Митин, Н.А. Винярская, В.А. Крылов, М.С. Рыбин; заявитель и патентообладатель ОАО «НИИ Приборостроения им. В.В. Тихомирова». № 2004121267/09; заявл. 12.07.2004; опубл. 27.12.2005. Бюл. № 36.

- [5] Baralis M., Tascone R., Olivieri A., Peverini O.A., Virone G., Orta R. Full-wave design of broad-band compact waveguide step-twists // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. Vol. 15. No. 2. 2005. P. 134–136.
- [6] Lenzing H.F., Gans M.J. Machined waveguide twist // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. Vol. 38. No. 7. 1990. P. 942–944.
- [7] Гринев А.Ю. Численные методы решения прикладных задач электродинамики / Учеб. Пособие. М.: Радиотехника. 2012. 336 с.

References

- [1] Voskresenskii D.I., Gostyukhin V.L., Maksimov V.M., Ponomarev L.I. *Ustrojstva SVCh i anteny / Pod redaktsiei D. I. Voskresenskogo*. M: Radiotekhnika. 2016. 560 s. (In Russian).
- [2] Rosenberg U., Beyer R. Combined Twist-Bend for Very Compact Interconnections in Integrated Waveguide Subsystems // *Proceedings of the 42nd European Microwave Conference*. Amsterdam, The Netherlands. 2012. P. 1154 - 1157.
- [3] Ruiz-Cruz J.A., Montejo-Garai J.R., Rebollar J.M. Multi-Section Bow-Tie Steps for Full-Band Waveguide Polarization Rotation // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. Vol. 20. No. 7. 2010. P. 375–377.
- [4] Patent № 2267192 C1 (RU), MPK H01P 1/02. *Volnovodnyi ugolok* / V.A. Mitin, N.A. Vinyarskaya, V.A. Krylov, M.S. Rybin; zayavitel' i patentoobladatel' OAO «NII Priborostroeniya im. V.V. Tikhomirova». № 2004121267/09; zayavl. 12.07.2004; opubl. 27.12.2005. Byul. № 36. (In Russian).
- [5] Baralis M., Tascone R., Olivieri A., Peverini O.A., Virone G., Orta R. Full-wave design of broad-band compact waveguide step-twists // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. Vol. 15. No. 2. 2005. P. 134–136.
- [6] Lenzing H.F., Gans M.J. Machined waveguide twist // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. Vol. 38. No. 7. 1990. P. 942–944.
- [7] Grinev A.Yu. *Chislennyye metody resheniya prikladnykh zadach elektrodinamiki / Ucheb. Posobie*. M.: Radiotekhnika. 2012. 336 s. (In Russian).

Input impedance of the resonator waveguide type ultraboundary

Viacheslav F. Manoilov
Zhytomir State Technological University
Zhytomir, 10008, Ukraine
kaf.rrat@ukr.net

Abstract: We consider the input impedance of a homogeneous waveguide at a frequency below the critical value. Calculated input impedance of the beyond with a waveguide short-circuiting piston. The possibility of limiting the use of the waveguide to measure the performance of various liquids. Shows the calculated and experimental dependences of input accomtance of limiting waveguide short-circuiting piston.

Keywords: waveguide, ultraboundary resonator, line resistance, the electric and magnetic fields..

Входное сопротивление резонатора типа запредельного волновода

Манойлов В.Ф.
Житомирский государственный технологический университет
г. Житомир, 10008, Украина
kaf.rrat@ukr.net

Аннотация: Рассмотрено входное сопротивление однородного волновода при частоте ниже критической. Рассчитано входное сопротивление запредельного волновода с короткозамыкающим поршнем. Показана возможность использования запредельного волновода для измерения характеристик различных жидкостей. Приведены расчётные и экспериментальные зависимости входного сопротивления запредельного волновода с короткозамыкающим поршнем.

Ключевые слова: волновод, запредельный резонатор, сопротивление линии, напряжённость электрического и магнитного полей.

1. Введение

Для создания многих типов СВЧ-резонаторов широко используются отрезки передающих линий – коаксиальных, волноводных и других. Все

эти линии возбуждаются в режиме распространяющихся волн (ТЕМ, ТЕ, ТМ). Однако, возможно использовать отрезки линий, в которых возбуждаются лишь волны нераспространяющихся типов [1, 2].

Волновод в режиме отсечки представляет значительный интерес. Волноводы при частоте ниже критической находят основное применение в предельных аттенуаторах. Независимость от частоты является важным свойством таких устройств и определяется только величиной критической длины волны.

Резонатор типа запердельного волновода обладает весьма низкой нагруженной добротностью. Чисто реактивный характер действия запердельного волновода состоит в том, что в случае волн типа ТМ входное сопротивление носит емкостный характер, а для волн типа ТЕ – индуктивный.

На рис.1 показана схема устройства и включение запердельного резонатора. Устройство состоит из прямоугольного волновода 1, на конце которого включён короткозамыкатель 2, запердельный волновод 3. В запердельном волноводе 3 в нижней его части подключён подвижный короткозамыкатель 4.

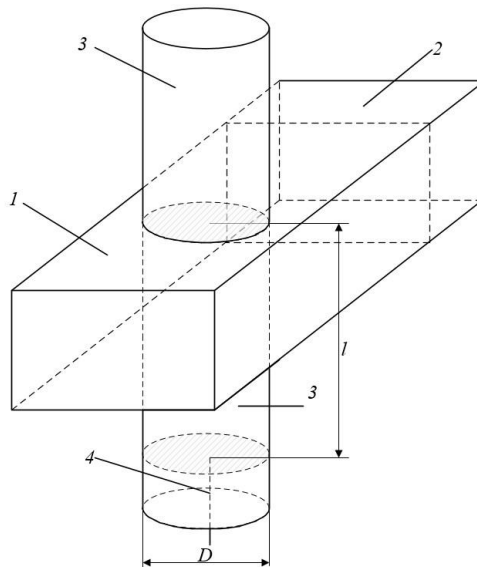


Рис. 1. Схема устройства

2. Точный расчёт сопротивления

Характеристическое сопротивление любой передающей линии для волн TE и TM имеет вид

$$Z_{TE} = i \frac{\varpi \mu}{\gamma}; \quad Z_{TM} = i \frac{\gamma}{\varpi \varepsilon}; \quad (1)$$

где γ – постоянная распространения, равная

$$\gamma = \beta + i\alpha; \quad (2)$$

ε, μ – диэлектрическая и магнитная проницаемость вещества, заполняющего волновод; ϖ – круговая частота; α – коэффициент, учитывающий потери, β – фазовая постоянная.

В присутствии потерь постоянная распространения равна

$$\gamma = \frac{2\pi}{\lambda_{kp}} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{kp}}{\lambda} \right)^2}; \quad (3)$$

где λ, λ_{kp} – длина волны в свободном пространстве и критическая длина волны.

При $\lambda \geq \lambda_{kp}$ характеристические сопротивления волновода оказываются равными

$$Z_{TE} = i \frac{\sqrt{\mu/\varepsilon}}{\sqrt{\left(\frac{\lambda}{\lambda_{kp}} \right)^2 - 1}}; \quad (4)$$

$$Z_{TM} = -i \sqrt{\mu/\varepsilon} \cdot \sqrt{\left(\frac{\lambda}{\lambda_{kp}} \right)^2 - 1} \quad (5)$$

Решение волноводных уравнений для поперечных составляющих полей в любом однородном волноводе имеют вид

$$\begin{aligned}\vec{E} &= \left(\vec{E}_1(x, y)e^{-\gamma z} + \vec{E}_2(x, y)e^{\gamma z} \right) e^{i\omega t}; \\ \vec{H} &= \left(\vec{H}_1(x, y)e^{-\gamma z} + \vec{H}_2(x, y)e^{\gamma z} \right) e^{i\omega t};\end{aligned}\quad (6)$$

здесь (x, y) – поперечные размеры волновода.

Два члена в уравнении (6), характеризующиеся множителями $e^{\pm\gamma z}$ обычно считаются с „прямой” и „обратной” волнами, распространяющимися по линии передачи.

Напряженности поперечных магнитных полей $\vec{H}_1(x, y)$ и $\vec{H}_2(x, y)$ могут быть выражены через напряженности поперечных электрических полей $\vec{E}_1(x, y)$ и $\vec{E}_2(x, y)$:

$$\begin{aligned}\vec{H}_1 &= \vec{H}_1(x, y) = \frac{1}{Z} \vec{E}_1(x, y); \\ \vec{H}_2 &= \vec{H}_2(x, y) = -\frac{1}{Z} \vec{E}_2(x, y)\end{aligned}\quad (7)$$

Через Z здесь обозначены характеристические сопротивления для волн типов Z_{TE} и Z_{TM} .

Пусть в запердельном волноводе включена „нагрузка” (неоднородность). Выбирая начало координат Z в плоскости неоднородности, можно выразить поперечные электрические и магнитные поля в волноводе через напряженности „прямой” и „обратной” волн на нагрузке. Отношения этих напряженностей (6) можно условно назвать входным сопротивлением волновода в данном сечении.

Обозначим коэффициент отражения, являющийся отношением напряженностей электрического поля на „нагрузке” для обратной и прямой волн, через $\Gamma = |\Gamma|e^{i\varphi}$, получаем следующее уравнение:

$$Z_{\text{вх}} = Z \frac{1 + |\Gamma| e^{i\varphi - 2\gamma z}}{1 - |\Gamma| e^{i\varphi - 2\gamma z}}; \quad (8)$$

При коротком замыкании, т.е. при наличии поршня в запердельном волноводе, $Z_{\text{нагр}} = 0$ и входное сопротивление оказывается равным

$$Z_{\text{вх(к.з.)}} = Z \frac{1 - e^{-2\gamma l}}{1 + e^{-2\gamma l}} = Z \theta; \quad (9)$$

где $\theta = \gamma l$, l - расстояние от рассматриваемого сечения до короткозамыкающего поршня.

3. Практические результаты

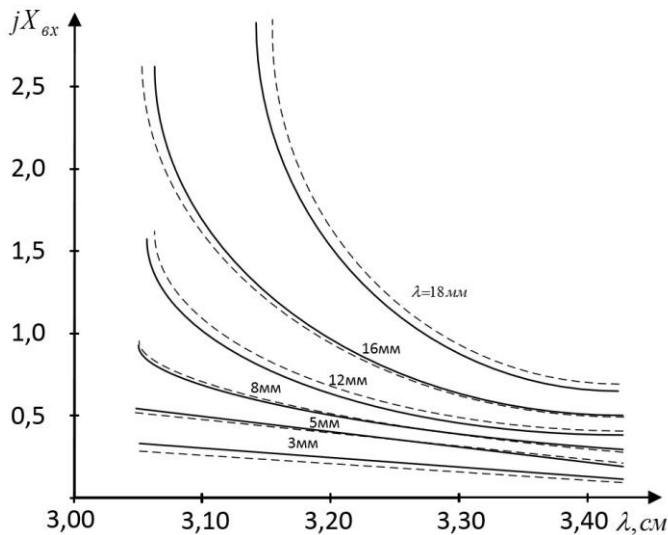


Рис.2 Расчётные и экспериментальные (---) кривые входного сопротивления круглого запердельного волновода в относительных единицах

Поскольку характеристическое сопротивление запредельного волновода носит чисто реактивный характер (уравнения 2 и 3), то, изменяя положение поршня, можно в широких пределах изменять входное сопротивление, также имеющее чисто реактивный характер. В виде иллюстрации на рис.2 приведены кривые, построенные на основании уравнения (9) и снятые экспериментально для случая волны типа TE_{11} в круглом волноводе. Как следует из рассматриваемых кривых входного сопротивления $Z_{вх}$ сильно зависит от частоты. Кривые, показанные на рис.2, получены при различных положениях короткозамыкающего поршня. Величина входного реактивного сопротивления выражена в относительных единицах (за единицу принято характеристическое сопротивление прямоугольного волновода) [3, 4, 5].

4. Заключение

Запредельные волноводы могут широко применяться для создания различных полых волноводов, обладающих низкой нагруженной добротностью. Наряду с применением запредельных волноводов в качестве составных частей полых резонаторов можно использовать их в качестве широкополосных реактивных сопротивлений, например для некоторых типов трансформаторов полных сопротивлений.

Список литературы

- [1] Лебедев И.В. Техника приборов СВЧ. М.: Высшая школа, 1970, 439с.
- [2] Неганов В.А, Ключев Д.С., Табаков Д.П. Устройства СВЧ и антенны. М.: Лананд, 2015, 696с.
- [3] Касимов Р.М.// Метрология, - 1987, - №7. с.45
- [4] Каджар Ч.О., Касимов Р.М., Нассибов Г.Н.// Измерительная техника. – 1996, - №2. с.46
- [5] Ахадов Я.Ю. Диэлектрические свойства чистых жидкостей. – М.:изд. стандартов, 1972, 350с.

References

- [1] Lebedev I.V. Machinery and microwave devices. M.: Vysshaja shkola, 1970, 439p.
- [2] Neganov V.A, Kljuev D.S., Tabakov D.P. Microwave devices and antennas. M.: Lanand, 2015, 696p.
- [3] Kasimov R.M.// Metrology, - 1987, - №7. p.45
- [4] Kadzhar Ch.O., Kasimov R.M., Nassibov G.N.// Measuring equipment. – 1996, - №2. p.46
- [5] Ahadov Ja.Ju. The dielectric properties of pure liquids. – M.:izd. standartov, 1972, 350p.

Control the defect mode of one-dimensional microwave photonic crystal by metal inclusion

Dmitrii A. Usanov, Alexander V. Skripal, Artem A. Romanov

Saratov State University

Saratov, 410012, Russian Federation

UsanovDA@info.sgu.ru

Abstract: The dependence of transmission spectra of microwave photonic crystal with the defect containing small size flat conductive inclusion, partially filling the waveguide cross-section, on its position was investigated.

It is shown that the introduction the small size conductive inclusion inside the defect layer of photonic crystal leads to a low-frequency shift of the defect mode in the band gap. The maximum shift is observed at the metallic inclusion position on the border or in the center of the defect layer, depending on the thickness of the defect layer.

Keywords: *microwave photonic crystal, conductive inclusion, defect mode*

Управление характеристиками дефектной моды одномерного СВЧ волноводного фотонного кристалла металлическим включением

Усанов Д.А., Скрипаль А.В., Романов А.А.

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Саратовский национальный исследовательский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского»

UsanovDA@info.sgu.ru

Аннотация: Исследованы амплитудно-частотные характеристики коэффициента пропускания СВЧ волноводного фотонного кристалла с нарушением периодичности при наличии плоского проводящего включения малых размеров, частично заполняющего поперечное сечение волновода, внутри нарушенного слоя в зависимости от его местоположения.

Показано, что введение проводящего включения малых размеров внутрь нарушенного слоя фотонного кристалла приводит к частотному сдвигу дефектной моды в запрещенной зоне в сторону низких частот, при этом максимальный

сдвиг наблюдается при расположении металлического включения на границе или в центре нарушения в зависимости от толщины нарушенного слоя.

Ключевые слова: СВЧ волноводный фотонный кристалл, проводящее включение, дефектная мода.

1. Введение

Возможности практического применения СВЧ фотонных кристаллов рассматривались в [1–8]. В качестве примеров практического применения СВЧ фотонных кристаллов приводятся высоконаправленные резонансные антенны, резонансные полости для размещения полупроводниковых детекторов, согласованные нагрузки, различные типы СВЧ-фильтров, в том числе с управляемыми характеристиками.

В случае, когда вносимая в фотонный кристалл исследуемая структура лишь частично заполняет поперечное сечение волновода, для усиления отклика амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) фотонного кристалла на её параметры представляет интерес изучение влияния её размеров и местоположения внутри предварительно созданной неоднородности, выполняющей роль микрорезонатора в фотонном кристалле [9].

2. Модель волноводного фотонного кристалла

Исследовался волноводный фотонный кристалл, состоящий из одиннадцати слоев, в диапазоне частот 8–12 GHz. Нечетные слои были выполнены из керамики (Al_2O_3 , $\varepsilon=9,6$), четные – из фторопласта ($\varepsilon=2,0$). Толщина нечетных слоев $d_{Al_2O_3} = 1$ мм, четных $d_{tef} = 22$ мм. Слои полностью заполняли поперечное сечение волновода. Нарушение периодичности фотонной структуры создавалось изменением толщины d_{6tef} центрального (шестого) слоя фторопласта, его толщина составляла 2.3 мм и 14.5 мм. Внутри нарушенного слоя толщиной 2.3 мм в центре сечения волновода размещалось металлическое включение в виде алюминиевой пленки толщиной 100 μ м, имеющей форму квадрата со стороной a_{met} равной 3 мм (рис. 1).

Выполнен расчет АЧХ фотонного кристалла с металлическим включением с использованием программного обеспечения ANSYS HFSS. Результаты расчета напряженности электрического поля электромагнитной волны на частоте «дефектной» моды показывают чередование узлов и

пучностей внутри фотонного кристалла вдоль направления её распространения. При этом для выбранных параметров фотонного кристалла без металлического включения на частоте дефектной моды f_{res} в центре нарушенного слоя наблюдается узел.

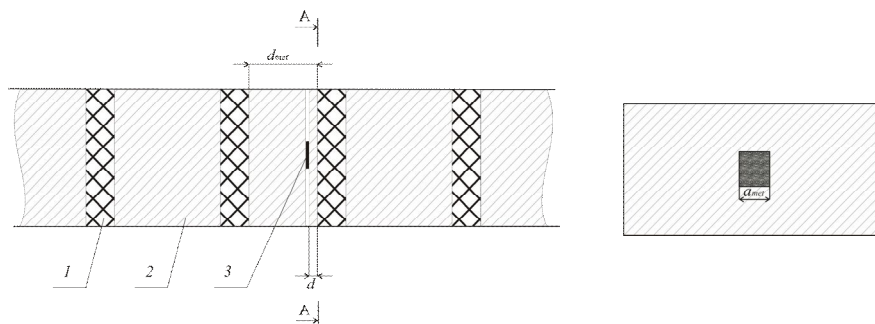


Рис.1 Положение металлического включения в виде алюминиевой пленки в волноводе внутри нарушенного слоя. 1 — слой поликора, толщиной 1 мм, 2 — слой фторопласта, толщиной 22 мм, 3 — металлическое включение, находящееся в нарушенном слое, удаленное от слоя поликора на расстоянии d , a_{met} — размер металлического включения.

Fig.1 Position of metal inclusion in the form of aluminum film in the waveguide inside the defect layer. 1 — Al_2O_3 ceramic layer, thickness 1 mm, 2 — Teflon layer, thickness 22 mm, 3 — metal inclusion inside the defect layer at distance d from Al_2O_3 ceramic layer, a_{met} — metal inclusion size.

Как следует из представленных на рис. 2 зависимостей, внесение металлического включения в виде алюминиевой пленки внутрь нарушенного слоя фотонного кристалла приводит к искажению в распределении напряженности электрического поля, при этом максимальное возмущение наблюдается при расположении металлического включения на границе нарушенного слоя. Такое изменение распределения напряженности электрического поля может приводить к изменению положения резонансной особенности в запрещенной зоне фотонного кристалла.

Наличие металлического включения в неоднородности приводит к сдвигу частоты дефектной моды f_{res} фотонного кристалла в область низких частот относительно частоты дефектной моды f_0 при отсутствии металлического включения в неоднородности. Величина сдвига $\Delta f = f_{\text{res}} - f_0$ максимальна ($\Delta f = 63$ MHz) при расположении включения на границе на-

рушенного слоя $d=0$ и уменьшается при смещении металлического включения к центру неоднородности ($\Delta f=13$ MHz при $d=300$ μm).

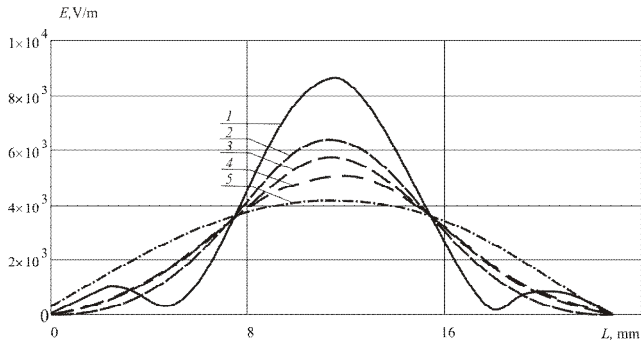


Рис.2 Распределение напряженности электрического поля электромагнитной волны внутри фотонного кристалла для различного положения металлического включения d внутри неоднородности и без включения в поперечной плоскости волновода (A–A) на рис.2. $f_{\text{res}}=10.095$ GHz. Толщина нарушенного слоя $d_{\text{def}}=2.3$ mm. d , μm : 1 – 0 μm (на поликоре), 2 – 100 μm , 3 – 200 μm , 4 – 300 μm , 5 – структура без металлического включения.

Fig.2 The distribution of the electric field strength of the electromagnetic wave in the photonic crystal for a different position of the metal inclusion d inside the defect and without the inclusion in the transverse plane of the waveguide (A–A) on the fig.2. $f_{\text{res}}=10.095$ GHz. The defect layer thickness $d_{\text{def}}=2.3$ mm. d , μm : 1 – 0 μm (on Al_2O_3 ceramic), 2 – 100 μm , 3 – 200 μm , 4 – 300 μm , 5 – the structure without metal inclusion.

Расчеты показывают, что созданная дефектная мода при толщине $d_{\text{def}}=2.3$ mm ($d_{\text{def}} < \lambda_{\text{res}}/2$, где λ_{res} – длина волны на частоте дефектной моды) может быть реализована и при большей толщине $d_{\text{def}}=14.5$ mm ($\lambda_{\text{res}}/2 < d_{\text{def}} < \lambda_{\text{res}}$), однако, в этом случае происходит существенное изменение распределения напряженности электрического поля электромагнитной волны внутри фотонного кристалла вдоль направления её распространения на частоте дефектной моды, приводящее к возникновению пучности напряженности электрического поля в центре нарушенного слоя.

Наличие металлического включения в неоднородности при толщине $d_{\text{def}}=14.5$ mm приводит к сдвигу частоты дефектной моды фотонного кристалла в область низких частот. Величина сдвига максимальна при расположении включения в центре нарушенного слоя и минимальна при расположении металлического включения на границе неоднородности.

3. Эксперимент

Экспериментально исследовался фотонный кристалл, созданный в соответствии с описанной выше моделью, и представляющий собой чередующиеся слои керамики и фторопласта. Измерение АЧХ коэффициента пропускания исследуемого фотонного кристалла проводилось с помощью векторного анализатора цепей Agilent PNA-L Network Analyzer N5230A.

Экспериментальные АЧХ фотонного кристалла при различных положениях металлического включения с фиксированным размером $a=3$ mm внутри нарушения размером 2.3 mm представлены на рис. 3. На вставке рис. 3 представлены АЧХ фотонного кристалла вблизи частоты дефектной моды фотонного кристалла.

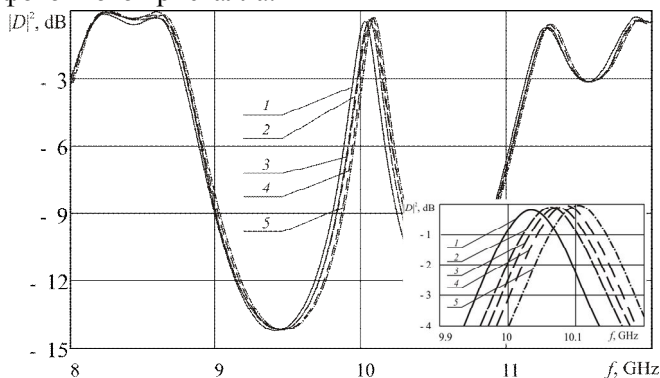


Рис. 3. АЧХ структуры с металлическим включением $a=3$ mm. 1 — АЧХ структуры с металлическим включением, расположенным на слое керамики; 2 — АЧХ структуры с металлическим включением, расположенным на расстоянии 100 μm от слоя керамики; 3 — АЧХ структуры с металлическим включением, расположенным на расстоянии 200 μm ; 4 — АЧХ структуры с металлическим включением, расположенным на расстоянии 300 μm . кривая 5 — АЧХ структуры без металлического включения.

Fig. 3. AFC of the structure with metal inclusion $a=3$ mm. 1 — AFC of the structure with metal inclusion on Al_2O_3 ceramic layer; 2 — AFC of the structure with metal inclusion, placed on distance 100 μm from ceramic layer; 3 — AFC of the structure with metal inclusion, placed on distance 200 μm ; 4 — AFC of the structure with metal inclusion, placed on distance 300 μm . curve 5 — AFC of the structure without metal inclusion.

Сравнение расчетных и экспериментальных АЧХ фотонного кристалла при различных положениях металлического включения внутри нарушения при $d_{\text{def}}=2.3$ mm свидетельствует об их хорошем количественном совпадении и подтверждает, что величина сдвига максимальна при расположении включения в центре нарушенного слоя и минимальна при распо-

ложении металлического включения на границе неоднородности. Были измерены АЧХ фотонного кристалла с толщиной нарушенного слоя равной 14.5 mm, анализ которых подтвердил результаты компьютерного моделирования, свидетельствующие, что величина сдвига дефектной моды в этом случае максимальна при расположении металлического включения на границе неоднородности и минимальна при расположении металлического включения в центре нарушенного слоя.

4. Заключение

Установлено, что введение плоского проводящего включения малых размеров внутрь нарушенного слоя фотонного кристалла приводит к сдвигу дефектной моды в сторону более низких частот, при этом максимальный сдвиг наблюдается при расположении металлического включения на границе нарушения при толщине нарушенного слоя $d_{\text{def}} < \lambda_{\text{res}}/2$ и в центре нарушения при $\lambda_{\text{res}}/2 < d_{\text{def}} < \lambda_{\text{res}}$. Полученные результаты могут быть использованы, в частности, при конструировании СВЧ фотонных кристаллов с электрически управляемыми характеристиками.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (государственное задание № 1376 и 1575).

Список литературы

- [1] Ozbay E., Temelkuran B., and Bayindir M. Microwave applications of photonic crystals// Progress in Electromagnetics Research, 2003. Vol. 41, P. 185.
- [2] Gerard W. Burns, I. G. Thayne, J. M. Arnold "Improvement of Planar Antenna Efficiency When Integrated With a Millimetre-Wave Photonic," in Proc. of European Conference on Wireless Technology, Amsterdam, Netherlands, 11–12th October 2004, P. 229–232.
- [3] Hsien-Shun Wu, Ching-Kuang C. Tzuang Miniaturized High-Gain Synthetic Rectangular Waveguide Antenna of Near-Omnidirectional Radiation // Proc. of 34-rd European Microwave Conf. (Amsterdam, Netherlands, 12–14-th October 2004). –2004. – Vol. 2. – P. 1189–1192.
- [4] Беляев Б.А., Волошин А.С., Шабанов В.Ф. Исследование микрополосковых моделей полосно-пропускающих фильтров на одномерных фотонных кристаллах // Доклады Академии Наук. 2005. Т. 403, № 3. С. 319–324.
- [5] Вендик И.Б., Вендик О.Г. Метаматериалы и их применение в технике сверхвысоких частот// ЖТФ. 2013. Т. 83, вып. 1. С.3–28.
- [6] Усанов Д.А., Мерданов М.К., Скрипаль А.В., Пономарев Д.В. СВЧ фотонные кристаллы. Новые сферы применения// Известия Саратовского ун-та. Новая серия. Серия 1. Физика. 2015. Т. 15. Вып. 1. С. 57–73.

- [7] Усанов Д.А., Скрипаль А.В., Мерданов М.К., Евтеев С.Г. Волноводные фотонные структуры на резонансных диафрагмах// Радиотехника. 2015. № 10. С. 108–113.
- [8] Усанов Д.А., Никитов С.А., Скрипаль А.В., Рязанов Д.С. Брэгговские сверхвысококачественные структуры на волноводно-щелевых линиях// Радиотехника и электроника. 2016, том. 61. № 4. С. 321–326.
- [9] Joannopoulos I.D., Villeneuve Pierre R., Fan Shanhui. Photonic crystals: putting a new twist on light // Nature. 1997. Vol.386. №13. P. 143–149.
- [10] Усанов Д.А., Скрипаль А.В., Мерданов М.К., Горлицкий В.О. Волноводный фотонный кристалл, выполненный в виде диэлектрических матриц с воздушными включениями// Журнал технической физики. 2016. Т. 86, вып. 2. С. 65–70.

References

- [1] Ozbay E., Temelkuran B., and Bayindir M. Microwave applications of photonic crystals// Progress in Electromagnetics Research, 2003. Vol. 41, P. 185.
- [2] Gerard W. Burns, I. G. Thayne, J. M. Arnold “Improvement of Planar Antenna Efficiency When Integrated With a Millimetre-Wave Photonic,” in Proc. of European Conference on Wireless Technology, Amsterdam, Netherlands, 11–12th October 2004, P. 229-232.
- [3] Hsien-Shun Wu, Ching-Kuang C. Tzuang Miniaturized High-Gain Synthetic Rectangular Waveguide Antenna of Near-Omnidirectional Radiation // Proc. of 34-rd European Microwave Conf. (Amsterdam, Netherlands, 12–14-th October 2004). –2004. – Vol. 2. – P. 1189–1192.
- [4] Belyaev B.A., Voloshin A.S., Shabanov V.F. Research models of microstrip bandpass filters on one-dimensional photonic crystals // Doklady Akademii Nauk. 2005. Vol. 403, № 3. P. 319—324.
- [5] Vendik I.B., Vendik O.G. Metamaterials and their application in microwave technique // Technical Physics. 2013. Vol. 83, №. 1. P.3–28.
- [6] Usanov D.A., Merdanov M.K., Skripal A.V., Ponomarev D.V. Microwave photonic crystals. New application areas // Izvestiya Saratovskogo universiteta. New series. Series I. Physics. 2015. Vol. 15. №. 1. P. 57–73.
- [7] Usanov D.A., Skripal A.V., Merdanov M.K., Evteev S.G. Waveguide photonic structures on resonance diaphragms // Radioengineering. 2015. № 10. P. 108–113.
- [8] Usanov D.A., Nikitov S.A., Skripal A.V., Ryzanov D.S. Bragg microwave structures on fin-lines// Journal of Communications Technology and Electronics. 2016, Vol. 61. № 4. P. 321–326.
- [9] Joannopoulos I.D., Villeneuve Pierre R., Fan Shanhui. Photonic crystals: putting a new twist on light // Nature. 1997. Vol.386. №13. P. 143–149.
- [10] Usanov D.A., Skripal A.V., Merdanov M.K., Gorlitski V.O. Waveguide photonic crystal in the form of dielectric matrices with air inclusions // Technical Physics. 2016. Vol. 86, №. 2. P. 65–70.

Acknowledgements

The work was supported by the Ministry of Education and Science of the Russian Federation (State task № 1376 and 1575).

Возбуждение резонатора бегущей волны моды "шепчущей галереи" с линией передачи с распределенной связью

Горевой А.В., Лукина А.А.

АО "НПФ "Микран"

г. Томск, Российская Федерация

Andrew.Gorevoy@micran.ru

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники

г. Томск, Российская Федерация

anna-angel1987@mail.ru

Аннотация: В докладе дан обзор различных электродинамической структур для возбуждения мод «шепчущей галереи» (МШГ) в экранированных диэлектрических СВЧ-резонаторах МШГ (РМШГ) в режиме бегущей волны для построения частотных дискриминаторов малошумящих генераторов СВЧ.

Ключевые слова: СВЧ-резонатор, моды шепчущей галереи, направленный ответ-витель

1. Введение

Резонаторы на модах шепчущей галереи (РМШГ), которые обладают очень высокой добротностью, находят широкое применение в области генерации сигнала. Используя РМШГ в СВЧ-генераторах с комбинированной стабилизацией частоты, позволяет достичь низкого уровня фазовых шумов [1]. Этот метод предполагает, что высокодобротный РМШГ используется как в качестве элемента обратной связи в основном контуре генератора, так и в качестве элемента частотного дискриминатора (ЧД) в дополнительной обратной связи, который вместе с некоторыми элементами составляет систему стабилизации частоты [1]. Чувствительность ЧД во многом определяется устройством выделения волны, отраженной от резонатора. Минимальные потери и максимальную компактность обеспечивает циркулятор, внося, напротив, дополнительный фазовый шум. Пассивные устройства типа делителей мощности и квадратурных мостов не вносят шумов, но вносят потери не менее 6 дБ, на столько же ограничивая чувствительность ЧД [2].

Направленные фильтры на бегущих волнах (БВ), построенные с использованием квадратурных мостов, не вносят шумов и существенных

потерь мощности, но сложны в настройке, так как требуют подбора положения двух-четырех зондов [3, 4].

Способ, описанный в [5] выглядит более удобным в реализации, но, чувствителен к параметрам распределенной связи и требует изготовления диэлектрического волновода сложной формы.

Более простой и гибкий вариант возбуждения БВ с помощью отрезка линии описан ниже. Как показало моделирование и эксперименты, частотные характеристики двухпортового резонансного поглощающего элемента (см.рис.1) аналогичны более сложным вариантам.

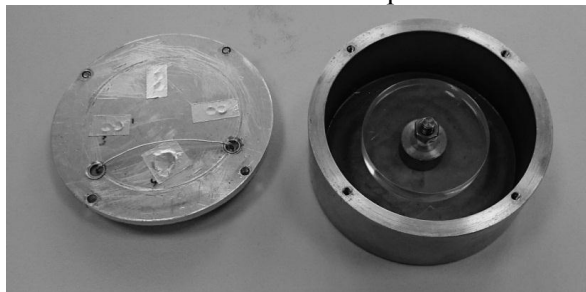


Рис.1 РМШГ с возбуждающей линией

2. Исследуемая модель

Для РМШГ участок сближения цилиндрической поверхности дискового резонатора и участок линии при определенных условиях можно рассматривать как НО с плавно нерегулярным участком связи (рис.2) [6]. Основным условием реализации режима НО из возбуждающего волновода в дисковый резонатор является:

1) скалярное произведение напряженности поля волны возбудителя и напряженности поля возбуждаемого колебания должно достигать максимально возможного значения. Это означает, что картины силовых линий поля возбуждаемого колебания дискового резонатора и поля возбуждающей волны в области их перекрытия в поперечном сечении линий должны быть подобны;

2) на участке связи должно выполняться условие фазового синхронизма возбуждающей волны в линии и возбуждаемой в дисковом резонаторе азимутальной волны, что означает приближенное равенство фазовых скоростей.

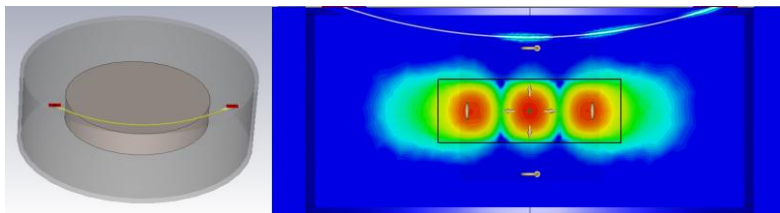


Рис.2 Трехмерная модель и структура магнитной компоненты моды HE_{811} резонатора на частоте $f=10,26$ ГГц

В моделировании и экспериментах использован диск из лейкосапфира диаметром $D = 37,7$ мм, а высота $H = 7,6$ мм, работающий на азимутальной моде HE_{811} с частотой 10,26 ГГц. Резонатор возбуждался отрезком центральной жилы коаксиальной линии. Величина связи регулировалась перемещением возбуждающей линии по вертикали. Результаты моделирования и эксперимента приведены на рис. 3.

Величина добротности экранированного резонатора была оценена на уровне 150000, что хорошо согласуется с собственной добротностью диска около 200000 на этой частоте.

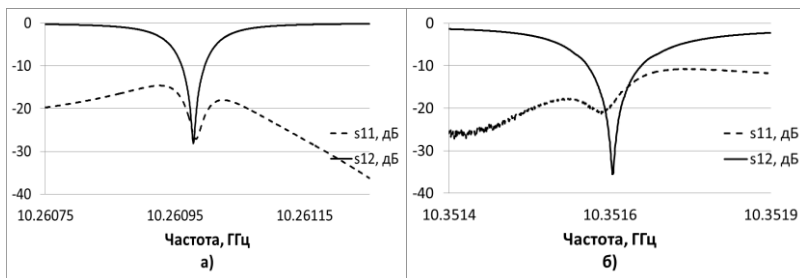


Рис. 3 Результаты моделирования (а) и измерения экспериментальных параметров рассеяния (б)

3. Заключение

Как видно из рисунка 3, параметры рассеяния системы аналогичны параметрам направленного фильтра на БВ [4] в части выделения отраженной волны. Это важный факт для реализации стабилизирующего ЧД и получения уникально низкого уровня фазового шума не выше минус 160 дБн/Гц на отстройке 1 кГц от несущей 10 ГГц. Вместе с тем, конструкция системы очень проста. В дальнейшем планируется сборка, настройка и измерения двух генераторов со стабилизирующими ЧД описанной конструкции.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ, соглашение № 14.577.21.0188 от 27.10.2015 г., идентификатор RFMEFI57715X0188.

Список литературы

- [1] Царапкин Д. П. Методы генерирования СВЧ колебаний с минимальным уровнем фазовых шумов. // Москва - 2004 г.
- [2] Царапкин Д. П. Применения диэлектрических резонаторов с волнами типа «шепчущей галереи» для стабилизации частоты автогенераторов сверхвысоких частот. // Радиотехника, 2002 г., №2, стр. 28-35
- [3] M. E. Tobar, E. N. Ivanov, P. Blondy, D. Cros and P. Guillon. Higher sapphire whispering gallery travelling wave resonators for oscillator frequency stabilization. // IEEE Trans, on UFFC, vol. 47, no. 2, pp. 421-426, 2000.
- [4] N. Shtin, J. M. Lopez Romero, and E. Prokhorov. // Novel sapphire directional filters for application to ultra low phase noise oscillators, Proc. ICEEE-CIE 2006, pp. 186-189.
- [5] D. P. Tsarapkin, N. A. Shtin. Whispering gallery traveling wave interferometer for low phase noise applications. // Proc. 2004 IEEE IFCS, pp. 762-765, August 2004.
- [6] Капилевич Б.Ю., Трубехин Е.Р. Волноводно-диэлектрические фильтрующие структуры. // Радио и связь. – 1990. – 272 с.

Compact four-line coupler

Denis A. Letavin¹

¹Ural Federal University

Ekaterinburg, 620002, Russian Federation

letavin2010@mail.ru

Abstract: In this work we considered a possibility of broadband quadrature coupler miniaturization with the help of lowpass filters having the same phase shift as the replaced microstrip line section. We conducted numerical modeling of the offered four-line coupler tuned to the frequency of 2000 MHz. The band of outcome with -20 dB level of such coupler equals 1000 MHz. The physical dimensions of the coupler amount to $37 \times 14 = 518 \text{ mm}^2$, which is 65.3% smaller than with a standard design.

Keywords: miniaturization, microstrip line, lowpass filter.

Миниатюрный четырехшлейфный мост

¹Летавин Д.А.

¹Уральский федеральный университет

г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация

letavin2010@mail.ru

Аннотация: В данной работе рассмотрена возможность миниатюризации широкополостного квадратурного мостового устройства, при помощи фильтров нижних частот, которые обладают таким же фазовым сдвигом, что и заменяемый отрезок микрополосковой линии. Проведено численное моделирование предлагаемого четырехшлейфного моста, настроенного на частоту 2000 МГц. Полоса развязки по уровню -20 дБ такого моста составляет 1000 МГц. Физические размеры моста составляют $37 \text{ мм} \times 14 \text{ мм} = 518 \text{ мм}^2$, что на 65,3 % меньше чем у стандартной конструкции.

Ключевые слова: миниатюризация, микрополосковая линия, фильтр нижних частот.

1. Введение

Как известно, мостовые устройства являются важнейшими элементами радиотехнических устройств, например, сумматоров, делителей, фазовращателей и так далее. Одним из основных свойств данного устройства является деление мощности поровну между двумя его выходами, притом,

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

Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

что оставшийся выход является развязанным. Известно, что с уменьшением рабочей частоты физические размеры микрополосковых устройств увеличиваются, и занимают слишком большую площадь на подложке. Поэтому разработка миниатюрных конструкций в настоящее время весьма актуальная задача. При этом зачастую важно не только уменьшить размеры устройства, но и одновременно сохранить характеристики устройства сопоставимыми со стандартной конструкцией. В настоящее время предложено большое количество способов миниатюризации мостовых устройств [1–13]. Например, в работе [1] предложено уменьшение габаритов при помощи квази-сосредоточенных элементов, периодических емкостных нагрузок [2], несимметричных Т-образных структур [3], замедляющих структур [4,5], фрактальных структур [6], высокоомных структур [7], нагруженных шлейфов [8], встречно-штыревых конденсаторов [9]. Последние исследования авторов так же касаются проектирования небольших традиционных микрополосковых мостовых устройств [10]–[13]. Однако не все из перечисленных способов позволяют быстро и просто реализовать компактные конструкции или сохранить характеристики устройства на уровне стандартных конструкций. В данной работе миниатюризация будет реализована при помощи замены отрезка линии передачи на фильтр нижних частот (ФНЧ), обладающий тем же фазовым сдвигом, что и заменяемый отрезок.

2. Исследуемая модель

В данной работе будет исследована стандартная конструкция четырехшлейфного мостового устройства. Топология предлагаемого моста будет рассчитана на частоту 2000 МГц с использованием подложки толщиной 1 мм, с относительной диэлектрической проницаемостью 4.4 и $\text{tg}\delta = 0.02$. Как видно из рис. 1, четырехшлейфный мост представляет немного видоизмененную конструкцию двухшлейфного моста, к которой, с целью расширения рабочей полосы, подключаются дополнительные шлейфы.

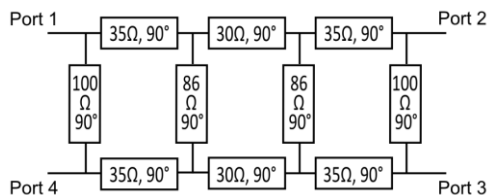


Рис. 1. Топология четырехшлейфного моста.

Fig. 1. Four-line coupler configuration

Целью данной работы является уменьшение габаритов четырехшлейфного моста с сохранением прежних частотных характеристик. Сперва был спроектирован мост стандартных размеров. Конструкция моста, выполненная для работы на частоте 2 ГГц, имеет площадь 1495,3 мм² и позволяет обеспечить диапазон рабочих частот по уровню развязки -15 дБ, равный 1430-2780 МГц. Как можно заметить, габариты устройства определяются размерами четвертьволновых участков, рассчитанных на свою частоту. Стандартная конструкция четырехшлейфного моста показана на рис. 2. На рис. 3 представлены частотные зависимости S-параметров моста от частоты, и разность фаз между выходными портами моста составляет 89.3°.



Рис. 2. Стандартная конструкция четырехшлейфного моста

Fig. 2. Standard design of a four-line coupler

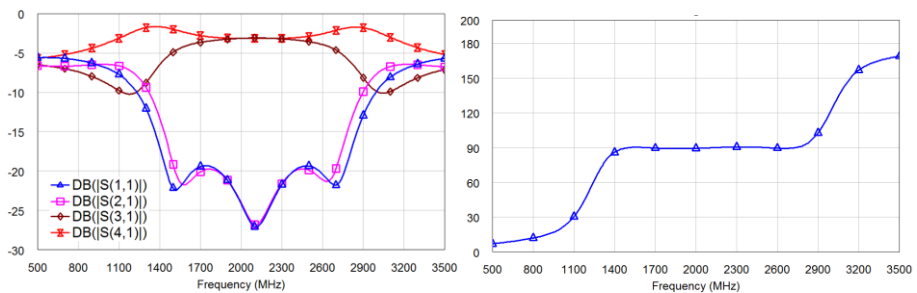


Рис. 3. График зависимости S-параметров от частоты и разность фаз между выходными портами.

Fig. 3. Graph showing how S-parameters are related to frequency and the phase difference between the output ports

Миниатюризация моста началась с синтеза эквивалентных отрезкам микрополосковых линий фильтров нижних частот с различными входными сопротивлениями. Топология таких фильтров представляет собой последовательность из высоко- и низкоомных отрезков линии передачи, выбранных таким образом, чтобы общий фазовый сдвиг на центральной частоте составлял 90 градусов. Замена отрезка микрополосковой линии с 35-омным волновым сопротивлением на ФНЧ, позволила значительно уменьшить габариты устройства относительно стандартной конструкции

(рис.4). Однако стоит заметить, что полезное пространство между шлейфами использовано не до конца.

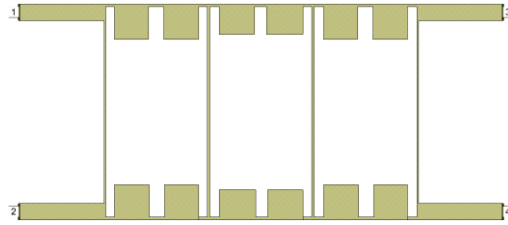


Рис. 4. Топология моста в результате замены отрезков микрополосковой линии на ФНЧ.

Fig. 4. Coupler configuration after replacing microstrip line sections with lowpass filters

Необходимо изогнуть шлейфы в виде меандра с сохранением прежней длины, для эффективного использования пространства. Такой изгиб позволил дополнительно уменьшить площадь конструкции, и суммарная миниатюризация моста составила 65,3%. Топология компактного моста показана на рис. 5. Результаты численного моделирования конструкции представлены на рис. 6,7.

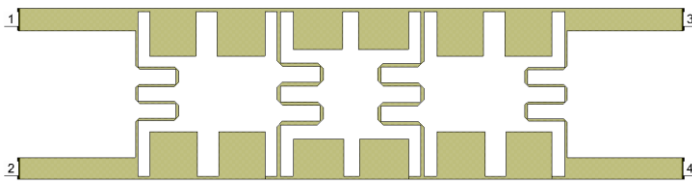


Рис. 5. Топология моста в результате замены отрезков микрополосковой линии на ФНЧ.

Fig. 5. Coupler configuration after replacing microstrip line sections with lowpass filters

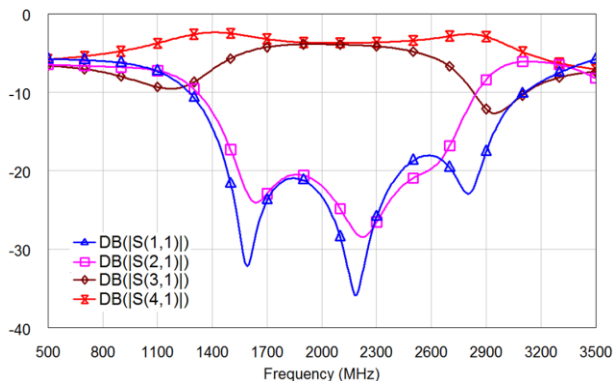


Рис. 6. График зависимости S-параметров от частоты

Fig. 6. Graph showing how S-parameters are related to frequency

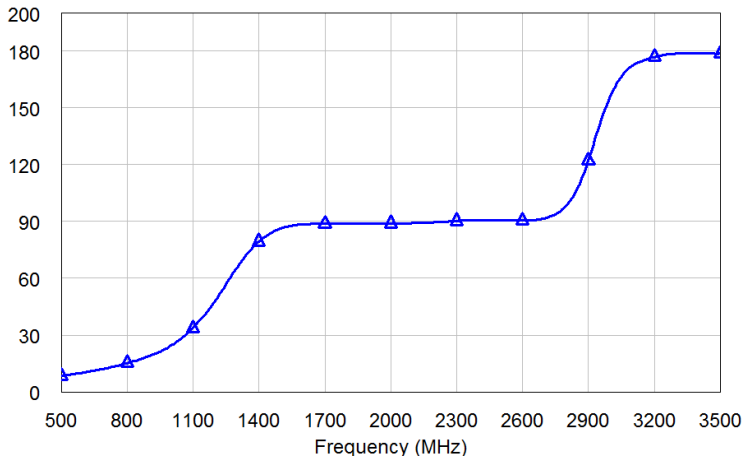


Рис. 7. Разность фаз между выходными портами

Fig. 7. The phase difference between the output ports

Полоса рабочих частот по уровню развязки - 15 дБ составляет 1275 МГц. Коэффициент отражения входного порта составляет -23 дБ на центральной частоте. Дисбаланс между коэффициентами передач составляет 0.18 дБ на центральной частоте. Разность фаз между выходными портами равняется 88.8° , получаемая ошибка в 1.3% является незначительной. Все полученные результаты численного моделирования сведены в таблицу 1.

Табл. 1. Сравнение мостовых конструкций

Table 1. Comparison of coupler designs

Конструкции Design	Полоса развязки по уровню -20 дБ, МГц Frequency band of decoupling -20 dB, MHz	Площадь, мм ² Size, mm ²
Стандартный Standard	1178	1495,3
Компактный Compact	1435	518

На рис 8 представлена фотография изготовленного опытного образца, и его измеренные характеристики. Видно, что экспериментальные данные немного отличаются от результатов моделирования. Это связано с тем, что у изготовленного образца произошло смещение центральной частоты, которое привело к увеличению полосы рабочих частот оцениваемая по уровню развязки -15 дБ.

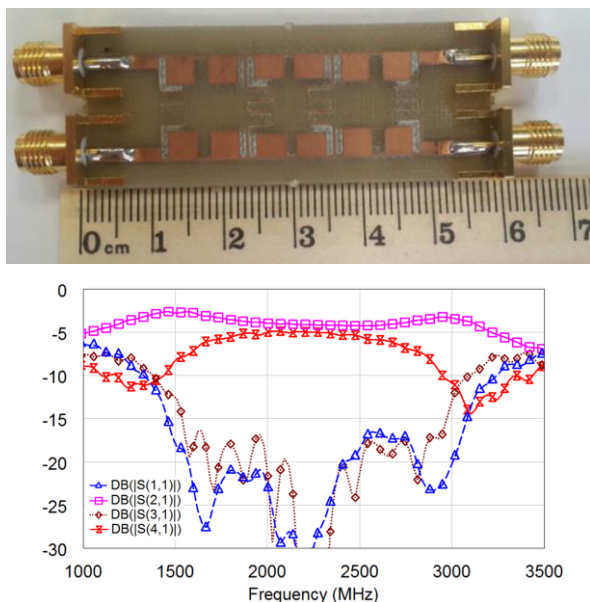


Рис. 8. Компактный мост и измеренные характеристики компактного моста.

Fig. 8. Compact coupler and its measured parameters

4. Заключение

В данной работе исследован процесс миниатюризации четырехшлейфного моста. Метод миниатюризации основан на простой замене отрезка микрополосковой линии передачи на ФНЧ 5го порядка, который обладает таким же фазовым сдвигом на центральной частоте. В результате миниатюризации была получена компактная конструкция моста с площадью на 65,3% меньше чем у стандартной конструкции. Данный метод миниатюризации отличается своей простотой, и показал свою работоспособность для широкополосных конструкций.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках работы по гранту Российского научного фонда N 14-19-01396.

Список литературы

[1] S.-S. Liao and J.-T. Peng, "Compact planar microstrip branch-line couplers using the quasi-lumped elements approach with nonsymmetrical and symmetrical T-shaped structure," IEEE Trans. Microw. TheoryTech., vol. 54, pp. 3508-3514, Sep. 2006.

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

- [2] K. W. Eccleston and S. H. M. Ong, "Compact planar microstripline branch-line and rat-race coupler," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, pp. 2119-2125, Oct. 2003.
- [3] S.-S. Liao, P.-T. Sun, N.-C. Chin and J.-T. Peng, "A novel compact-size branch-line coupler," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* vol. 15, pp. 588-590, Sep. 2005.
- [4] J. Wang, B. Z. Wang, Y.-X. Guo, L.-C. Ong, and S. Xiao "A compact slow-wave microstrip branch-line coupler with high performance," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* vol. 17, pp. 501-503, Jul. 2007.
- [5] Wei-Shin Chang and Chi-Yang Chang, "A High Slow-Wave Factor Microstrip Structure With Simple Design Formulas and Its Application to Microewave Circuit Design," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 11, pp. 3376-3383, Nov. 2012.
- [6] H. Ghali, and T. A. Moselhy, "Miniaturized fractal rat-race, branch-line, and coupler-line hybrids," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, pp. 2513-2520, Nov. 2004.
- [7] C. W. Tang and M.-G. Chen, "Synthesizing microstrip branch-line coupler with predetermined compact size and bandwidth," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, pp. 1926-1934, Sep. 2007.
- [8] Kimberley W. Eccleston, and Sebastian H.M. Ong, "Compact Planar Microstripline Branch-Line and Rat-Race Couplers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 10, pp. 2119-2125, Oct. 2003.
- [9] Kai-Yu Tsai, Hao-Shun Yang, Jau-Horng Chen, and Yi-Jan Emery Chen, "A miniaturized 2 dB Branch-Line Hybrid Coupler With Harmonics Suppression," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 21, no. 10, pp. 537-539, Oct. 2011.
- [10] Letavin D.A., Mitelman Yu.E., Chechetkin V.A., "Realization of a novel method of design of miniaturized microstrip microwave device using filters". 2015 Loughborough Antennas & Propagation Conference Loughborough, UK, November 2015.
- [11] Letavin D.A., Mitelman Yu.E., Chechetkin V.A., "Miniaturization of the branch-line couplers using microstrip filters", 2015 25th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). Sevastopol, 2015, pp. 550-551.
- [12] Letavin D.A., Mitelman Yu.E., Chechetkin V.A., "Realization of miniaturized branch-line coupler using lowpass microstrip filters", 2015 International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems. Tel Aviv, Israel, November 2015.
- [13] Letavin D.A., Mitelman Yu.E., Chechetkin V.A., "Investigation of the frequency influence on the miniaturization efficiency of microstrip devices using LPFs", 2016 Davos Antennas & Propagation Conference Davos, Switzerland, April 2016.

References

- [1] S.-S. Liao and J.-T. Peng, "Compact planar microstrip branch-line couplers using the quasi-lumped elements approach with nonsymmetrical and symmetrical T-shaped structure," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, pp. 3508-3514, Sep. 2006.
- [2] K. W. Eccleston and S. H. M. Ong, "Compact planar microstripline branch-line and rat-race coupler," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, pp. 2119-2125, Oct. 2003.
- [3] S.-S. Liao, P.-T. Sun, N.-C. Chin and J.-T. Peng, "A novel compact-size branch-line coupler," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* vol. 15, pp. 588-590, Sep. 2005.
- [4] J. Wang, B. Z. Wang, Y.-X. Guo, L.-C. Ong, and S. Xiao "A compact slow-wave microstrip branch-line coupler with high performance," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* vol. 17, pp. 501-503, Jul. 2007.
- [5] Wei-Shin Chang and Chi-Yang Chang, "A High Slow-Wave Factor Microstrip Structure With Simple Design Formulas and Its Application to Microewave Circuit Design," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 11, pp. 3376-3383, Nov. 2012.

- [6] H.Ghali, and T. A. Moselhy, "Miniaturized fractal rat-race, branch-line, and coupler-line hybrids," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, pp. 2513-2520, Nov. 2004.
- [7] C. W. Tang and M.-G.Chen, "Synthesizing microstrip branch-line coupler with predetermined compact size and bandwidth," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, pp. 1926-1934, Sep. 2007.
- [8] Kimberley W. Eccleston, and Sebastian H.M. Ong, "Compact Planar Microstripline Branch-Line and Rat-Race Couplers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 10, pp. 2119-2125, Oct. 2003.
- [9] Kai-Yu Tsai, Hao-Shun Yang, Jau-Horng Chen, and Yi-Jan Emery Chen, "A miniaturized 2 dB Branch-Line Hybrid Coupler With Harmonics Suppression," *IEEE Microw. Wireless Compon.Lett.*, vol. 21, no. 10, pp. 537-539, Oct. 2011.
- [10] Letavin D.A., Mitelman Yu.E., Chechetkin V.A., "Realization of a novel method of design of miniaturized microstrip microwave device using filters". 2015 Loughborough Antennas & Propagation Conference Loughborough, UK, November 2015.
- [11] Letavin D.A., Mitelman Yu.E., Chechetkin V.A., "Miniaturization of the branch-line couplers using microstrip filters", 2015 25th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). Sevastopol, 2015, pp. 550-551.
- [12] Letavin D.A., Mitelman Yu.E., Chechetkin V.A., "Realization of miniaturized branch-line coupler using lowpass microstrip filters", 2015 International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems. Tel Aviv, Israel, November 2015.
- [13] Letavin D.A., Mitelman Yu.E., Chechetkin V.A., "Investigation of the frequency influence on the miniaturization efficiency of microstrip devices using LPFs", 2016 Davos Antennas & Propagation Conference Davos, Switzerland, April 2016.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of projects of the Russian Science Foundation N 14-19-01396.

Losses in a waveguide with rough shielding surfaces

Vladimir V. Biryukov

Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev
Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation
birukovvv@mail.ru

Abstract: It is shown that the roughness of the shielding surfaces of the waveguides is equivalent to the decreasing of surfaces conductivity in comparison with the values in the boundary conditions of Shukin – Leontovich for smooth surfaces. Examples of the calculation of the attenuation coefficient of a rectangular waveguide with the shielding surfaces of different roughness are presented. Recommendations on definition of quality requirements for processing of internal waveguides surfaces in the MMW and THz bands are given.

Keywords: circular waveguide, rectangular waveguide, attenuation coefficient, loss per unit length, surface roughness

Потери в волноводе с шероховатыми экранирующими поверхностями

Бирюков В.В.

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева
г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
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 гладких поверхностей. Приведены примеры расчёта коэффициента затухания прямоугольного волновода с экранирующими поверхностями различной шероховатости. Даны рекомендации по определению требований к качеству обработки внутренних поверхностей волноводов в КВЧ и терагерцовом диапазонах.

Ключевые слова: прямоугольный волновод, коэффициент затухания, погонные потери, шероховатость поверхности, коэффициент отражения.

1. Введение

Интенсивное освоение различными отраслями современной техники всё более высокочастотных диапазонов предъявляет повышенные требования к направляющим электродинамическим структурам. Малые поперечные размеры волноводов КВЧ диапазона приводят к серьёзным технологическим проблемам при их изготовлении. По мере повышения частоты требования к качеству обработки экранирующих поверхностей возрастают и становятся соизмеримыми с технологическими возможностями. В связи с этим в КВЧ диапазоне учёт шероховатости поверхностей направляющих структур является необходимым и весьма актуальным.

Посвящённые этой теме работы преимущественно используют эмпирические поправочные коэффициенты [1, 2] или посвящены чисто технологическим вопросам обеспечения предельно малых шероховатостей экранирующих поверхностей [3,4] или рассматривают упрощенную модель шероховатой поверхности [5,6].

В данной работе предлагается подход, основанный на концепции парциальных волн Бриллюэна и позволяющий, в принципе, учесть случайную шероховатость поверхности произвольной формы..

2. Исследуемая модель

Рассмотрим отражение плоской электромагнитной волны от статистически неровной проводящей поверхности (рис.1). Уравнение стационарной поверхности можно задать случайной функцией $x = \xi(y, z)$ двух переменных. Отражённое от такой поверхности поле будет случайным. Но нас будет интересовать не само поле, а усреднённый по ансамблю случайных поверхностей коэффициент отражения.

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

$$\Delta\varphi(\xi) = k_0 \cdot 2\xi \cdot \cos\theta = \frac{2\pi}{\lambda_0} 2\xi \cdot \cos\theta, \text{ где } \theta -$$

угол падения.

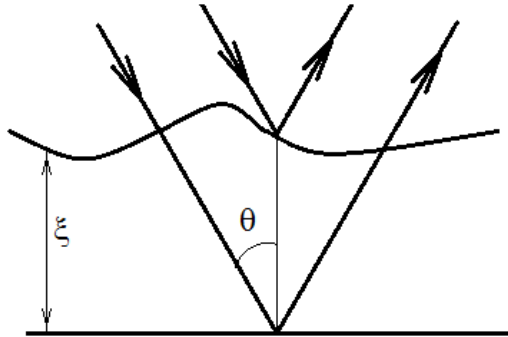


Рис.1. Шероховатая проводящая поверхность

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.

Среднее значение напряжённости электрического поля определяется выражением

$$\bar{E}_{\text{отр}} = E_{\text{пад}} \Gamma(\theta) \int_{-\infty}^{\infty} \exp(ik_0 2\xi \cos \theta) w(\xi) d\xi. \quad (1)$$

3. Нормальное распределение неровностей

Подставляя в (1) плотность вероятности $w_1(\xi) = \frac{1}{\delta\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(\xi - \bar{\xi})^2}{2\delta^2}\right)$,

получим средний коэффициент отражения от шероховатой поверхности

$$\bar{\Gamma}(\theta) = \Gamma(\theta) \exp\left(-8\pi^2 \cos^2 \theta \left(\frac{\delta}{\lambda_0}\right)^2\right).$$

Как видно из этого соотношения, коэффициент отражения от шероховатой поверхности зависит от размеров шероховатостей относительно длины волны. На первый взгляд заметные изменения коэффициента отражения начинаются при размерах шероховатостей, превышающих одну сотую длины волны. Однако уменьшение коэффициента отражения даже на тысячные доли эквивалентно уменьшению удельной проводимости гладкой поверхности почти на порядок.

На рис.2 приведены зависимости от частоты потерь прямоугольного волновода стандартного сечения 1,6/0,8 мм для случая гладких медных стенок и с шероховатостями 1, 5 и 10 мкм, соответственно. Как видно из сравнения графиков, шероховатости 1 мкм практически не увеличивают погонные потери волновода. Шероховатости 5 мкм увеличивают потери более чем вдвое, а шероховатости 10 мкм - почти в 8 раз. Потери в последнем случае составляют примерно 40 дБ/м при том, что размеры шероховатостей в 200 раз меньше длины волны.

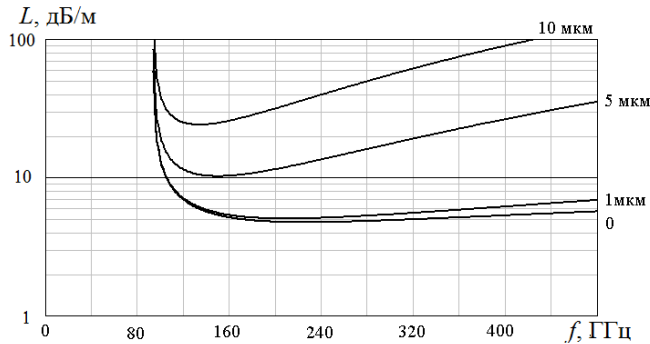


Рис.2. Зависимости от частоты погонных потерь прямоугольного волновода стандартного сечения 1,6/0,8 мм при разных δ

Полученные зависимости позволяют определить требования к качеству обработки поверхности узлов СВЧ тракта. На рис.3 представлена зависимость от частоты допустимых размеров шероховатостей поверхности, при которых потери увеличиваются не более, чем на 10%.

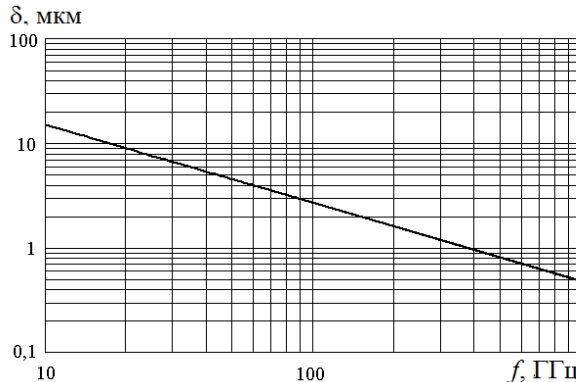


Рис.3. Зависимость от частоты допустимых размеров шероховатостей поверхности

3. Равномерное распределение неровностей

Использование приведённых результатов предполагает знание среднеквадратичного отклонения размеров неровностей от среднего значения. В то же время нормативными конструкторскими и технологическими документами эта величина не определена. Степень шероховатости поверхности определяется одной из трёх величин: высотой неровности профиля по десяти точкам R_z , наибольшей высотой профиля $R_{\max}$ или среднеарифметическим отклонением профиля R_a .

Рассмотрим случай, когда отклонения профиля поверхности от среднего значения равновероятны, т.е. величина неровности ξ принимает значения от $-\frac{R_{\max}}{2}$ до $\frac{R_{\max}}{2}$, а плотность вероятности постоянна: $w_1(\xi) = \frac{1}{R_{\max}}$. В этом случае среднее значение случайной комплексной амплитуды напряжённости электрического поля отражённой волны принимает вид:

$$\bar{E}_{\text{отр}} = E_{\text{над}} \Gamma(\theta) \int_{-\frac{R_{\max}}{2}}^{\frac{R_{\max}}{2}} \exp(ik_0 2\xi \cos\theta) \frac{1}{R_{\max}} d\xi.$$

Выполняя интегрирование, получим средний коэффициент отражения от шероховатой поверхности

$$\bar{\Gamma}(\theta) = \Gamma(\theta) \frac{\sin\left(2\pi \frac{R_{\max}}{\lambda_0} \cos\theta\right)}{2\pi \frac{R_{\max}}{\lambda_0} \cos\theta}.$$

На рис.4 приведены зависимости от частоты потерь прямоугольного волновода стандартного сечения 1,6/0,8 мм для случая гладких медных стенок и с максимальной высотой профиля 3, 15 и 30 мкм, соответственно. Как видно из сравнения графиков, шероховатости 3 мкм практически не увеличивают погонные потери волновода. Шероховатости 15 мкм увеличивают потери почти вдвое, а шероховатости 30 мкм - почти в 4 раза. Потери в последнем случае составляют примерно 24 дБ/м при том, что размеры шероховатостей в 70 раз меньше длины волны.

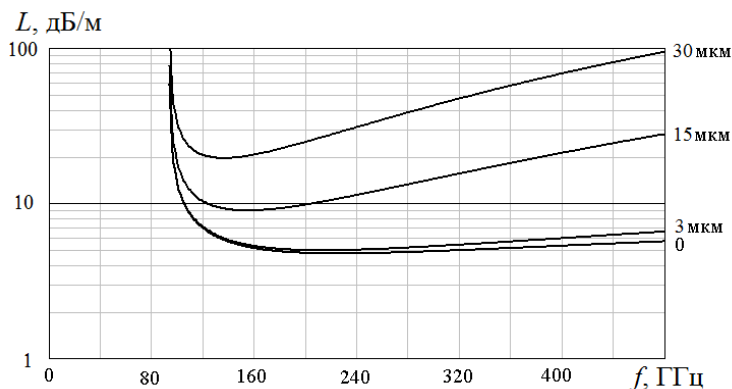


Рис.4. Зависимости от частоты погонных потерь прямоугольного волновода стандартного сечения 1,6/0,8 мм при разных R_{max}

4. Заключение

Таким образом, получены зависимости, позволяющие определить требования к качеству обработки поверхности узлов СВЧ и КВЧ тракта. Приведена зависимость от частоты максимальных размеров шероховатостей поверхности, при которых потери увеличиваются на допустимую величину.

Результаты проведенного исследования позволяют определить требования к качеству обработки внутренних поверхностей резонаторов, что особенно важно в КВЧ и терагерцовом диапазонах.

Источники финансирования и выражение признательности

Данные исследования были проведены в рамках государственного задания в сфере научно-исследовательской деятельности, проект № 3.1709.2014/К.

Список литературы

- [1] Чернушенко А.М., Меланченко Н.Е., Малорацкий Л.Г., Петров Б.В. – под ред. Чернушенко А.М. Конструкции СВЧ устройств и экранов// М. Радио и связь. 1983. 400 с.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] Крайнов В.В., Тудакова Н.М., Фролова И.Н. Особенности применения электроплазменной обработки// Труды НГТУ им. Р.Е. Алексеева. 2013. № 5. С. 25-30.

[5] Бирюков В.В., Раевский С.Б. Возможности использования экранированных волноводов в КВЧ диапазоне// Антенны. 2005. № 5. С. 29-32.

[6] Бирюков В.В., Раевский С.Б. Резонаторы СВЧ-, КВЧ-диапазонов с шероховатыми проводящими внутренними поверхностями// Антенны. 2006. № 5. С. 35-38.

References

[1] Chernushenko A. M., Melanchenko N. E. Maloratsky L. G., Petrov B. V. ed. by A. M. Chernushenko Konstrukcii SVCh ustroystv i jekranov [Design of microwave devices and screens] M. Radio I svyaz, 1983, 400 p. (In Russian).

[2] Yakimov A. N., Nazarov S. V. Ocenka dopustimoy sherohovatosti obrabotki tokone-sushhih poverkhnostej na SVCh [The estimation of the permissible roughness of the processing of the current-carrying surfaces at microwave frequencies] Proceedings of the international Symposium Reliability and quality, 2008, Vol. 2, P. 112 - 114. (In Russian).

[3] Sterekhova D. I., Trifanov I. V. Metody obespecheniya sherohovatosti na po-verhnosti kanalov volnovodov KVCh diapazona [Methods of providing roughness on the surface of the channel waveguides UHF range] Actual problems of aviation and cosmonautics, 2010, Vol. 1, No. 6, P. 293. (In Russian).

[4] Krainov V.V., Tudakova N.M., Frolova I.N. [Peculiarities of employing electric plasma treatment] Transactions of Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev, 2013, № 5, p. 25 - 30. (In Russian).

[5] Biryukov, V. V. and Raevskii, S. B. Vozmozhnosti ispol'zovaniya jekranirovannyh volnovodov v KVCh diapazone [The possibility of using shielded waveguides in the UHF range] Antennas, 2005, No. 5, Pp. 29 - 32. (In Russian).

[6] Biryukov V. V., Raevskii S. B. Rezonatory SVCh-, KVCh-diapazonov s sherohovatyimi provodjashchimi vnutrennimi poverkhnostjami [Resonators, microwave, UHF bands with rough inner conductive surfaces] Antennas, 2006, No. 5, Pp. 35 - 38. (In Russian).

Acknowledgements

This study was supported in part by the State Order in the field of scientific research activity, project no. 3.1709.2014/K.

The two-channel waveguide power combiner in the X- range of wavelengths

Sergey V. Garmash¹, Vladimir M. Gevorkyan², Yury A. Kazantsev²,
Andrey A. Kistchinsky¹

¹Microwave Systems JSC

11, Nignyaya Syromyatnicheskaya str., Moscow, 105120, Russian Federation
ak@mwsystems.ru ; sg@mwsystems.ru

²National Research University "Moscow Power Engineering Institute"

14, Krasnokazarmennaya st, Moscow 111250, Russian Federation
gvm@emc.mpei.ac.ru

Abstract: The results of designing waveguides power combiner with decoupling about minus 15 dB inputs channels and less then 0,3 dB insertion loss in the 8,15 ... 10,35 GHz frequency range with its transverse sizes limitation have been presented. These result is obtained with the application of resistance insertion into the region of articulation of power combiner waveguide channels.

Keywords: power adder; waveguides; channels decoupling; transverse size limitation; resistance insert; articulation of channels

Двухканальный волноводный сумматор мощности в X-диапазоне длин волн

¹Гармаш С.В., ²Геворкян В.М., ²Казанцев Ю.А., ¹Кищинский А.А.

¹АО «Микроволновые системы»

11, Нижняя Сыромятническая ул., г. Москва, 105120, Российская Федерация
ak@mwsystems.ru ; sg@mwsystems.ru

²Национальный исследовательский университет «МЭИ» г.Москва

14, Красноазарменная ул., г. Москва, 111250, Российская Федерация
gvm@emc.mpei.ac.ru

Аннотация: Представлены результаты проектирования сумматора мощности сигналов волноводных трактов, обладающего развязкой минус 15 дБ между подводящими каналами при вносимых потерях менее 0,3 дБ в полосе частот 8,15 ... 10,35 ГГц. Особенность проектируемого устройства заключается в ограничении его поперечных размеров. Результат получен с применением резистивного включения в области свертывания волноводных каналов сумматора.

Ключевые слова: сумматор мощности, волноводный тракт, развязка между каналами, ограниченные размеры, резистивное включение в области светления

1. Введение

Особенность сумматоров мощности заключается в зависимости режимов согласования на входах подводящих каналов от несинфазности или отличия в амплитудах сигналов в них. При синфазных сигналах в обоих подводящих каналах сумматора, каналы абсолютно развязаны. Однако при отличии сигналов в каналах, развязка каналов уменьшается, достигая в пределе – 6 дБ. При этом коэффициент передачи сигнала в канале светления (на выходе сумматора мощности) уменьшается в 4 раза, так как половина мощности сигнала распределяется пополам между соседним каналом и отраженной волной. КСВ во входном канале возрастает до 3.

Развязку каналов в волноводных линиях можно обеспечить на основе «двойного Т-моста», образованного ортогональным размещением линий [1], или с применением резистивных включений в виде поглощающих плёнок в волноводе светления [2] – обеспечивающем коллинеарное размещение всех волноводных каналов сумматора. В отличие от ортогонального варианта формирования развязывающего устройства, синтез развязки на основе резистивного включения основан на регрессионном анализе с применением численных методов.

2. Разрабатываемая модель сумматора

В работе рассматривается сумматор в виде симметричного Т-сочленения в E -плоскости под углом 180° (раздвоенный прямоугольный волновод), которое приведено на рис.1. Процесс проектирования сумматора с требуемыми параметрами состоит из трех этапов. На первом – с помощью математической модели формируется система симметричных каналов с переходами от волноводов со стандартными сечениями 23×10 мм на волноводы сечением 23×5 мм, причем каждый из трактов с сечением 23×5 мм имеет два изгиба на 90° в E -плоскости прямоугольного волновода, а также волновод светления сечением 23×10 мм. Процесс заключается в выборе числа и глубины ступеней волноводно-волноводного перехода, а также формировании зеркальных стенок угловых поворотов, удовлетворяющих следующему комплексу требований: передача из каждого из каналов в волновод светления соответствует $S_{13} = S_{23} = -6$ дБ, КСВ каналов 1 и 2 соответствует $S_{11} = S_{22} = -6$ дБ, а S_{33} не более – 20 дБ. Результат первого этапа иллюстрирует рис. 2.

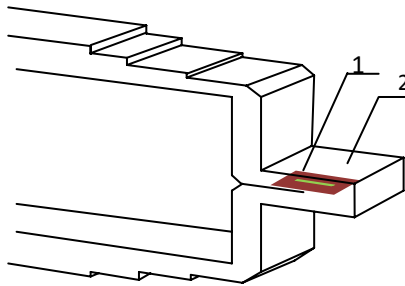


Рис. 1. Модель волноводного сумматора мощности
(1 – поглощающая вставка; 2 – волновод светления)

Fig. 1. Electrodynamic waveguide combiner model
(1 – absorbing insertion; 2 – output waveguide of power combiner)

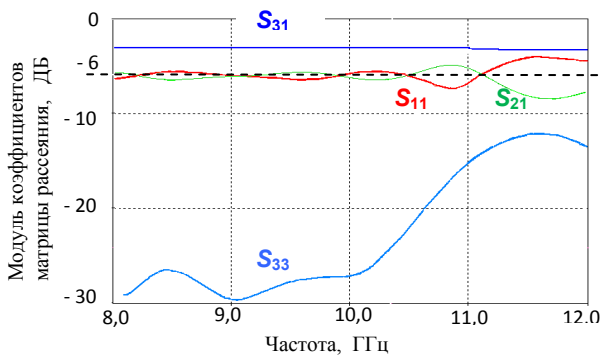


Рис. 2. Частотные зависимости S -параметров математической модели волноводного сумматора мощности. № 3 – волновод светления

Fig. 2. The S -parameters frequency dependence of electrodynamic waveguide combiner model.
Number 3 – output waveguide of power combiner

Полученные S -параметры реализуют сумматор синфазных сигналов, содержащий два тождественных согласованных входных канала и их светлитель. Это следует из результатов расчета коэффициента передачи сигнала в системе делитель/сумматор, образованной идентичными устройствами. В такой системе суммирование осуществляется без потерь, что указывает на практически абсолютную развязку входных волноводов

На втором этапе решается задача развязки входных волноводных трактов с помощью введения поглотителя в область их светления. Решение достигается в процессе синтеза и выражается кривыми на рис. 3.

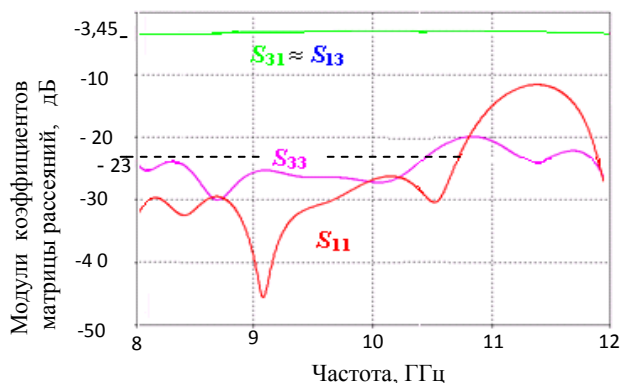


Рис. 3. Частотные зависимости S-параметров волноводного сумматора мощности с развязкой каналов

Fig. 3. The waveguides power combiner with decoupling inputs channels frequency dependence

Из анализа полученных частотных характеристик следует алгоритм сложения сигналов с развязкой каналов: минимальные потери сложения получаются при потерях 3 дБ передачи сигнала из каждого входного канала в волновод светления. Расчеты показывают, что развязку каналов достичь гораздо проще, чем обеспечить малые потери в канале суммирования. Замечено, что наряду с уменьшением потерь в коэффициентах передачи между входными каналами и выходным волноводом, потери в выходном канале при синфазных входных сигналах уменьшаются с уменьшением различия в коэффициентах передач из входных каналов в выходной.

В соответствии с этим, на третьем этапе проектирования (в процессе уточнения одинаковости входных волноводных каналов) решается задача минимизации потерь передачи синфазных сигналов при сохранении их развязки (см. рис. 4). Процесс минимизации потерь при суммировании синфазных сигналов сводится к малой коррекции геометрических размеров и проводимости поглощающих пленок на диэлектрической вставке в светвителе (рис. 1).

3. Экспериментальные результаты

Экспериментальная проверка полученных расчетных данных проведена на основе действующего макета с геометрическими размерами математической модели.

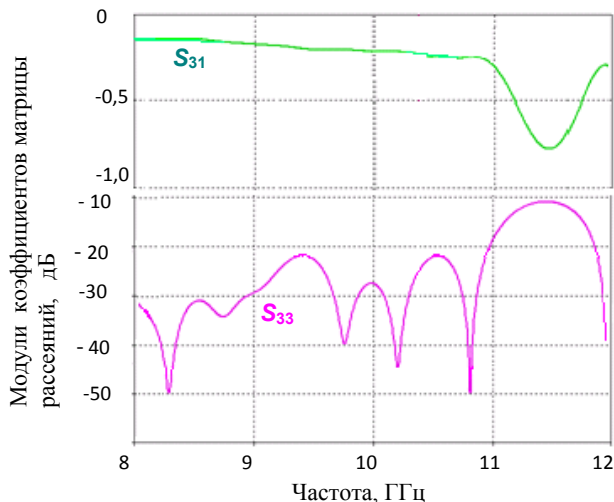


Рис.4. Частотные зависимости S-параметров волноводной системы делитель/сумматор мощности с развязкой каналов

Fig. 4. The waveguides power divider/combiner with decoupling inputs channels S-parameters frequency dependence

На рис. 5 приведены экспериментальные зависимости развязки каналов двухканального волноводного сумматора мощности и частотные зависимости коэффициентов стоячей волны на входах каналов. Сравнение расчетных и экспериментальных кривых указывает на удовлетворительное для инженерной практики соответствие уровней развязки каналов при противоположном характере поведения зависимости S_{21} . Кроме того, экспериментальные зависимости КСВ отличаются частотной неравномерностью и большими значениями, что связано с технологическими отличиями выполнения согласующих ступеней каналов относительно расчетных значений и отличий присоединителей. Интересно отметить, что при организации режима холостого хода на одном из каналов режим в другом канале практически не меняется.

В целом, проведенные исследования указывают на перспективность создания сумматоров/ делителей мощности рассмотренного типа.

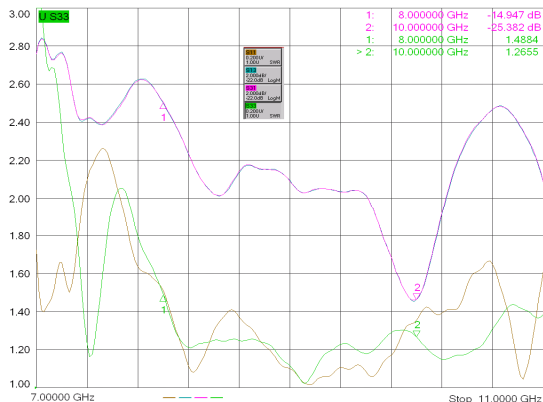


Рис.5. Частотные зависимости КСВ и развязки каналов сумматора мощности

Fig. 5. SWR and decoupling inputs channels waveguides power combiner frequency dependence

4. Заключение

Проведенный анализ подтвердил возможность проектирования компактного волноводного сумматора мощности сигналов, обладающего развязкой минус 15 дБ между подводимыми каналами при вносимых потерях менее 0,3 дБ в полосе частот 8,15 ... 10,35 ГГц.

В отсутствии специальных поглощающих вставок в области светления такие характеристики реализуются только в варианте суммирования синфазных сигналов, а при нарушении этого условия возрастают потери, сопровождающие сложение сигналов. В отсутствии сигнала в одном из каналов выходная мощность уменьшается в 4 раза относительно номинального режима.

Основным достоинством сумматора с развязкой каналов, обеспеченного применением специальной резистивной вставки, является сохранение развязки и в случае нарушения синфазности сигналов во входных каналах.

Полученные размеры согласующих ступеней и резистивных вставок двухканального сумматора позволяют создать сумматоры каналов кратные 2 за счет простого дублирования волноводных трактов.

Учитывая взаимность устройства, очевидно, оно может служить делителем мощности сигналов.

Аналогично можно осуществить проектирование таких устройств в соседних частотных областях.

Список литературы

- [1] Marcuvitz N. (ed.) Waveguide Handbook — New York: Dover Publications, 1965. — 428 p. — ISBN-10: 0863410588; ISBN-13: 978-0863410581.
- [2] Larry W. Epp, Daniel J. Hoppe, Abdur R. Khan, Scot L. Stride A High-Power Ka-Band (31–36 GHz) Solid-State Amplifier Based on Low-Loss Corporate Waveguide Combining. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, VOL. 56, NO. 8, August 2008.

References

- [1]] Marcuvitz N. (ed.) Waveguide Handbook — New York: Dover Publications, 1965. — 428 p. — ISBN-10: 0863410588; ISBN-13: 978-0863410581.
- [2] Larry W. Epp, Daniel J. Hoppe, Abdur R. Khan, Scot L. Stride A High-Power Ka-Band (31–36 GHz) Solid-State Amplifier Based on Low-Loss Corporate Waveguide Combining. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, VOL. 56, NO. 8, August 2008.

Development band-pass filters (PPF) on magnetostatic spin waves (MSW) in uhf and microwave bands with octave frequency tuning

Sergej M. Popina, Andrej S. Kudenko, Boris P. Simanchuk,
Anatolij V. Chechetin

Joint-Stock Company "FAZA"

9/7G Belorusskaya st., Rostov-on-Don,

344065, Russian Federation

Tel. +7(863) 254 95 88, E-mail: faza_f@mail.ru,

website: faza-don.ru

Abstract: Here we have the results of PPF development in the frequency range 0,8...18.0GHz (lettered version) with octave turning of the operating frequency. We studied the dependence of PPF parameters on the magnetization saturation ($4\pi Ms$) and structures thickness of the yttrium-iron garnet, the geometric dimensions of coplanar transducers, and the boundary conditions of the spread of MSW. Minimum and maximum achievable values of the bandwidths, the minimum losses and the level of outband barrier. We created magnetic systems (MS) that ensures linear turning of PPF frequency response in operating frequency range and parameters stability in the temperature range from minus 60°C to 85°C.

Keywords: turning filters of MSW, octave turning frequency range, bandwidth.

Разработка полосно-пропускающих фильтров (ППФ) на магнитостатических спиновых волнах (МСВ) в дециметровом и сантиметровом диапазонах с октавной перестройкой частоты

Попина С.М., Куденко А.С., Симанчук Б.П., Чечетин А.В.

НП ОАО «Фаза»

ул. Белорусская 9/7 Г, г. Ростов-на-Дону, 344065, Россия

Тел.: +7(863) 254 95 88; e-mail: faza_f@mail.ru, www.faza-don.ru

Аннотация: Представлены результаты разработки ППФ в диапазоне частот 0,8...18,0 ГГц (литерное исполнение) с октавной перестройкой рабочего диапазона частот. Исследована зависимость параметров ППФ в зависимости от намагниченности насыщения (4πMs) и толщины структур железо-иттриевого граната (ЖИГ), геометрических размеров копланарных преобразователей и граничных условий распространения МСВ. Определены минимально и максимально достижимые величины полос пропускания, минимальных потерь и уровня внеполосового заграждения. Проведены работы по созданию магнитных систем (МС), обеспечивающих линейную перестройку АЧХ ППФ в рабочем диапазоне частот и стабильность параметров в интервале температур от минус 60 °С до 85 °С.

Ключевые слова: перестраиваемые фильтры на МСВ, октавный диапазон перестройки частоты, полоса пропускания.

1. Введение

НП ОАО «Фаза» разработало и выпускает перестраиваемые ППФ на МСВ, в диапазоне частот 1,0... 18,0 ГГц с полосой пропускания от 10 МГц до 300 МГц. Заграждение вне полосы пропускания составляет не менее 60 дБ, минимальные потери в полосе пропускания – 3,0...6,0 дБ [1]. Однако рабочий диапазон частот таких фильтров не превышает 1000 МГц. Расширение рабочего диапазона частот за счет увеличения тока, подаваемого на катушки индуктивности, приводит к разогреву МС и ухудшению параметров ППФ.

Задача создания ППФ, работающих в диапазоне частот 0,8...18,0 ГГц и обеспечивающих октавную перестройку АЧХ, весьма актуальна.

2. Экспериментальные работы

В работе [2] было показано, что для создания ППФ с заданными параметрами необходимо:

- разработать преобразователи, которые создавая нужное магнитное поле СВЧ, эффективно преобразовывают электромагнитные волны в МСВ;
- применять магнитные системы, создающие в пространстве преобразования электромагнитных волн в МСВ статическое магнитное поле с определенной интенсивностью и топографией;
- подобрать намагниченность и размеры волноведущих структур ЖИГ таким образом, чтобы формировать заданные АЧХ фильтров.

Были проведены экспериментальные исследования по созданию ППФ, работающих в диапазоне частот 0,8...2,0 ГГц, 2,0...4,0 ГГц,

4,0...8,0 ГГц, 6,0...12,0 ГГц, 8,0...18,0 ГГц и др. Необходимо было определить минимально и максимально достижимые величины полосы пропускания по уровню минус 3 дБ от уровня минимальных потерь, величины внеполосового заграждения и минимальных потерь в полосе пропускания для каждой из литер.

В качестве преобразователей электро-магнитных волн в МСВ был выбран несимметричный копланарный преобразователь. Эксперименты, проведенные со структурами ЖИГ с $4\pi Ms$ равной 1750 Гс, показали, что он эффективно возбуждает спектр МСВ в сантиметровом диапазоне. Однако, на частотах ниже 4 ГГц наблюдается резкое увеличение потерь. В диапазоне 0,8...4,0 ГГц использовались легированные структуры ЖИГ с $4\pi Ms$ от 300 Гс до 1200 Гс. При уменьшении величины $4\pi Ms$ происходит сужение спектра магнитостатических волн. Так, максимальная полоса пропускания ППФ с волноведущей структурой ЖИГ с $4\pi Ms$ равной 300 Гс, работающего в диапазоне частот 0,8...2,0 ГГц, не превышает 80 МГц, минимальные потери – менее 6 дБ, а величина внеполосового заграждения была более 70 дБ (рис 1).

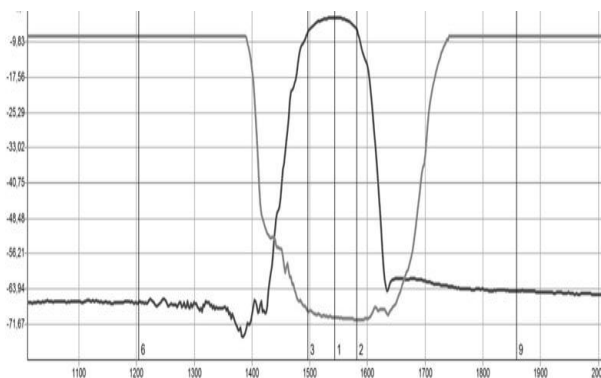


Рис. 1

Для создания ППФ работающего в диапазоне частот 2,0...4,0 ГГц использовали структуры ЖИГ с $4\pi Ms$ от 700 до 1000 Гс. Такой фильтр имел максимальную полосу пропускания равную 205 МГц, минимальные потери не превышали 5 дБ, а величина внеполосового заграждения была более 60 дБ.

Максимально достижимая полоса пропускания в 360 МГц была реализована при создании ППФ, работающих в диапазоне частот 4,0...8,0 ГГц на структурах ЖИГ с $4\pi Ms$ равной 1750 Гс. Минимальные потери не пре-

вышли 4,0 дБ, а величина внеполосового заграждения была более 60 дБ.

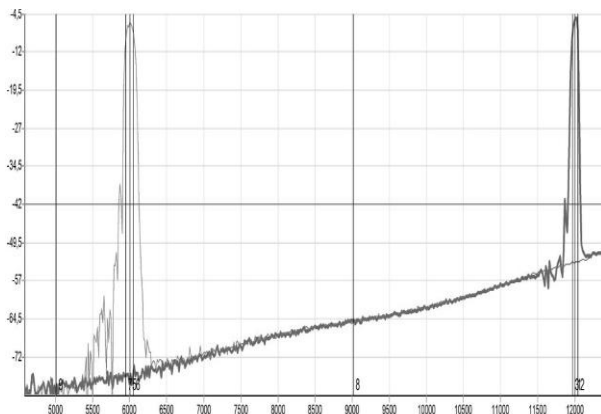


Рис.2

На рис. 2 показана АЧХ ППФ работающего в диапазоне частот 6,0...12,0 ГГц. Из анализа графика видно, что полоса пропускания при перестройке АЧХ в высокочастотную область уменьшается с 110 МГц на частоте 6 ГГц до 71 МГц на частоте 12,0 ГГц. А величина внеполосового заграждения уменьшается соответственно, с 74 дБ до 51 дБ. Величина минимальных потерь равнялась 6 дБ, а неравномерность минимальных потерь во всем диапазоне – не превышала 1 дБ. Для ППФ работающих в диапазоне частот 8,0...18,0 ГГц максимально достижимая полоса пропускания составляет порядка 150 МГц, а достижение величины внеполосового заграждения более 50 дБ вызывает большие затруднения.

Минимально достижимая полоса пропускания для каждой литеры составляет 10 МГц. Возможно дальнейшее уменьшение полосы пропускания до 3-5 МГц, за счет увеличения минимальных потерь. На рис.2 показана АЧХ ППФ в котором для увеличения величины внеполосового заграждения был применен металлический экран над копланарными преобразователями, который, устраняя переизлучения электромагнитных волн, увеличивает величину внеполосового заграждения на 10 дБ, а рост минимальных потерь не превышает 0,2...0,5 дБ.

Величина полосы пропускания ППФ зависит от толщины структуры ЖИГ, геометрических размеров копланарных преобразователей и расстояния между структурой ЖИГ и копланарным преобразователем. Настройка ППФ с требуемой полосой пропускания с точностью в ± 1 МГц реализуется подбором оптимальных значений толщины структуры ЖИГ, ее рас-

стояния до копланарного преобразователя и геометрических размеров копланарного преобразователя.

Полоса пропускания ППФ пропорциональна толщине структуры ЖИГ и обратно пропорциональна ширине антенн копланарного преобразователя. Настройка ППФ сводится к подъему структуры ЖИГ над копланарным преобразователем в магнитной системе на высоту от 150 до 250 мкм в зависимости от диапазона частот. При выполнении этой операции возможна двадцатипроцентная регулировка полосы пропускания без существенного ухудшения минимальных потерь и формы АЧХ.

3. Разработка специальных магнитных систем

Для создания ППФ, работающих в октавном диапазоне частот, необходимо разработать специальные МС, создающие однородное магнитное поле заданной величины при помощи постоянных магнитов и обеспечить большой диапазон его изменения при помощи катушек индуктивности. Основное требование к таким МС – минимальный объем области преобразования электромагнитных волн в МСВ, в котором возможно реализовать требуемые характеристики ППФ. Так, для создания ППФ работающего в диапазоне частот 8,0...18,0 ГГц объем МС составил 10х6х1,6 мм, где 1,6 мм – расстояние между постоянными магнитами. Созданный в этом диапазоне ППФ, имеет минимальные потери на частоте 8,0 ГГц – 3,9 дБ, на частоте 18,0 ГГц они составили 5,7 дБ, полоса пропускания, соответственно изменилась с 158 МГц до 83 МГц, а уровень внеполосового заграждения не превышал 43 дБ. Использование металлического экрана над копланарными преобразователями позволило увеличить внеполосовое заграждение до 56 дБ с отдельными выбросами до 52 дБ. Габаритные размеры ППФ 35х50х50 мм. Величина управляющего тока $I = 0,48$ А, $U = 11,6$ В.

Были проведены экспериментальные исследования по созданию ППФ работающих в интервале температур от минус 60 °С до 85 °С. Применение термомагнитных шунтов из хром-никелевых сплавов с разной температурой Кюри позволило реализовать величину температурного коэффициента центральной частоты не превышающую 0,1 МГц/°С. Для ППФ, в которых в качестве волноведущего элемента использовались легированные структуры ЖИГ, величина ТКЧ менее 0,1 МГц/°С достижима в меньшем интервале температур.

4. Заключение

В ходе проведения экспериментальных работ по созданию в диапазоне частот 0,8 ... 18,0 ГГц перестраиваемых ППФ на МСВ с октавной перестройкой частоты было сделано:

- определены минимально и максимально достижимые величины полос пропускания, минимальных потерь и уровень внеполосового заграждения для каждой из литер ППФ;
- исследована зависимость минимальных потерь, полосы пропускания, величины внеполосового заграждения и температурного коэффициента центральной частоты в зависимости от $4\pi Ms$, толщины структур железомитриевого граната, геометрических размеров копланарных преобразователей и граничных условий распространения МСВ;
- разработаны МС, позволяющие обеспечить стабильность параметров ППФ в интервале температур от минус 60 °С до 85 °С и линейную перестройку АЧХ в рабочем диапазоне частот с неравномерностью минимальных потерь не более 1 дБ;
- созданы экспериментальные образцы ППФ, работающие в диапазоне частот 0,8...2,0 ГГц; 2,0...4,0 ГГц; 4,0...8,0 ГГц; 6,0...12,0 ГГц; 8,0...18,0 ГГц.

Список литературы

- [1] www.faza-don.ru
- [2] Попина С.М., Симанчук Б.П., Спирин Л.А., Чечетин А.В.
Разработка малогабаритных полосно-пропускающих фильтров (ППФ) на магнитостатических спиновых волнах (МСВ) в сантиметровом диапазоне с механической перестройкой частоты с высоким уровнем внеполосового заграждения. (КрыМиКо 2010) Материалы конференции.

References

- [1] www.faza-don.ru
- [2] Popina S.M., Simanchuk B.P., Spirin L.A., Chechetin A.V. [Development of small-size pass-band filters (PBF) based on magnetostatic spin waves (MSW) in centimeter frequency band with a mechanical frequency tuning and a high level of out-of-band blocking]. (KryMiKo 2010) *Materialy konferencii*. (In Russian).

UHF band low-loss ladder highly selective bandpass surface acoustic wave filters in the SMD packages for AESA and radar applications

Michael P. Erofeev

Rostov Radio Research Institute,
Rostov on Don, 344038, Russian Federation

Abstract: Submitted by patented technical solution to get high (up to 90 dB), selectivity of ladder SAW bandpass filters with low insertion loss when mounted in a standard ceramic SMD package. The results of experimental and theoretical studies of the filter characteristics in the range of 100 - 3100 MHz are listed. The problems of the use of such filters in modern AESA radar and associated with their unwanted of interference echoes inherent in the transversal SAW filter are discussed.

Keywords: ladder SAW bandpass filters, high out-of-band rejection, SMD package, SAW filters for AESA radar.

Высокоизбирательные лестничные полосовые фильтры с малыми потерями на поверхностных акустических волнах УКВ диапазона в SMD корпусах для применения в АФАР и радиолокации

Ерофеев М.П.

ФГУП «РНИИРС»

Федеральное государственное унитарное предприятие
"Ростовский научно-исследовательский институт радиосвязи"
ул. Нансена, 130, Ростов-на-Дону, 344038, Россия
тел.: (863) 2508967

Аннотация: Представлено запатентованное техническое решение, позволяющее получить высокую (до 90 дБ) избирательность лестничных полосовых фильтров на ПАВ с малыми вносимыми потерями при их монтаже в стандартный керамический SMD корпус. Приведены результаты экспериментальных исследований характеристик фильтров в диапазоне 100 – 3100 МГц. Обсуждаются вопросы применения

таких фильтров в современных АФАР и радиолокации, связанные с отсутствием у них паразитных эхо-сигналов, присущих трансверсальным фильтрам на ПАВ.

Ключевые слова: лестничные полосовые фильтры на ПАВ, высокая внеполосная режекция, SMD корпус, применение фильтров ПАВ в АФАР и радиолокации.

1. Введение

Широко выпускаемые в настоящее время ФПАВ с малыми (менее 3 - 5 дБ) потерями строят с использованием ПАВ резонаторов с электрической, акустической или комбинированной связью и корпусируют в большинстве случаев в герметичный керамический корпус под поверхностный монтаж. Представляет интерес исследовать возможность получения фильтра с подавлением большим, чем 40 дБ, собранным в герметичный керамический SMD корпус.

Другая важная проблема – это возможность использовать ПАВ фильтры в трактах обработки сигналов в АФАР и радиолокационных системах. Кроме выполнения фильтром заданных требований к АФЧХ, для акустоэлектронных устройств важным является температурная стабильность и отсутствие ложных эхо-сигналов на выходе фильтра. Если температурная стабильность определяется выбором материала подложки и, в какой-то степени, нанесением термокомпенсирующих диэлектрических слоёв, то наличие и уровень эхо-сигналов зависит от типа и конструктивных особенностей фильтра. Существуют два типа ПАВ фильтров: минимально и неминимально-фазовые [6, 7]. К минимально-фазовым следует отнести все резонаторные фильтры, а к неминимально-фазовым - трансверсальные [7]. Достоинства трансверсальных фильтров – возможность сравнительно легко реализовать заданные АЧХ и ФЧХ без заметного усложнения конструкции, недостатки – высокие вносимые потери и наличие ложных эхо-сигналов из-за переотражений ПАВ между элементами акустического тракта. Резонаторные фильтры не столь гибки при проектировании, как трансверсальные (действительная и мнимая части функции передачи связаны преобразованием Гильберта), однако лишены эхо-сигналов и имеют небольшие вносимые потери и позволяют получать более узкие полосы пропускания.

2. Техническое решение

Наилучшие результаты по совокупности параметров в настоящее время у лестничных ПАВ фильтров, поэтому в дальнейшем рассмотрим только особенности их реализации. Общим недостатком ранее известных

конструктивных решений [2-5], является практическая невозможность получения высокого гарантированного затухания в полосе режекции фильтра при увеличении числа звеньев лестничного фильтра. Это связано с тем, что на высоких частотах земляные проводники параллельных резонаторов вносят заметный вклад в эквивалентную схему каждого резонатора, пренебрегать которым нельзя. Кроме того, при объединении нескольких земляных выводов параллельных резонаторов в один вывод, возникают связи, также ухудшающие внеполосную режекцию и даже приводящие к неравномерности в полосе пропускания фильтра.

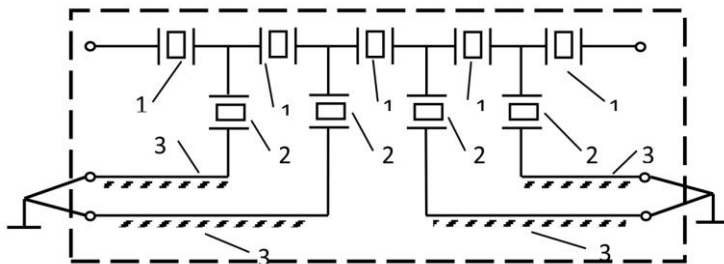


Рис. 1. Предлагаемый способ заземления резонаторов фильтра.
(1 - последовательные резонаторы, 2 – параллельные, 3 – отдельные земляные выводы).

Fig. 1. The proposed method of grounding filter resonators.
(1 corresponds to serial resonators, 2 – parallel, 3 – separate ground wires)

При численном анализе лестничных фильтров, собранных в керамический корпус, выяснилась сильная зависимость характеристик фильтров от характера заземления резонаторов параллельных ветвей фильтра. Поиск решения этой проблемы привёл к необходимости заземлять отдельно каждый резонатор желательнее за пределами корпуса и разделять земляные выводы входа и выхода фильтра [1].

Данное решение позволило получить в одном корпусе избирательность до 90 дБ на частоте 500 МГц. Предел избирательности фильтра, как оказалось, ограничен не только избирательностью ПАВ-структуры на подложке, но и материалом и конструкцией корпуса фильтра и платы, на которую монтируется фильтр. Как показал численный анализ, на частотах выше 2.5 – 3 ГГц становится проблемой получить избирательность выше 30 – 40 дБ, так как эту величину (и даже менее) имеет сам корпус. Однако на частотах примерно от 0.2 до 1 ГГц, где изоляция в корпусе высока, возможно получение избирательности до 90 дБ. На частотах ниже 100 – 150 МГц в стандартном корпусе не удаётся разместить достаточное количество звеньев фильтра, и гарантированная режекция ограничена числом звеньев лестничной структуры ПАВ-фильтра (порядка 35 – 45 дБ).

3. Практические результаты

Функции передачи, измеренные в 50-омном тракте, лестничных фильтров диапазона 0.3 – 3.1 ГГц, выполненных согласно предлагаемому способу заземления параллельных резонаторов, представлены на Рис. 2-4.

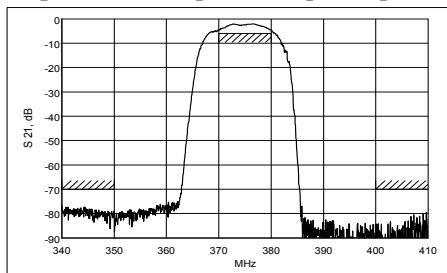


Рис. 2. Частотная характеристика лестничного ПАВ фильтра 375 МГц в корпусе 5x11.4 мм.

Fig. 2. Ladder SAW 375 MHz filter frequency response in the 5x11.4 mm package

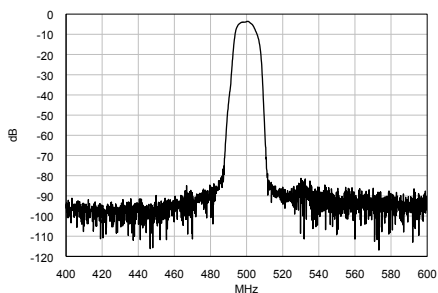


Рис. 3. Частотная характеристика лестничного ПАВ фильтра 500 МГц в корпусе 5x7 мм.

Fig. 3. Ladder SAW 500 MHz filter frequency response in the 5x7 mm package

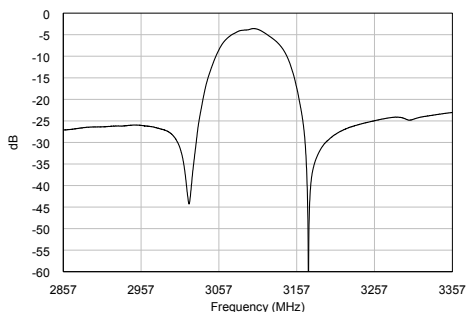


Рис. 4. Частотная характеристика лестничного ПАВ фильтра 3100 МГц в корпусе 3x3 мм.

Fig. 4. Ladder SAW 3100 MHz filter frequency response in the 3x3 mm package

Из частотных характеристик ПАВ фильтров, представленных на рис. 2 - 4, следует, что, применяя предлагаемый способ заземления резонаторов фильтра, возможно получить гарантированное подавление вне полосы пропускания 70 – 90 дБ в диапазоне частот примерно 300-600 МГц. Вне этого диапазона гарантированное подавление вне полосы пропускания ограничивается корпусом: в нижней части диапазона – габаритами, ограничивающими число звеньев фильтра; в верхней – электромагнитной развязкой самого корпуса.

Исследуем теперь временные характеристики фильтров с целью обнаружения ложных сигналов, ограничивающих применение в АФАР и радиолокации. На рис. 5 представлены типичные характеристики лестничных фильтров во временной области. Можно сделать вывод, что временные характеристики исследованных лестничных ПАВ фильтров не имеют выраженных эхо-сигналов и монотонно спадают по времени, отсутствуют эхо-сигналы с задержкой, большей основной задержки фильтра. Однако могут присутствовать сигналы прямого прохождения со входа на выход (с нулевой задержкой), при неудачном корпусировании, например.

Для сравнения на рис.6 приведена характеристика специально разработанного с подавлением эхо-сигналов трансверсального фильтра на ПАВ, где эхо-сигналы тем не менее, ярко выражены: видны сигналы прямого и тройного прохождения, обусловленные наличием акустической линии задержки между входом и выходом фильтра и отражения от элементов конструкции фильтра.

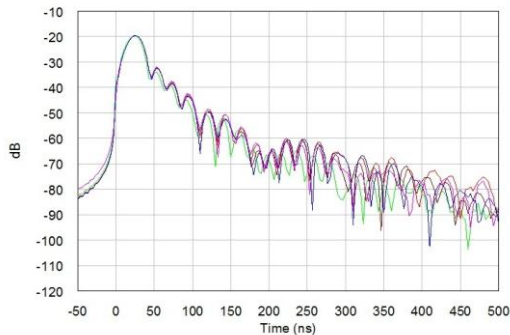


Рис. 5. Временная характеристика лестничного ПАВ фильтра 1000 МГц в корпусе 3х3 мм (5 шт.).

Fig. 5. Ladder SAW filter time response 1000 MHz in the 3x3 mm package (5 pc.)

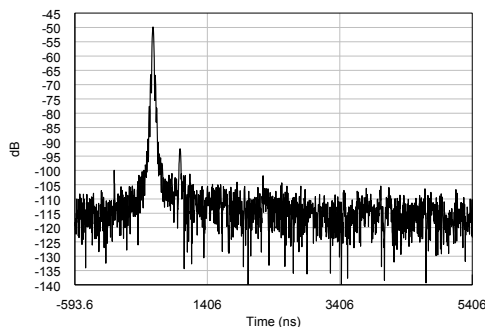


Рис. 6. Временная характеристика трансверсального ПАВ фильтра 140 МГц с полосой 30 МГц, в корпусе 5x11.4 мм.

Fig. 6. Transversal SAW 140 MHz bandpass 30 MHz filter time response in the 5x11.4 mm package

Таким образом, можно сделать вывод, что временные характеристики исследованных лестничных ПАВ фильтров не имеют выраженных эхо-сигналов и монотонно спадают по времени. Временные характеристики трансверсальных ПАВ фильтров отличаются: присутствуют эхо-сигналы. Принятие специальных мер по их подавлению (поглотителей, рассеивателей, отражателей) значительно усложняет конструкцию фильтра и не позволяет полностью избавиться от ложных сигналов.

4. Заключение

В работе представлено запатентованное техническое решение, позволяющее получить высокую (до 90 дБ) избирательность (внеполосную режекцию) лестничных полосовых фильтров на ПАВ с малыми вносимыми потерями при их монтаже в стандартный керамический SMD корпус. Приведены результаты экспериментальных и теоретических исследований характеристик фильтров в диапазоне 100 – 3100 МГц и нагрузке 50 Ом.

Показано, что минимально-фазовые ПАВ фильтры, в частности, лестничные фильтры на ПАВ резонаторах, не имеют паразитных эхо-сигналов во временной области, которые характерны для неминимально-фазовых (трансверсальных) фильтров на ПАВ. Это даёт возможность применять их в трактах АФАР и радиолокации без опасения получить ложные отклики.

Список литературы

[1] Ерофеев М.П. Патент RU 2 457 614 C1 Лестничный фильтр с повышенной избирательностью, 21.04.2011.

- [2] Ikata O., Miyashita T., Matsuda T., Nishihara T., and Satoh Y. Development Of Low-Loss Band-Pass Filters Using Saw Resonators For Portable Telephones. 1992 Ultrasonics Symposium, p. 111-115.
- [3] US Patent No.: 6 242 991 B1, Int. Cl. H03H 9/64, Jun. 5, 2001
- [4] Omori T., Matsuda K., Sugama Y., Tanaka Y., Hashimoto K. and Yamaguchi M. Suppression of Spurious Responses for Ultra-Wideband and Low-Loss SAW Ladder Filter on a Cu-grating/15°YX-LiNbO₃ Structure:proc.IEEE Ultrasonics Symposium. 2006 - pp. 1874 - 1877.
- [5] US Patent No.: 6 150 904 , Int. Cl. H03H 9/64, Nov. 21, 2000
- [6] Босый Н.Д. Электрические фильтры. Киев: ДТБУ, 1955 г. 518 с.
- [7] Morgan D. Surface Acoustic Wave Filters With Applications to Electronic Communications and Signal Processing. Elsevier, 2007 г. 423 с.

References

- [1] Erofeev M.P. Patent RU 2 457 614 C1 Ladder filter with increased out-of-band rejection, 21.04.2011.
- [2] Ikata O., Miyashita T., Matsuda T., Nishihara T., and Satoh Y. Development Of Low-Loss Band-Pass Filters Using Saw Resonators For Portable Telephones. 1992 Ultrasonics Symposium, p. 111-115.
- [3] US Patent No.: 6 242 991 B1, Int. Cl. H03H 9/64, Jun. 5, 2001
- [4] Omori T., Matsuda K., Sugama Y., Tanaka Y., Hashimoto K. and Yamaguchi M. Suppression of Spurious Responses for Ultra-Wideband and Low-Loss SAW Ladder Filter on a Cu-grating/15°YX-LiNbO₃ Structure:proc.IEEE Ultrasonics Symposium. 2006 - pp. 1874 - 1877.
- [5] US Patent No.: 6 150 904 , Int. Cl. H03H 9/64, Nov. 21, 2000
- [6] Bosyi N.D. Electrical Filters. Kiev: DTVU, 1955 г. 518 с.
- [7] Morgan D. Surface Acoustic Wave Filters With Applications to Electronic Communications and Signal Processing. Elsevier, 2007 г. 423 с.

Three-channel coupler with dual tunability based on laterally coupled multiferroic structure

Andrey A. Grachev¹, Aleksander V. Sadovnikov¹, Evgeniy N. Beginin¹

¹Saratov State University n.a. N.G. Chernyshevsky

Saratov, 410012, Russian Federation

Stig133@gmail.com

Abstract: The possibility of fabrication of three-channel coupler of electromagnetic spin waves in laterally coupled multiferroic structures of finite width was shown. The structure is consist of three thin-film magnetic microwaveguides with the ferroelectric load. The possibility of control of a length of electromagnetic pumping of spin waves with changing intensity of the constant electric field applied to the ferroelectric layer, and by varying the external magnetic bias field was shown. The possibility of dual tunability of proposed coupler was shown using finite element simulation.

Keywords: spin waves, yttrium-iron garnet film, coupler

Трёхканальный ответвитель с двойным управлением на основе латерально связанной мультиферроидной структуры

¹Грачев А.А., ¹Садовников А.В., ¹Бегинин Е. Н.

¹Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского

г. Саратов, 410012, Российская Федерация

stig133@gmail.com

Аннотация: В данной работе показана возможность создания трёхканального ответвителя электромагнитных спиновых волн в латерально связанных мультиферроидных структурах конечной ширины. Структура образована из трех тонкоплёночных магнитных микроволноводов с сегнетоэлектрической нагрузкой. Показана возможность управления длиной перекачки электромагнитных спиновых волн при изменении напряженности постоянного электрического поля, приложенного к слою сегнетоэлектрика, и путем изменения величины внешнего поля подмагничивания. Построены карты режимов, демонстрирующие возможности двойного управления длиной перекачки.

Ключевые слова: спиновые волны, плёнки железо-иттриевого граната, ответвитель.

1. Введение

В последнее время большой интерес представляет исследование волноведущих слоистых структур типа феррит-сегнетоэлектрик (ФС), демонстрирующих электронную перестройку за счет изменения величины приложенного внешнего постоянного электрического и магнитного поля [1]. Большое число работ посвящено исследованию устройств на основе слоистых феррит-сегнетоэлектрических структур, состоящих из ферромагнитной пленки, например, железо-иттриевого граната (ЖИГ) [2] и сегнетоэлектрических слоев, например, титаната бария-стронция [3]. Активно обсуждается возможность использования феррит-сегнетоэлектрических структур для создания перестраиваемых электрическим полем фазовращателей, работающих в сверхвысокочастотном (СВЧ) диапазоне [4], фильтров, линий задержки и резонаторов [5]. Среди исследуемых структур можно выделить два основных типа — резонансные (фильтры) и волноведущие (волноводы, линии задержки, ответвители мощности). В последних управление характеристиками распространяющихся волн осуществляется путем изменения эффективной диэлектрической и магнитной проницаемости слоистой структуры при помощи вариации внешних электрического и магнитного полей, соответственно. Это приводит к изменению дисперсионных характеристик волн, распространяющихся в структуре [6]. Также экспериментально показано, что связь между электрической и магнитной подсистемами дает возможность изменять диэлектрические свойства слоя сегнетоэлектрика с помощью для слоистых ФС структур [7, 8], однако связанные ФС структуры в настоящий момент исследованы недостаточно подробно.

В данной работе при помощи метода конечных элементов проведен расчет электродинамических характеристик электромагнитных спиновых волн (ЭМСВ), распространяющихся в латерально связанных мультиферроидных структурах конечной ширины. Показано, что возбуждение в спектре мод волн, распространяющихся в сегнетоэлектрическом слое, высших типов поперечных мод приводит к сильной гибридизации симметричных и антисимметричных мод латерально связанной структуры, что обуславливает возможность трансформации дисперсионных характеристик мультиферроидной структуры при изменении величины электрического поля, приложенного к слою сегнетоэлектрика. Показана возможность использования предлагаемой структуры в качестве управляемого ответвителя мощности в СВЧ диапазоне длин волн.

2. Исследуемая модель

Рассматриваемая структура представляла собой подложку из галлий-гадолиниевого граната толщиной $t = 200$ мкм, шириной $w = 800$ мкм и длиной 4000 мкм. На подложке располагалась система, состоящая из трёх латерально связанных ЖИГ волноводов, толщиной 10 мкм, шириной $w_1 = 200$ мкм и длиной 4000 мкм, на ЖИГ волноводах расположен сегнетоэлектрический слой, имеющий толщину 200 мкм, ширину 800 мкм и длину 4000 мкм. Схематическое изображение расчётной области представлено на рис.1. На данном рисунке введены следующие обозначения: GGG – подложка галлий-гадолиниевого граната, FE – сегнетоэлектрический слой.

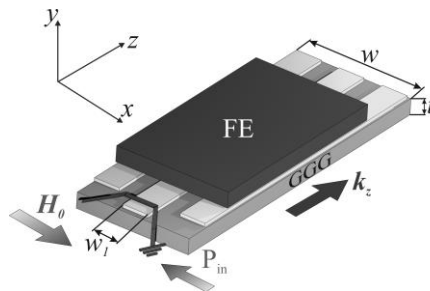


Рис. 1. Схема рассматриваемой структуры.

Fig. 1. Scheme of the structure

Численное моделирование проводилось методом конечных элементов (МКЭ) [9]. Рассматривается распространение поверхностной волны в пленке в направлении оси z . Величина внешнего магнитное поля H_0 , направленного вдоль положительного направления оси x составляет 1200 Э. В качестве сегнетоэлектрического слоя применялся материал ВК-8 со значением диэлектрической проницаемости $\varepsilon = 8000$.

3. Практические результаты

На рис.2 изображено распределение E_x компоненты поля ЭМСВ в исследуемой структуре. Видно что, из-за ограничения в поперечном направлении каждого ЖИГ-волновода спектр собственных мод ЭМСВ в латерально связанной структуре состоит из симметричных, асимметричных и несимметричных мод. Для симметричной моды в обоих волноводах поперечные компоненты электрических и магнитных полей имеют одинаковое направления, для антисимметричной моды – компоненты на боко-

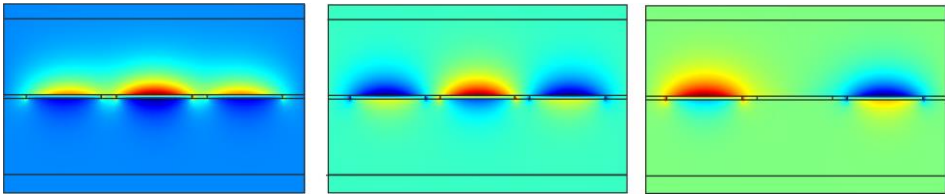


Рис. 2. Распределение электрического поля в связанной структуре.

Fig. 2. Electric field distribution in the coupled structure

вых волноводах имеют одинаковые направление, а на центральном волноводе противоположное, а для несимметричной – компоненты на боковых волноводах имеют противоположное направление, а на центральном волноводе компоненты равны нулю. Был произведён расчёт дисперсионных характеристик первых двух симметричных и антисимметричных мод связанной структуры, в случае наличия сегнетоэлектрического слоя, когда диэлектрическая проницаемость сегнетоэлектрического слоя полагалась равной $\epsilon_{\text{сэ}}=8000$, и без него. Результаты данного расчёта приведены на рис. 3. Известно, что в результате гибридизации в слоистой структуре распространяется электромагнитная волна, имеющая свойства как электромагнитных, так и спиновых волн [5,6]. Видно, что влияние сегнетоэлектрической нагрузки приводит к увеличению значений продольного волнового числа, при этом наблюдается пересечение дисперсионных характеристик гибридизированных симметричной и антисимметричной мод.

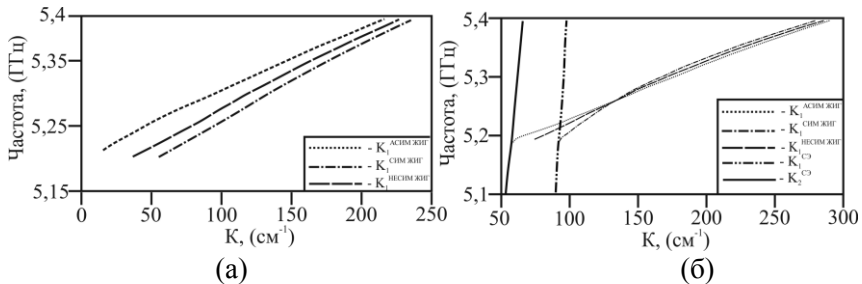


Рис. 3. Дисперсионные характеристики первых собственных мод ЭМСВ для структуры с сегнетоэлектрическим слоем (а) и для структуры без сегнетоэлектрика (б).

Fig. 3. The dispersion characteristics of the first eigenmode EMSW for structures with ferroelectric layer (a) and to the structure without the ferroelectric (b)

На рис. 4 показан результат численного моделирования процесса перекачки мощности в рассматриваемой структуре при возбуждении центрального волновода. Возбуждалась первая поперечная мода ферритовых микроволноводов. При этом величина диэлектрической проницаемости

сегнетоэлектрического слоя полагалась равной $\epsilon_{\text{сэ}}=7000$. Видно, что в результате перекачки, энергия из центрального волновода в два боковых и на выходе выходит из одного центрального канала. При увеличении величины диэлектрической проницаемости сегнетоэлектрического слоя до значения $\epsilon_{\text{сэ}}=7500$ длина перекачки мощности увеличивается и сигнал выходит из трёх каналов. При дальнейшем увеличении величины диэлектрической проницаемости сегнетоэлектрического слоя до значения $\epsilon_{\text{сэ}}=8000$, наблюдается режим, когда сигнал выходит из двух боковых каналов. Поскольку величина диэлектрической проницаемости слоя ВК-8 изменяется при приложении внешнего постоянного электрического поля, то предлагаемая структура может быть использована в качестве управляемого ответвителя мощности.

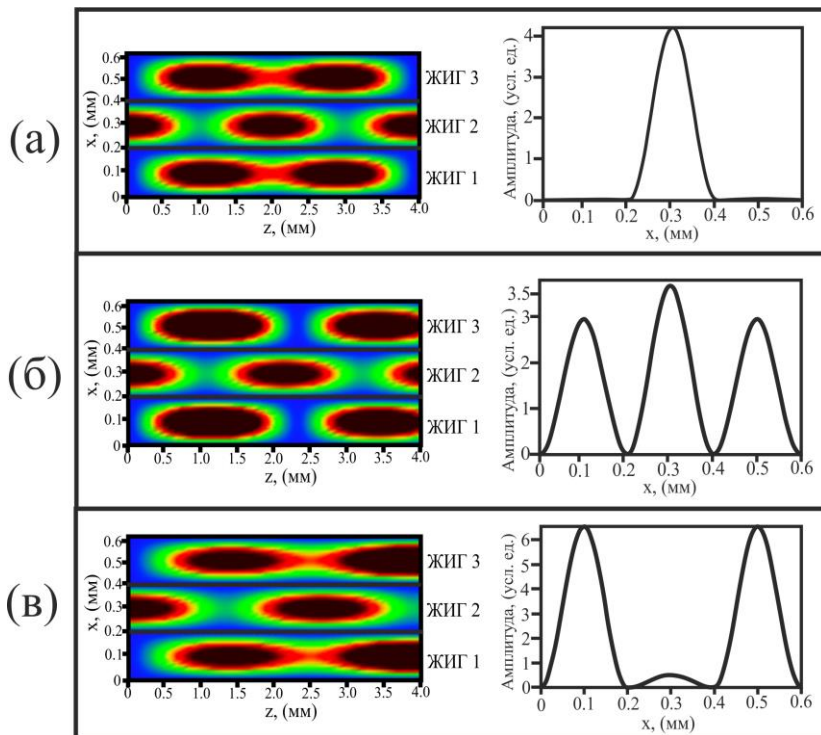


Рис. 4. Результат расчета распространения первой и второй поперечных мод ЭМСВ в латерально связанной структуре при различных значениях величины диэлектрической проницаемости слоя сегнетоэлектрика.

Fig. 4. The result of the calculation of the spread of the first transverse EMSW modes in laterally coupled structure with different values of the dielectric constant of the ferroelectric layer

4. Заключение

Таким образом, методом конечных элементов проведен расчет электродинамических характеристик ЭМСВ в системе трёх латерально связанных ЖИГ-волноводов с сегнетоэлектрической нагрузкой. Построены дисперсионные характеристики, исследовано распределение полей собственных мод ЭМСВ. Проведен расчет спектра собственных мод латерально связанной структуры и проведена оценка эффективности гибридизации для первых поперечных мод. В численном эксперименте показана возможность управления длиной перекачки ЭМСВ при изменении напряженности постоянного электрического поля. Показана возможность управления периодом перекачки в рассматриваемой структуре.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ (16-37-60093, 16-37-00217, 16-29-14021, 16-02-00789) и стипендии (СП-313.2015.5) и гранта Президента РФ (МК-5837.2016.9).

Список литературы

- [1] Ozgur U., Alivov Y., Morkoc H. Microwave ferrites, part 2: passive components and electrical tuning // J. Mater. Sci : Mater. Electron. 2009. V. 20, № 10. P. 911–952.
- [2] Никитов С.А., Калябин Д.В., Лисенков И.В., Барабаненков Ю.Н., Осокин С.А., Садовников А.В., Бегинин Е.Н., Морозова М.А., Шараевский Ю.П., Филимонов Ю.А., Хивинцев Ю.В., Высоцкий С.Л., Сахаров В.К., Павлов Е.С. Магноника - новое направление спинтроники и спинволновой электроники // УФН, 2015. Т. 185, № 10, с. 1099-1128.
- [3] Sadovnikov A.V., Beginin E.N., Bublikov K.V., Grishin S.V., Sheshukova S.E., Sharaevskii Yu.P., and Nikitov S.A. Brillouin light scattering study of transverse mode coupling in confined YIG/BST multiferroic // J. Appl. Phys. 2015. V. 118, P. 203906.
- [4] Никитин А. А., Устинов А. Б., Семенов А. А., Калинин Б. А. Планарный тонкопленочный феррит-сегнетоэлектрический СВЧ-фазовращатель // Письма в ЖТФ. 2014. Т. 40, вып. 7. С. 1–7.
- [5] Nan C., Bichurin M.I., Dong S., et al. Multiferroic magnetoelectric composites: historical perspectives, status and future directions. // J. Appl. Phys. 2008. V. 103. P. 031101
- [6] Бубликов К.В., Садовников А.В., Бегинин Е.Н., Шараевский Ю.П., Никитов С.А. Влияние металла на характеристики поперечных мод гибридных волн в слоистой структуре феррит-сегнетоэлектрик.// Письма в ЖТФ, 2016, том 42, вып. 9 С. 88-96.
- [7] Semenov A. A., Karmanenko S. F., Demidov V. E., Kalinikos B. A., Srinivasan G. et al. Ferrite-ferroelectric layered structures for electrically and magnetically tunable microwave resonators// Appl. Phys. Lett. 2006. V. 88, 033503.
- [8] Садовников А.В., Бубликов К.В., Бегинин Е.Н., Шешукова С. Е., Шараевский Ю.П., Никитов С.А. Невзаимное распространение гибридных электромагнитных волн в слоистой структуре феррит-сегнетоэлектрик конечной ширины. // Письма в ЖТФ. 2015. Том 102. Вып. 3. С. 167-172.

[9] Садовников А.В., Рожнёв А.Г. Моделирование распространения магнитостатических волн в одномерных магнанных кристаллах // Известия высших учебных заведений. Прикладная нелинейная динамика. 2012. Т. 20, №. 1. С. 143–159.

References

- [1] Ozgur U., Alivov Y., Morkoc H. Microwave ferrites, part 2: passive components and electrical tuning. *J. Mater. Sci. : Mater. Electron.* 2009. V. 20, № 10. P. 911–952.
- [2] Nikitov S.A., Kalyabin D.V., Lisenkov I.V., Slavin A.N., Barabanenkov Yu.N., Osokin S.A., Sadovnikov A.V., Beginin E.N., Morozova M.A., Sharaevsky Yu.P., Filimonov Yu.A., Khivintsev Yu.V., Vysotsky S.L., Sakharov V.K., Pavlov E.S. Magnonics: a new research area in spintronics and spin wave electronics. *UFN*, 2015. V. 185, № 10, P. 1099–1128.
- [3] Sadovnikov A.V., Beginin E.N., Bublikov K.V., Grishin S.V., Sheshukova S.E., Sharaevskii Yu.P., and Nikitov S.A. Brillouin light scattering study of transverse mode coupling in confined YIG/BST multiferroic. *J. Appl. Phys.* 2015. V. 118, P. 203906.
- [4] Nikitin A. A., Ustinov A. B., Semenov A. A., Kalinikos B. A. A microwave phase shifter based on a planar ferrite-ferroelectric thin-film structure. *Technical Physics Letters* 2014. V. 40, P. 1–7.
- [5] Nan C., Bichurin M.I., Dong S., et al. Multiferroic magnetoelectric composites: historical perspectives, status and future directions. *J. Appl. Phys.* 2008. V. 103. P. 031101
- [6] Bublikov K.V., Sadovnikov A.V., Beginin E.N., Sharaevskii Yu.P., Nikitov S.A. The influence of a metal on transverse characteristics of hybrid waves in a layered ferrite–ferroelectric structure. *Technical Physics Letters*, 2016, V 42, №.5 P. 486–490.
- [7] Semenov A. A., Karmanenko S. F., Demidov V. E., Kalinikos B. A., Srinivasan G. et al. Ferrite-ferroelectric layered structures for electrically and magnetically tunable microwave resonators. *Appl. Phys. Lett.* 2006. V. 88, 033503.
- [8] Sadovnikov A.V., Bublikov K.V., Beginin E.N., Sheshukova S. E., Sharaevskii Yu.P., Nikitov S.A. Nonreciprocal propagation of hybrid electromagnetic waves in a layered ferrite–ferroelectric structure with a finite width. *JETP Letters*. 2015. V 102. №. 3. P. 142–147.
- [9] Sadovnikov A.V., Rozhnev A.G. Numerical modelling of magnetostatic waves propagation in 1D magnonic crystal. *Appl. Nonlinear Dyn.* 2012. V. 20, №. 1. P. 143–159.

Acknowledgements

This work was supported by RFBR grant (16-37-60093, 16-37-00217, 16-29-14021, 16-02-00789) and scholarships (SP-313.2015.5) and grant (MK-5837.2016.9) of President of Russian Federation.

Application of MEMS technology in the design of microwave variable attenuators

Alexander S. Tatarenko¹, Marina A. Khavanova¹, Mirza I. Bichurin¹,
Arkady E. Kukushkin¹

¹Yaroslav-the-Wise Novgorod State University
Veliky Novgorod, 173003, Russian Federation
alexandr.tatarenko@novsu.ru

Abstract: The report presents the results of microelectromechanical systems research in the microwave region. MEMS technology allow to design variable attenuators with linear characteristics and a large number of discrete levels. The level of input power of considered attenuators can achieve several watts and the range of attenuation is 35-40 dB for two-section attenuators, and 60 dB or more for multi-section attenuators.

Keywords: microelectromechanical systems, microwave attenuators.

Применение МЭМС технологий при разработке переменных СВЧ аттенюаторов

¹Татаренко А.С., ¹Хаванова М.А., ¹Бичурин М.И., ¹Кукушкин А.Е.

¹Новгородский государственный университет им. Ярослава Мудрого
г. Великий Новгород, 173003, Российская Федерация
alexandr.tatarenko@novsu.ru

Аннотация: В докладе представлены результаты исследований микроэлектромеханических систем в диапазоне СВЧ. МЭМС технологии позволяют разрабатывать переменные аттенюаторы с линейными характеристиками и большим количеством дискретных уровней. Уровень входной мощности рассматриваемых аттенюаторов достигает нескольких ватт при диапазоне изменения ослабления 35-40 дБ для двухсекционных и 60 и более для многосекционных устройств.

Ключевые слова: микроэлектромеханические системы, СВЧ аттенюаторы.

1. Введение

Общая тенденция как отечественной, так и зарубежной электронной техники в последние годы – повышение надежности, расширение диапазона рабочих частот, увеличение коммутируемой мощности.

Переменные аттенюаторы на рпн-диодах и полевых транзисторах имеют ряд существенных недостатков, в частности большие вносимые по-

тери, низкий уровень коммутируемой мощности недостаточный для современных устройств, а также низкое соотношение сопротивлений изоляции во включённом и выключенном состояниях.

Эти задачи, при реализации переменных аттенуаторов, можно решить, применяя принципиально новые микроэлектромеханические системы (МЭМС), соответствующие мировому уровню, которые обладают высокой надежностью; более широким диапазоном рабочих частот (до 40 ГГц); незначительным вносимыми потерями (в 2-3 раза ниже в сравнении с существующими полупроводниковыми ключами); улучшенными массогабаритными характеристиками; высокой технологичностью производства за счет совместимости его с существующими технологическими процессами изготовления цифровых и СВЧ интегральных схем.

2. Классификация переменных аттенуаторов

По способу изменения ослабления разрабатываемые аттенуаторы можно разделить на три группы: фиксированное значение ослабления; дискретное изменение уровня ослабления; плавное изменение уровня ослабления. При проектировании аттенуаторов применяется базовое построение по Т или П-образным схемам. Аттенуаторы с плавным изменением строятся на классических Т или П-образных схемах. Для достижения необходимого уровня ослабления применяется один или несколько каскадов. В качестве активных поглощающих элементов применяются широкополосные рpn-диоды или полевые транзисторы с управляемым смещением. Управление ослаблением осуществляется изменением реактивного сопротивления диода. При проектировании аттенуаторов с плавным изменением ослабления в широкой полосе частот возникает необходимость обеспечения одновременного изменения импедансов нескольких сосредоточенных элементов так, чтобы коэффициент ослабления монотонно изменялся в больших пределах, а коэффициенты отражения от входа и выхода изменялись незначительно. Для решения этой задачи в состав аттенуатора включают узел линеаризатора с одним аналоговым входом (для управления током или напряжением) и необходимым числом выходных, подключаемых к управляемым элементам. Лучшие модели линеаризаторов позволяют уменьшить погрешность отклонения от линейности до 3–5% от наибольшего ослабления. Однако надо иметь в виду, что энергопотребление линеаризаторов как отдельных аналоговых узлов достаточно велико. К тому же, в результате их применения снижается быстродействие по цепи управления.

Аттенюаторы с дискретным управлением состоят из нескольких переключаемых или подключаемых каскадов, выполненных по Т или П-типа схемам. В качестве пассивных элементов в каскадах применяются резисторы или конденсаторы. Переключение уровней осуществляется аналоговым или цифровым сигналом. По типу управляющего элемента дискретные аттенюаторы можно разделить на электронные и электромеханические.

В электронных аттенюаторах применяются полупроводниковые ключи - рпн-диоды или СВЧ транзисторы, обеспечивающие время переключения между уровнями от десятков наносекунд до единиц микросекунд. Недостатками данных аттенюаторов являются более низкие уровни входной мощности и высокие вносимые потери.

Электромеханическое управление осуществляется системой реле. Время переключения между дискретными уровнями составляет от единиц до десятков миллисекунд. Установка заданного значения обеспечивается двоичным кодом. Недостатками данного типа аттенюаторов являются низкая скорость переключения – от единиц до десятков миллисекунд и большие массогабаритные характеристики. Однако эти недостатки компенсируются высокими уровнями входной мощности и малыми вносимыми потерями.

На смену устаревшим электромеханическим реле пришла новая технология – микроэлектромеханические системы. Эта технология позволяет разрабатывать МЭМС ключи со временем срабатывания порядка единиц микросекунд. МЭМС переключатели способны выполнять те же функции что и электромеханические реле, но изготавливаются в миниатюрном формате посредством технологии микрообработки, отличаются высокой скоростью переключения и повышенной надежностью.

3. Сравнение управляющих аттенюаторов

В аттенюаторах применяются ключи трех типов: электромеханические, полупроводниковые и МЭМС. Электромеханические переключатели превосходят все остальные по коммутируемой мощности – до нескольких киловатт на частоте 1 ГГц, имеют потери 0.1–0.3 дБ и изоляцию сигнала 60–80 дБ. Но при этом электромеханические коммутаторы имеют высокую потребляемую мощность – до 10 Вт и высокое время переключения 1–100 мс, и относительно низкий срок службы – порядка 1 млн. циклов. В Таблице 1 приведены сравнительные характеристики переключателей. Из таблицы видно, что МЭМС переключатели имеют преимущества перед твердотельными СВЧ переключателями - высокое соотношение потерь к

изоляции в разомкнутом и замкнутом состоянии, практически нулевое потребление мощности в замкнутом состоянии. Но при этом имеют и недостатки: низкое быстродействие по сравнению с полупроводниковыми переключателями, для управления необходимо формировать импульс переключающего напряжения от 60 до 120 В. Следует отметить, что срок службы МЭМС переключателей составляет порядка 10^{10} циклов. Следовательно, можно сказать, что МЭМС переключатели объединили в себе лучшие черты твердотельных и электромеханических переключателей – малые габаритные размеры, высокое быстродействие при низком собственном энергопотреблении, большой срок службы (присуще твердотельным переключателям).

Так же МЭМС переключатели характеризуются низкими потерями и высокой линейностью в контактной области, что означает отсутствие дисторсии гармониками или продуктами интермодуляции.

Табл. 1. Сравнительные характеристики переключателей.

Table 1. Comparative characteristics of switches.

Параметр Parameter	Pin-диод p-i-n diod	Полевой тран- зистор Field-effect tran- sistor	МЭМС MEMS	Электромеханические реле Electromechanical relays
Управляющее на- пряжение, В Control voltage, V	$\pm 3-5$	3-5	60-120	5-30
Потребляемый ток, мА Supply current, mA	3 – 20	0	0	50– 500
Время переключе- ния switching time	1 – 100 нс	1-100 нс	1-30 мкс	1 – 100 мс
Частота коммути- руемого сигнала, ГГц The frequency of switched signal, GHz	1 – 20	0,5 – 30	80	12
Вносимые потери, дБ Insertion Loss, dB	0,9 – 1,5	1 – 2,5	0,1 – 0,9	0,1 – 0,9
Входная мощность, Вт Input power, W	≤ 5	≤ 5	≤ 10	≤ 1500

4. Конструкция переменных МЭМС аттенуаторов

Классический вариант построения дискретных МЭМС аттенуаторов [1] представляет собой ряд секций из высоколегированных поликремне-

вых резисторов, соединенных последовательно и секций резисторов, соединённых параллельно. Каждый резистор может быть шунтирован МЭМС ключом электростатического типа. Исключение отдельных резисторов позволяет менять полное волновое сопротивление линии, а соответственно и уровень ослабления.

На рисунке 1 приведены характеристики параметра S21 для последовательных секций в двух состояниях – при шунтированном R3 и с выключенными МЭМС ключами. Измеренный параметр S21 имеет линейную зависимость (изменение менее 0,5 дБ) в частотном диапазоне от 100 МГц до 13,5 ГГц. Моделируемые в программе CSTTM Microwave Studio уровни ослабления ниже измеренных примерно на 0,5 дБ. Такое расхождение объясняется увеличенным по сравнению с моделью номиналами резисторов из-за применения поликремниевых пленок с удельным поверхностным сопротивлением 250 ± 37 Ом/квадрат. Данный недостаток конструкции может быть устранен применением в качестве резистивных пленок других материалов или внесением в технологический процесс изготовления лазерной подгонки резисторов.

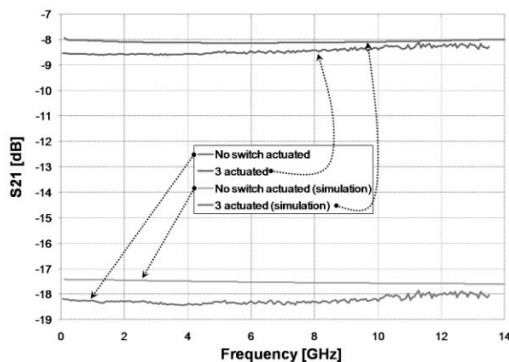


Рис. 1. Характеристики параметра S21 последовательной секции аттенуатора
Fig. 1. Characteristics of S21 parameter of consistent section of attenuator

На рисунке 2 приведены характеристики параметра S21 для последовательной секции в различных состояниях. Минимальное ослабление получено, когда все сопротивления шунтированы (график «4-А, 5, 6, 7» на рисунке 2) и составляет от 2 до 3 дБ, максимальное от 13,5 до 19 дБ – при шунтировании резистора R4A (график «4-А» на рисунке 2). Высокое значение вносимых потерь (при минимальном уровне) можно объяснить большим контактным сопротивлением омического МЭМС ключа.

Разница между минимальным и максимальным уровнями составляет порядка 15 дБ. Характеристики параметра S_{21} линейны, изменение каждого уровня ослабления в частотном диапазоне от 100 МГц до 30 ГГц не превышает 3 дБ.

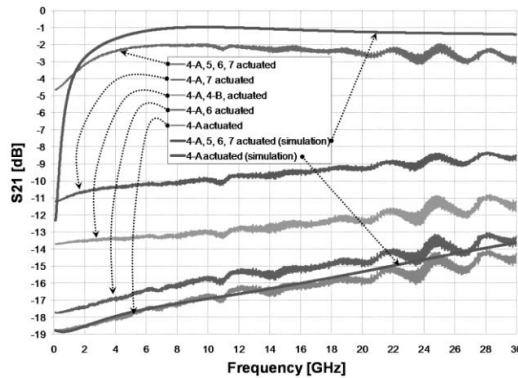


Рис. 2. Характеристики параметра S_{21} параллельной секции аттенюатора
Fig. 2. Characteristics of S_{21} parameter of parallel section of attenuator

Применение нескольких секций позволяет расширить количество уровней и диапазон ослаблений. Для двухсекционной конструкции возможно реализовать от 20 до 180 дискретных уровней в зависимости от применяемых номиналов резисторов. На рисунке 3 приведены характеристики параметра S_{21} собранного аттенюатора. Максимальное ослабление составляет от 15 до 35 дБ для частотного диапазона от 100 МГц до 30 ГГц.

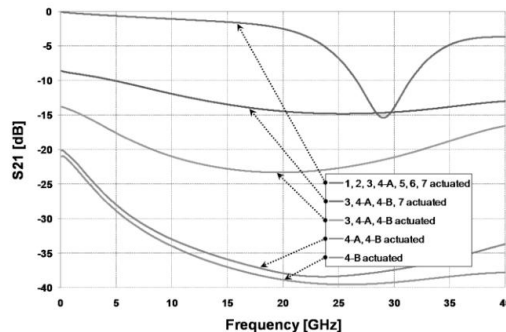


Рис. 3. Характеристики параметра S_{21} аттенюатора
Fig. 3. Characteristics of S_{21} parameter of attenuator

МЭМС технологии позволяют разрабатывать переменные аттенюаторы с линейными характеристиками и большим количеством дискретных уровней. Уровень входной мощности рассматриваемых аттенюаторов дос-

тигает нескольких ватт при диапазоне изменения ослабления 35-40 дБ для двухсекционных и 60 дБ и более для многосекционных устройств.

5. Заключение

Использование МЭМС технологий позволяет проектировать современные дискретные аттенюаторы с параметрами, превосходящими аттенюаторы на полупроводниковых элементах и улучшенными массогабаритными характеристиками.

Несмотря на все преимущества МЭМС аттенюаторы имеют ряд недостатков, для устранения которых предлагается существенно изменить конструкцию аттенюатора. Для этого необходимо вынести МЭМС структуру непосредственно из проводящего слоя микрополосковой линии в диэлектрический. Такой подход позволит исключить негативное влияние омического контакта. Как известно, ослабление регулируется изменяемой конфигурацией поглощающих неоднородностей в диэлектрическом слое. В качестве поглощающих элементов рекомендуется использовать МЭМС структуры с различными способами управления. Разработка таких конструкций является перспективным направлением МЭМС устройств.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта РФФИ грант №15-42-06002 p_север_a и гранта МОиН РФ №3.1639.2014/К

Список литературы

[1] J. Iannaci, A. Faes, F. Masotti, V. Rizzoli A MEMS-Based Wide-Band Multi-State Power Attenuator for Radio Frequency and Microwave Applications – NSTI-Nanotech, 2010, NSTI-Nanotech, 2010, № 2, pp. 328-331.

References

[1] J. Iannaci, A. Faes, F. Masotti, V. Rizzoli A MEMS-Based Wide-Band Multi-State Power Attenuator for Radio Frequency and Microwave Applications – NSTI-Nanotech, 2010, NSTI-Nanotech, 2010, № 2, pp. 328-331.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of RFBR grant #15-42-06002 r_north_a and by the grant of State Order from the Ministry of Education and Science of the RF № 3.1639.2014/K.

Tunable microwave band-stop filter based on multiferroic structure with double periodicity

Konstantin V. Bublikov¹, Alexander V. Sadovnikov^{1,2},

Evgeniy N. Beginin¹, Sergey A. Nikitov²

¹Saratov State University n.a. N.G. Chernyshevsky

Saratov, 410012, Russian Federation

olorin91@mail.com

² Institute of Radio Engineering and Electronics n.a. V.A. Kotel'nikov

Moscow, 125009, Russian Federation

sadovnikovav@gmail.com

Abstract: The results of theoretical and experimental study of the periodic multiferroic structure representing a magnon crystal with a periodic ferroelectric load. A feature of this magnon crystal is the possibility of dual control (by changing the value of the external constant electric and magnetic fields), of electromagnetic characteristics of the spin waves, which allows to use this structure for creating a controlled band-stop filter of the microwave wavelength range. On the basis of numerical simulation results the card of operation modes of controllable filter was calculated. The possibility of the complete disappearance of the band gap in the spectrum of a periodic structure during a smooth changing of the voltage applied to the ferroelectric layer is shown.

Keywords: magnon crystal, multiferroic, ferroelectric, bandgap, controlled microwave filter.

Управляемый полосно-заграждающий СВЧ фильтр на основе мультиферроидной структуры с двойной периодичностью

¹Бубликов К.В., ^{1,2}Садовников А.В., ¹Бегинин Е.Н., ²Никитов С.А.

¹Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского

г. Саратов, 410012, Российская Федерация

olorin91@mail.ru

² ФГБУН «Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН»

г. Москва, 125009, Российская Федерация

sadovnikovav@gmail.com

Аннотация: В работе приведены результаты теоретического и экспериментального исследования периодической мультиферроидной структуры, представляющей

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

Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

собой магнанный кристалл с периодической сегнетоэлектрической нагрузкой. Особенностью такого магнного кристалла является возможность двойного управления (путем изменения величины внешнего постоянного электрического и магнитного поля) характеристиками электромагнитной спиновой волны, что позволяет использовать рассматриваемую структуру для создания управляемого полосно-заграждающего фильтра СВЧ диапазона длин волн. На основе результатов численного моделирования построена карта режимов работы управляемого фильтра. Показана возможность полного исчезновения запрещенной зоны в спектре периодической структуры, при плавной перестройке величины напряжения, приложенного к сегнетоэлектрическому слою.

Ключевые слова: магнанный кристалл, мультиферроик, сегнетоэлектрик, запрещенная зона, управляемый СВЧ- фильтр.

1. Введение

Одной из областей исследований в микроэлектронике сверхвысоких частот (СВЧ) является исследование периодических структур на основе ферритов – магнанные кристаллы (см., напр. обзор [1]), получившие название по аналогии с фотонными кристаллами в оптике. Одним из способов изготовления одномерных магнанных кристаллов является создание периодической модуляции толщины ферритового слоя. При этом за счет брэгговского резонанса в спектре волн, распространяющихся в таких структурах, образуются запрещенные зоны (области частот со значительным ослаблением сигнала).

К настоящему времени активно исследуются и разрабатываются миниатюрные устройства СВЧ диапазона на основе планарных слоистых структур типа феррит – сегнетоэлектрик [2], которые можно рассматривать как мультиферроидные структуры. Исследование таких композитных структур представляет большой интерес ввиду того, что свойствами распространяющихся в них волновых процессов возможно управлять в заданном диапазоне длин волн путем вариации внешнего магнитного поля и внешнего электрического поля, приложенного к сегнетоэлектрическому слою. Рассматривается возможность использования феррит- сегнетоэлектрических структур для создания перестраиваемых электрическим и магнитным полем фазовращателей, фильтров, линий задержки и резонаторов, базовых логических элементов в СВЧ-диапазоне длин радиоволн.

Интерес к периодическим в направлении распространения волны феррит- сегнетоэлектрическим структурам вызван ввиду возможности улучшения характеристик и расширения функциональности вышеуказанных устройств СВЧ. К настоящему времени проведен ряд исследований

периодических слоистых мультиферроидных структур, в которых пространственной периодичностью обладают либо ферритовый, либо сегнетоэлектрический слой [3, 4]. В данной работе методом конечных элементов исследуются электродинамические характеристики структуры феррит-сегнетоэлектрик, оба слоя которой обладают пространственной периодичностью. При этом выбор структуры обусловлен возможностью управления шириной запрещенной зоны путем электрического управления.

2. Исследуемая структура

По сравнению с однородными структурами, периодические в одном или нескольких направлениях волноведущие структуры позволяют управлять характеристиками распространяющихся волн, ввиду образования в определенных частотных диапазонах запрещенных зон (полос не пропускания), что происходит из-за интерференции волн внутри структуры [5]. За счет периодических дефектов в таких структурах всегда существует две волны одного типа, распространяющихся в разных направлениях продольной оси. Диапазон частот полосы не пропускания определяется значением пространственного периода структуры λ , определяющего значение волнового числа брэгговского резонанса k_{br} . Схема одного пространственного периода исследуемой структуры с указанием размеров и граничных условий для численного моделирования приведена на рис. 1,

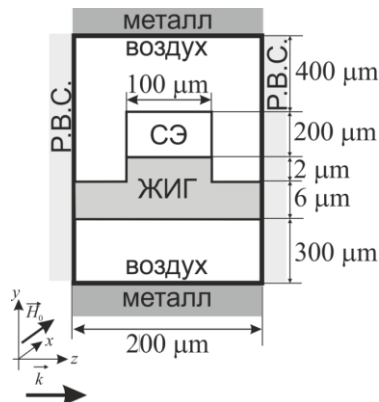


Рис. 1. Область моделирования для МКЭ одного пространственного периода магнитного кристалла, нагруженного периодическим сегнетоэлектрическим слоем с указанием размеров.

Fig. 1. Area of modeling for finite element method of spatial period of magnon crystal which loaded periodic ferroelectric layer. Sizes of structure are depicted

где Р.В.С. – периодические граничные условия, металл – граничные условия в виде идеальных металлических экранов.

Идея управления шириной запрещенной зоны в такой структуре заключается в следующем. Введем характерные парциальные сечения волновода **1** (область тонкой части ферритовой пленки) и **2** (область толстой части ферритовой пленки, нагруженной слоем сегнетоэлектрика). Известно, что в периодической структуре с модуляцией ширины или толщины волновое число парциальной волны ферритового слоя при выбранной частоте находится между значений k_1 и k_2 [6]. Эти значения определяются соответственно толщинами пленки l_1 и l_2 как дисперсионными характеристиками ферритовых слоев с соответствующими толщинами (см. например [6]); согласно введенным парциальным сечениям **1** и **2** $k_1 > k_2$ т.к. $l_1 < l_2$. При этом запрещенная зона возникает вследствие разницы этих значений, что на дисперсионной характеристике выглядит как резкий «перескок» между дисперсионными кривыми, соответствующими толщинам l_1 и l_2 при значениях k брэгговского резонанса [6].

При нагрузке феррита слоем сегнетоэлектрика дисперсионная характеристика волнового процесса вследствие гибридизации смещается в область больших волновых чисел, т.е., волновое число на фиксированной частоте увеличивается [7]. В конфигурации периодической структуры, представленной на рис.1, расположение периодической сегнетоэлектрической нагрузки (парциальное сечение **2**) таково, что её влияние главным образом уменьшает значение k_2 , таким образом уменьшается разница между k_1 и k_2 , что приводит к уменьшению ширины запрещенной зоны по частоте согласно [6].

Указанные размеры структуры были выбраны исходя из имеющегося макета магнетонного кристалла, микрополосковая линия возбуждения рассчитана на рабочие частоты до 3 ГГц, соответственно значение поле подмагничивания при моделировании составляло 350 Ое.

3. Результаты численного исследования

На рис. 2 приведены результаты численного расчета дисперсионных кривых для волн, распространяющихся в структуре, приведенных на рис. 1 для разных значений ϵ СЭ в сравнении с проведенными оценками при помощи модели [7] (данные дисперсионные кривые для безграничного ферритового слоя толщин 6 и 8 μm отмечены как D.E.).

Из рис. 2 хорошо видно, что при изменении ϵ сегнетоэлектрика происходит изменение значения верхней частотной границы запрещенной зо-

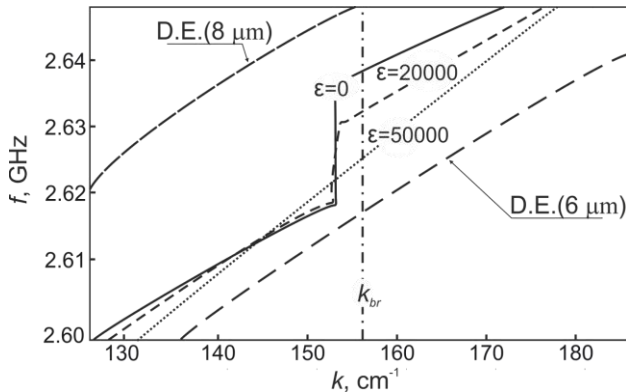


Рис. 2.

ны и остается фиксированным нижняя частотная граница. Соответственно высказанное выше предположение влияния ϵ главным образом на дисперсионную характеристику, эквивалентную слою ЖИГ с l_2 находит подтверждение. Для значительного изменения ширины запрещенной зоны при поставленных в задаче параметрах структуры требуется значительное изменение ϵ , что не достижимо в реальном эксперименте.

Учитывая работы [8, 9], необходима оптимизация параметров макета: увеличение рабочих частот, увеличение пространственного периода λ структуры (что приведет к уменьшению значения k_{br} , то есть приближением его к значениям волновых чисел волн парциальной системы сегнетоэлектрика). Такими методами можно добиться сопоставления области резкого перегиба дисперсионной кривой гибридной волны вблизи k_{br} , что значительно увеличит эффективность управления шириной запрещенной зоны.

4. Заключение

Таким образом, в исследуемой структуре возможно управление частотной шириной запрещенной зоны при помощи изменения материальных параметров сегнетоэлектрического слоя. При этом для создания управляемых устройств на основе данного эффекта необходима оптимизация параметров структуры.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проектов Российского фонда фундаментальных исследований №№ 16-37-60093, 16-37-00217, 14-02-00976, 16-02-00789, 16-29-14021 и стипендии СП-313.2015.5 и гранта МК-5837.2016.9 Президента РФ.

Список литературы

- [1] Serga A.A., Chumak A.V. and Hillebrands B. YIG magnonics // *J. Phys.D: Appl. Phys.* 2010, vol. 43, pp. 264002
- [2] Sadovnikov A. V., Davies C. S., Grishin S. V., Kruglyak V. V., Romanenko D. V., Sharaevskii Yu. P. and Nikitov S.A.. Magnonic beam splitter: The building block of parallel magnonic circuitry // *Appl. Phys. Lett.* 2015, vol. 106, No. 19, pp.192406.
- [3] Устинов А. Б., Калиникос Б. А. Мультиферроидные периодические структуры на основе магнонных кристаллов для электронно перестраиваемых сверхвысокочастотных устройств. // *Письма в ЖТФ.* 2014. Т. 40. В. 13. С. 58-65.
- [4] Дроздовский А. В, Никитин А. А., Устинов А. Б., Калиникос Б. А. Теоретическое исследование сверхвысокочастотных свойств феррит- сегнетоэлектрического магнонного кристалла // *Журнал технической физики.* 2014. Т. 84. В. 7. С. 87-90.
- [5] Krawczyk M., Grundler D. Review and prospects of magnonic crystals and devices with reprogrammable band structure. // *J. Phys.: Condensed Matter.* 2014, vol. 26. no 12, pp. 123202.
- [6] Виноградова М. Б., Руденко О. В., Сухоруков А. П. Теория волн. М.: Наука. 1979.
- [7] Damon R. W., Eshbach J. R. Magnetostatic modes of a ferromagnet slab. // *J. Phys. Chem. Solids.* 1961, vol. 19, pp. 308–320.
- [8] Демидов В.Е., Калиникос Б.А. Спектр дипольно-обменных спиновых волн в касательно намагниченных слоистых структурах металл–сегнетоэлектрик– ферромагнетик-сегнетоэлектрик–металл. // *Письма в ЖТФ.* Т.26. №7. С. 8. 2000.
- [9] Садовников А.В., Бубликов К.В., Бегинин Е.Н., Никитов С. А. Электродинамические характеристики слоистой структуры металл- диэлектрик- сегнетоэлектрик- диэлектрик- металл конечной ширины // *Радиотехника и электроника.* 2014. № 59, С. 876- 881.

References

- [1] Serga A.A., Chumak A.V. and Hillebrands B. YIG magnonics // *J. Phys.D: Appl. Phys.* 2010, vol. 43, pp. 264002
- [2] Sadovnikov A. V., Davies C. S., Grishin S. V., Kruglyak V. V., Romanenko D. V., Sharaevskii Yu. P. and Nikitov S.A.. Magnonic beam splitter: The building block of parallel magnonic circuitry // *Appl. Phys. Lett.* 2015, vol. 106, no. 19, pp.192406.
- [3] Ustinov A.B. Kalinikos B.A. Multiferroic Periodic Structures Based on Magnonic Crystals For Electronically Tunable Microwave Devices // *Tech. Phys. Lett.* 2014, vol. 40, no 7, pp. 568 - 570.
- [4] Drozdovskii A.V., Nikitin A.A., Ustinov A.B., Kalinikos B. A. Theoretical analysis of microwave properties of ferrite-ferroelectric magnonic crystals // *Technical Physics* . 2014, vol. 59, no 7, pp. 1032 - 1035.
- [5] Krawczyk M., Grundler D. Review and prospects of magnonic crystals and devices with reprogrammable band structure. // *J. Phys.: Condensed Matter.* 2014, vol. 26. no 12, pp. 123202.
- [6] Vinogradova M. B., Rudenko O.V., Suhorukov A.P. Teorija voln. M.: Nauka. 1979 (In Russian).
- [7] Damon R. W., Eshbach J. R. Magnetostatic modes of a ferromagnet slab. // *J. Phys. Chem. Solids.* 1961, vol. 19, pp. 308 - 320.
- [8] Demidov V.E., Kalinikos B.A. The spectrum of dipole-exchange spin waves in tangentially-magnetized metal-ferroelectric-ferromagnet-ferroelectric-metal sandwich // *Technical Physics Letters.* 2000, vol. 26, no 4, pp 272 - 275.

[9] Sadovnikov A.V., Bublikov K.V., Beginin E.N, Nikitov S.A. The electrodynamic characteristics of a finite width metal/dielectric/ferroelectric/dielectric/metal layer structure // Journal of Communications Technology and Electronics. 2014, vol. 59, no 9, pp. 914 - 919.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of projects of the Russian Foundation for Basic Research No. 16-37-60093, 16-37-00217, 14-02-00976, 16-02-00789 and Scholarship SP-313.2015.5 and Grant MK-5837.2016.9 of President of Russian Federation.

Modeling of magnetoelectric microwave decoupling devices

Alexander S. Tatarenko¹, Darya V. Lavrentyeva¹, Mirza I. Bichurin¹

¹Yaroslav-the-Wise Novgorod State University
Veliky Novgorod, 173003, Russian Federation
alexandr.tatarenko@novsu.ru

Abstract: The possibility of computer modeling implementation of electrically controlled magnetoelectric (ME) decoupling microwave devices is considered. The computer modeling results of different structures of ME microwave isolators based on layered ferrite-piezoelectric structure formed on the slot line, microstrip line and coplanar waveguide are offered. Results are reported as frequency dependencies of insertion losses and isolation of ME isolators also a formula for calculating the magnetic resonance shift line when applying electric field is presented.

Keywords: controlled ME microwave decoupling devices, ferrite-piezoelectric resonator, ME microwave isolators.

Моделирование магнитоэлектрических развязывающих СВЧ устройств

¹Татаренко А.С., ¹Лаврентьева Д.В., ¹Бичурин М.И.

¹Новгородский государственный университет им. Ярослава Мудрого
г. Великий Новгород, 173003, Российская Федерация
alexandr.tatarenko@novsu.ru

Аннотация: Рассмотрена возможность выполнения компьютерного моделирования магнитоэлектрических (МЭ) развязывающих СВЧ устройств, управляемых электрическим полем. Приведены результаты компьютерного моделирования различных структур МЭ СВЧ вентилей на основе слоистой феррит-пьезоэлектрической структуры, реализованных на целевой линии передачи, микрополосковой линии передачи и копланарном волноводе. Результаты представлены в виде графиков зависимости прямых и обратных потерь МЭ вентилей от частоты, также приведена формула для расчета сдвига линии магнитного резонанса при приложении электрического поля.

Ключевые слова: МЭ управляемые развязывающие СВЧ устройства, феррит-пьезоэлектрический резонатор, МЭ СВЧ вентили.

1. Введение

Появление ферритовых приборов произвело своеобразную революцию в технике СВЧ. Антенно-фидерные устройства, генераторная, приемная, измерительная СВЧ аппаратура содержат в своем составе ферритовые развязывающие приборы, количество которых иногда доходит до сотен в одном комплекте. Без таких развязывающих приборов невозможно создание многокаскадных усилительных схем-цепочек, а также усилителей, выполненных на активных двухполюсных элементах. Развязывающие приборы значительно упрощают создание фазированных антенных решеток и особенно активных фазированных антенных решеток [1].

Однако в ферритовых невзаимных устройствах управление параметрами реализуется магнитной управляющей системой, поэтому такие устройства имеют низкое быстродействие, высокое энергопотребление и конструктивно сложны в интегральном исполнении.

Одним из перспективных направлений развития СВЧ техники в настоящее время является разработка СВЧ МЭ устройств, поскольку применение МЭ невзаимных устройств избавляет от вышеперечисленных недостатков ферритовых устройств. Управление электрическим полем позволяет реализовывать такие устройства в интегральном исполнении, что приводит к уменьшению стоимости устройств; повышает быстродействие; уменьшает мощность, потребляемую в цепи управления; избавляет от наводок, возникающих при управлении магнитным полем [2]. Управление электрическим полем дает возможность использовать такие устройства в модулях СВЧ.

Моделирование МЭ СВЧ невзаимных устройств в программе, вычисляющей многомодовые S-параметры и электромагнитные поля в трехмерных пассивных структурах, значительно упрощает подбор оптимальных параметров таких устройств: параметров линии передачи (размеров и относительной диэлектрической проницаемости подложки, размеров проводников) и параметров резонатора (размеров, формы, материала).

Отличие предлагаемых МЭ невзаимных устройств от ферритовых заключается в замене ферритового резонатора и магнитной управляющей системы на феррит-пьезоэлектрический резонатор и систему электродов, подключенных к источнику управляющего электрического напряжения.

Принцип действия МЭ невзаимных устройств основан на микроволновом МЭ эффекте, заключающемся в сдвиге линии ФМР под действием электрического поля.

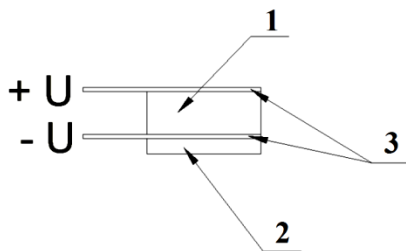


Рис. 1. МЭ резонатор: 1 – пьезоэлектрическая компонента; 2 – ферритовая компонента; 3 – металлические электроды

Fig. 1. ME resonator: 1 – piezoelectric component, 2 – ferrite component, 3 – metal electrodes

Феррит-пьезоэлектрический резонатор (рис. 1) представляет собой образец композита на основе цирконат-титаната свинца (ЦТС) и железиттриевого граната (ЖИГ, толстые пленки) в форме диска или пластины. Необходимое подмагничивающее поле в объеме МЭ резонатора создает постоянный магнит, к управляющим электродам подводится электрическое напряжение.

2. Результаты моделирования МЭ СВЧ вентилей, реализованного на копланарном волноводе

Основой конструкции МЭ СВЧ вентилей, реализованного на копланарном волноводе, является копланарный волновод на подложке ФЛАН-10 и два МЭ резонатора. На обратной стороне подложки металлизация отсутствует, подмагничивающее поле направлено по касательной.

Размеры резонаторов: $10 \text{ мм} \times 1 \text{ мм} \times 0,1 \text{ мм}$; ширина щели - $0,5 \text{ мм}$, уширение щели до $1,2 \text{ мм}$; ширина центрального проводника - $1,4 \text{ мм}$; относительная диэлектрическая проницаемость подложки - 10, толщина подложки - 1 мм ; подмагничивающее поле - 3125 Э .

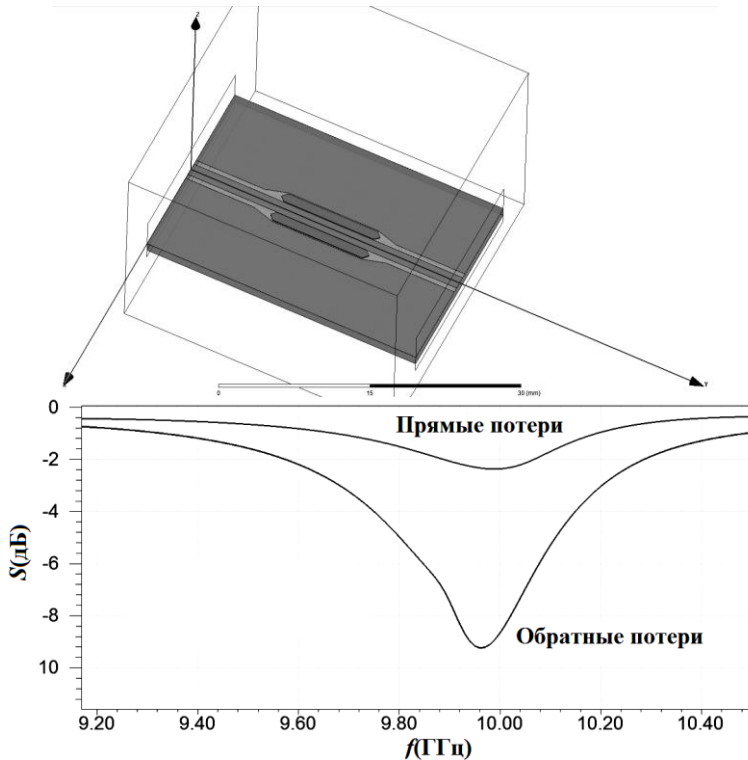


Рис. 2. Модель МЭ СВЧ вентиля, реализованного на копланарном волноводе и зависимость затухания (дБ) от частоты (ГГц)

Fig. 2. Sample of ME microwave isolator formed on the coplanar waveguide

3. Результаты моделирования МЭ СВЧ вентиля, реализованного на щелевой линии передачи

Основой конструкции МЭ СВЧ вентиля, реализованного на щелевой линии передачи, является щелевая линия передачи на подложке ФЛАН-10 и один МЭ резонатор. На обратной стороне подложки металлизация отсутствует, подмагничивающее поле направлено по касательной.

Размеры резонатора: 10 мм × 1 мм × 0,1 мм; ширина щели - 0,2 мм, уширение щели до 1,2 мм; относительная диэлектрическая проницаемость подложки - 10, толщина подложки - 2 мм; подмагничивающее поле - 3142 Э.

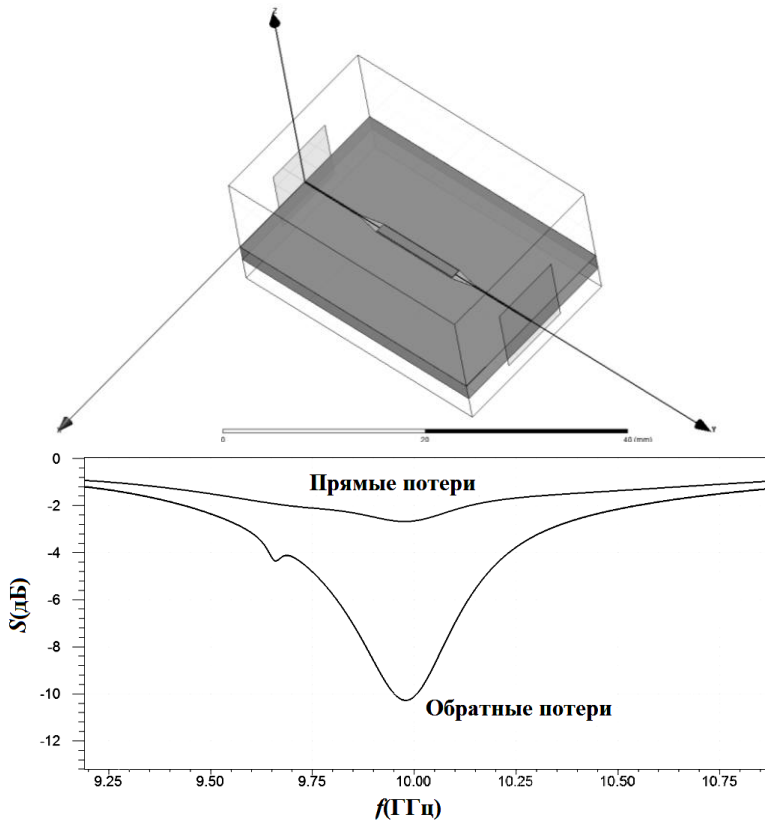


Рис. 3. Модель МЭ СВЧ вентиля, реализованного на щелевой линии передачи и зависимость затухания (дБ) от частоты (ГГц)

Fig. 3. Sample of ME microwave isolator formed on the slot line

4. Результаты моделирования МЭ СВЧ вентиля, реализованного на микрополосковой линии передачи

Основой конструкции МЭ СВЧ вентиля, реализованного на микрополосковой линии передачи, является микрополосковая линия передачи на подложке ФЛАН-10 и МЭ резонатор.

Поскольку в микрополосковой линии квази-Т волна нигде не обладает эллиптической поляризацией, область эллиптической поляризации создается искусственно с помощью двух параллельных разомкнутых на конце шлейфов длиной $\lambda_{\text{д}}/8$ и $3\lambda_{\text{д}}/8$.

Подмагничивающее поле направлено по направлению шлейфов параллельно плоскости резонатора.

Ферритовая фаза состоит из подложки из ГГГ (гадолиний-галлиевый гранат) толщиной 0,44 мм и пленки ЖИГ толщиной 0,1 мм.

Размеры резонатора: толщина - 0,54 мм, диаметр диска - 3 мм; ширина центрального проводника - 1 мм; относительная диэлектрическая проницаемость подложки - 10, толщина подложки - 1 мм; подмагничивающее поле - 1156 Э.

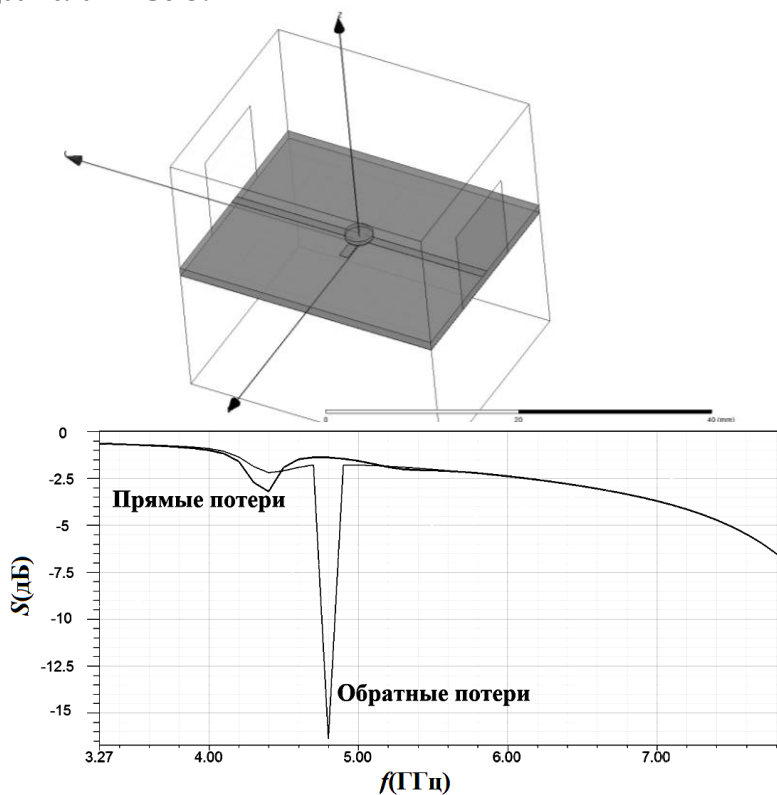


Рис. 4. Модель МЭ СВЧ вентиля, реализованного на микрополосковой линии передачи и зависимость затухания (дБ) от частоты (ГГц)

Fig. 4. Sample of ME microwave isolator formed on the microstrip line

Расчет сдвига линии магнитного резонанса при приложении электрического поля без учета изгибных и сдвиговых колебаний приводит к следующему выражению:

$$\delta H_E = H_0(E_2) - H_0(E_1), \quad (1)$$

$$H_0(E) = H_0 + \delta H_E, \quad (2)$$

где H_0 – резонансное магнитное поле при $E = 0$;

A – магнитоэлектрический коэффициент;

E – прикладываемое постоянное электрическое поле [2].

5. Заключение

Представлены результаты предварительного компьютерного моделирования различных структур МЭ СВЧ вентилей, реализованных на щелевой линии, микрополосковой линии и копланарном волноводе.

Компьютерное моделирование МЭ СВЧ невзаимных устройств значительно упрощает подбор оптимальных параметров таких устройств: параметров линии передачи (размеров и относительной диэлектрической проницаемости подложки, размеров проводников) и параметров резонатора (размеров, формы, материала). В дальнейшем планируется проведение оптимизации конструкций МЭ вентилей.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта РФФИ грант №16-07-00510 А

Список литературы

[1] Вамберский М.В., Абрамов В.П., Казанцев В.И. Конструирование ферритовых развязывающих приборов СВЧ/ Под ред. М.В. Вамберского. - М.: Радио и связь, 1982, ил. - (Б-ка радиоконструктора). С. 3-4.

[2] Бичурин М.И., Петров В.М., Филиппов Д.А., Сринивасан Г., Нан С.В. Магнитоэлектрические материалы. – М.: Изд-во Академия Естествознания, 2006. – 296 с.

References

[1] Vamberskiy M.V., Abramov V.P., Kazantsev V.I. [Engineering of decoupling ferrite microwave devices] Ed. M.V. Vamberskiy. - *M. Radio i svyaz'*, 1982, fig. - (B-ka radiokonstruktora) - pp. 3-4. (In Russian).

[2] Bichurin M.I., Petrov V.M., Filippov D.A., Srinivasan G., Nan S.V. [Magnetolectric materials]. - M.: Publ. *Akademiya Estestvoznaniya*, 2006. 296 p. (In Russian).

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of RFBR grant #16-07-00510 А

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

On the use of time-of-flight cathodoluminescent measurements to identify the parameters of the single-crystal gallium nitride

Mikhail A. Stepovich¹, Andrei N. Polyakov¹, Dmitry V. Turtin²

¹Tsiolkovsky Kaluga State University, Kaluga, 248023, Russian Federation
m.stepovich@rambler.ru, andrei-polyakov@mail.ru

²Plekhanov Russian University of Economics, Ivanovo Branch,
Ivanovo, 153025, Russian Federation
turtin@mail.ru

Abstract: A study of qualitative properties of two-dimensional mathematical models of diffusion of excitons excited by low-energy electron beam in single-crystal gallium nitride was made. Estimations based solutions of differential diffusion equation on the initial data. It is shown that the considered mathematical models can be used to assess mobility and diffusion coefficient of excitons based on the results of experimental measurements of time-of-flight cathodoluminescence. A comparison of the calculated and experimental data was made.

Keywords: two-dimensional mathematical model, electron beam, diffusion of excitons, cathodoluminescence, time-of-flight measurements.

Об использовании времяпролётных катодолуминесцентных измерений для идентификации параметров монокристаллического нитрида галлия

¹Степович М.А., ¹Поляков А.Н., ²Туртин Д.В.

¹Калужский государственный университет им. К.Э. Циолковского
г. Калуга, 248023, Российская Федерация
m.stepovich@rambler.ru, andrei-polyakov@mail.ru

²Российский экономический университет им. Г.В. Плеханова, Ивановский филиал
г. Иваново, 153025, Российская Федерация
turtin@mail.ru

Аннотация: Проведено исследование качественных свойств двумерных математических моделей диффузии экситонов, возбуждаемых низкоэнергетическим электронным зондом в монокристаллическом нитриде галлия. Получены оценки

зависимости решения дифференциального уравнения диффузии от начальных данных. Показано, что рассмотренные математические модели могут быть применены для оценки коэффициента диффузии и подвижности экситонов по результатам экспериментальных времяпролётных измерений катодolumинесценции. Проведено сравнение расчетных и экспериментальных данных.

Ключевые слова: двумерная математическая модель, электронный зонд, диффузия экситонов, катодolumинесценция, времяпролётные измерения.

1. Введение

Значительное число физических процессов описывается начальными или краевыми задачами для уравнений с частными производными. При математическом моделировании таких процессов необходимо не только адекватно описать физическую суть изучаемых явлений, но и исследовать проблемы существования решения рассматриваемых задач, доказать единственность решения, обосновать непрерывную зависимость решения от данных задачи (начальных и граничных данных, свободного члена, коэффициентов операторного уравнения). Задачи, удовлетворяющие вышеуказанным требованиям, называются корректно поставленными. Вопросы существования и единственности решения задачи Коши и краевых задач являются традиционными и имеют богатую историю в теории уравнений в частных производных. Исследование таких задач очень актуально, поскольку в реальных задачах начальные данные и параметры задачи имеют погрешность измерения, и при незначительных изменениях начальных данных решения задачи могут существенно различаться. Однако проблемы корректности математических моделей конкретных физических явлений изучаются довольно редко в связи с большими трудностями логического и технического характера, что делает такие исследования весьма актуальными.

2. Исследуемая модель

В настоящей работе в качестве исходной модели, подлежащей рассмотрению, использована двумерная математическая модель диффузии экситонов, возбуждаемых электронным зондом в однородном монокристаллическом нитриде галлия, описанная в работе [1]. Эта модель являлась частью более сложной модели, описывающей катодolumинесценцию (КЛ), возбуждаемую низкоэнергетическим электронным зондом в однородной прямозонной полупроводниковой мишени [2-4].

В качестве объектов исследования в эксперименте использовались полупроводниковые образцы, покрытые непроницаемой для КЛ излучения маской, имеющей круглые отверстия различного диаметра (порядка диффузионной длины экситонов) – см. рис. 1а. Возбуждение КЛ сигнала производилось пульсирующим электронным зондом растрового электронного микроскопа с энергией до 5 кэВ и длительностью импульса порядка десятка наносекунд. В результате такого воздействия в объеме образца формировалось квазиравновесие между процессами рекомбинации и генерации носителей заряда, а использование низковольтного режима Работы микроскопа с энергией первичных электронов в несколько единиц килоэлектронвольт позволяло рассматривать задачу как двумерную – см. рис. 1б.

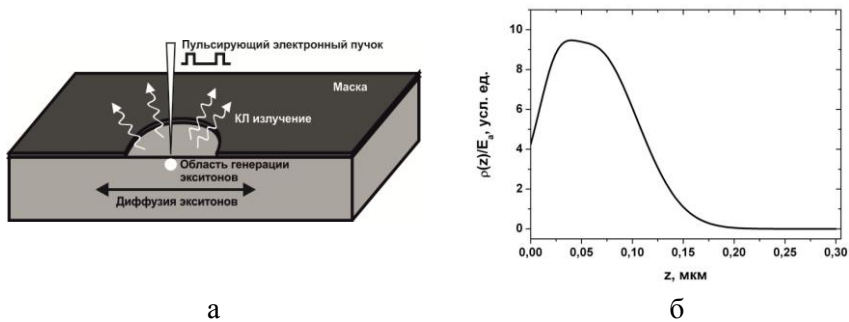


Рис. 1. а – схема эксперимента. Маска непроницаема для КЛ; б – рассчитанное распределение по глубине плотности потерь энергии электронами пучка в однородном GaN, нормированное на поглощённую в мишени энергию E_a ; энергия электронов пучка $E_0 = 5$ кэВ.

Fig. 1. а – diagram of the experiment. The mask is impermeable for cathodoluminescence; б – calculated distribution on the depth-density of energy loss by the electron beam in a homogeneous GaN normalized to the energy E_a absorbed in the target; the energy of the electron beam is $E_0 = 5$ keV.

3. Практические результаты

В результате проведённого рассмотрения для концентрации экситонов в точке с координатами (x, y) в момент времени t получено выражение:

$$c(x, y, t) = \frac{\exp(-t/\tau)}{(2\sqrt{D\pi t})^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} n(\xi, \eta) \exp\left\{-\frac{\rho^2(\xi, \eta)}{4Dt}\right\} d\xi d\eta,$$

$$\rho(\xi, \eta) = \sqrt{(x - \xi)^2 + (y - \eta)^2}.$$

Здесь функция $n(x, y)$ описывает результат двумерной диффузии экситонов в состоянии квазиравновесия, D – коэффициент диффузии и τ – время жизни экситонов.

Несобственный двойной интеграл в выражении для $c(x, y, t)$ абсолютно сходится, что говорит о корректности использования записанной формулы. Кроме того, доказано, что $n(r) \rightarrow 0$ при $r \rightarrow \infty$, а при $r \rightarrow 0$ принимает вид, совпадающий с выражением для концентрации экситонов в начале координат, которое может быть получено из общего решения стационарного уравнения диффузии (при квазиравновесии). Также показано, что для всех (x, y) и $t \geq 0$ справедливы оценки:

$$|n_2(x, y) - n_1(x, y)| \leq \lambda^2 \cdot \varepsilon, \quad |c_2(x, y, t) - c_1(x, y, t)| \leq \lambda^2 \cdot \varepsilon,$$

что реализуется в случае корректности рассматриваемой задачи; здесь $\lambda = \sqrt{D\tau}$ – диффузионная длина свободных экситонов.

Результаты математического моделирования для полученного решения нестационарного уравнения латеральной диффузии экситонов и различных значений времени t , прошедшего с момента бланкирования электронного зонда, представлены на рис. 2. Здесь и далее при моделировании использовались параметры материала, характерные для GaN [3, 4]: $\tau = 271$ пс и $D = 1,2$ см²/с; результаты расчетов нормировались на максимальное значение при $t = 0$.

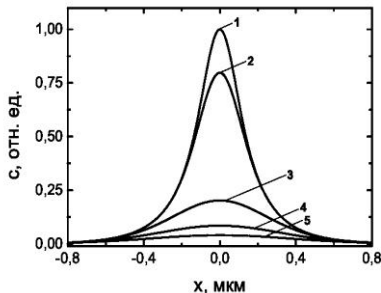


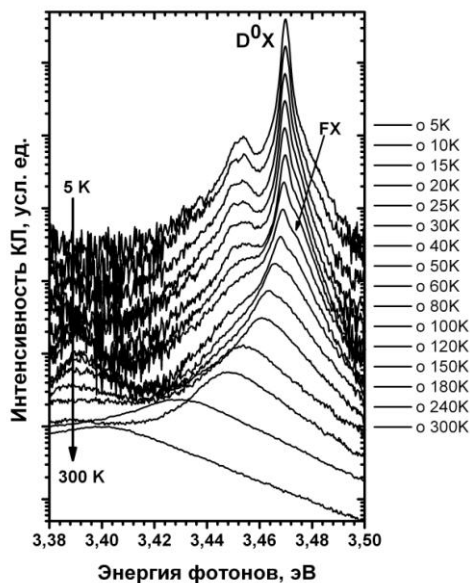
Рис. 2. Рассчитанная плотность экситонов $c(x, y = 0)$ для различных значений времени t , прошедшего с момента выключения электронного пучка: 1 – 0 нс, 2 – 0,01 нс, 3 – 0,14 нс, 4 – 0,27 нс, 5 – 0,4 нс. Энергия электронов пучка $E_0 = 5$ кэВ.

Fig. 2. Calculated density of excitons for different time since turn-off of the electron beam: 1 – 0 ns, 2 – 0.01 ns, 3 – 0.14 ns, 4 – 0.27 ns, 5 – 0.4 ns. The energy of the electron beam is $E_0 = 5$ keV.

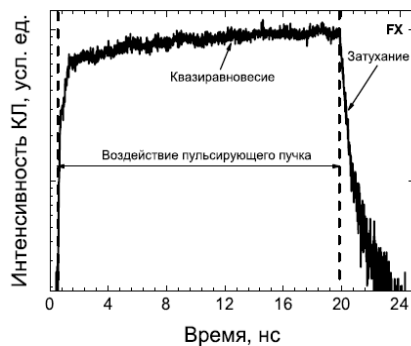
Спектры КЛ монокристаллического GaN в области, характерной для излучения свободного экситона, полученные при температурах мишени от 5 К по 300 К и типичный вид экспериментальных данных времяпролётной КЛ представлены на рис. 3.

Интенсивность КЛ излучения I из области H круглого отверстия в маске радиуса R зависит от времени t , прошедшего с момента выключения электронного пучка, пропорциональна количеству экситонов в области отверстия и может быть вычислена как:

$$I(t) \cong \iint_H c(x, y, t) ds.$$



а



б

Рис. 3. а – спектры КЛ монокристаллического GaN в области, характерной для излучения свободного экситона, полученные при различных температурах мишени; б – типичный вид получаемых экспериментальных данных времяпролётной КЛ.

Fig. 3. Cathodoluminescence spectra of the monocrystalline GaN in area which is characteristic for the free exciton emission obtained at various temperatures of the target; b – typical appearance of the obtained experimental data of time-of-flight cathodoluminescence.

Зависимости $I(t)$ для 5 К и 300 К представлены на рис. 4а. Имеется хорошее согласие экспериментальных данных и результатов расчёта.

Характер изменения спада интенсивности КЛ в открытой области образца с увеличением температуры соответствовал увеличению времени жизни экситонов τ . Количественные данные о зависимости τ отображены на рис. 4б: $\tau(T)$ возрастает от 236 пс при 5 К до 461 пс при 300 К при незначительном снижении между 100 и 150 К.

Значения $\tau(T)$ использовались для оценки значений коэффициента диффузии свободных экситонов $D(T)$ и диффузионной длины $\lambda(T)$; характер этих зависимостей подобен зависимости $\tau(T)$.

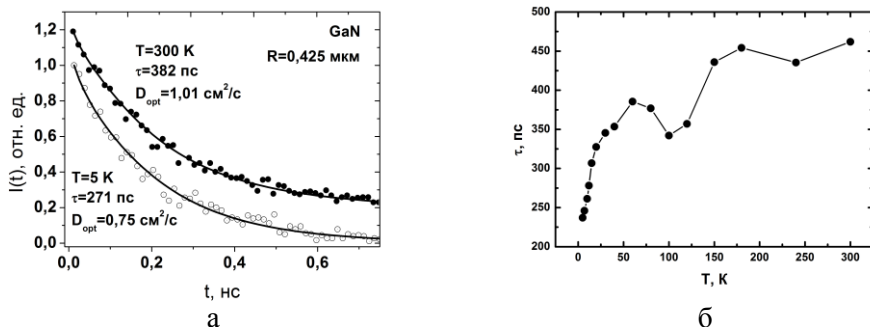


Рис. 4. а – интенсивность КЛ из отверстия в светонепроницаемой маске диаметром 0,85 мкм в зависимости от времени при температуре 5 и 300 К (последняя кривая сдвинута вверх на 2 усл. ед.). Точки — экспериментальные данные, кривые – рассчитанные оптимальные зависимости $I(t)$; б – температурная зависимость времени жизни τ экситонов в образце GaN.

Fig. 4. а – the cathodoluminescence intensity from the opening in opaque mask with a diameter of 0.85 μm , depending on time at temperatures 5 and 300 K (the latter curve is shifted up by 2 arb. units). Points are experimental data, curves are calculated optimal dependences; б – temperature dependence of the excitons lifetime in the sample of GaN.

4. Заключение

Показано, что используемая математическая модель диффузии экситонов математически корректна. Заключение о математической корректности времяпролётных исследований в целом и возможности использования этого метода для идентификации электрофизических параметров полупроводников нуждается в дальнейшем рассмотрении.

Источники финансирования и выражение признательности

Исследования проведены при частичной финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (базовая часть государственного задания, задание № 340/2015, проект № 1416), Российского фонда фундаментальных исследований (проекты № 15-31-

50648 и № 16-03-00515), а также РФФИ и правительства Калужской области (проект № 14-42-03062). Экспериментальные времяпролётные исследования катодолуминесценции GaN проведены коллегами из Университета им. Отто фон Герике г. Магдебурга под руководством проф. Ю. Христена, за что авторы весьма им признательны.

Список литературы

- [1] Поляков А.Н., Noltemeyer M., Hempel T., Christen J., Степович М.А. Двумерная диффузия и катодолуминесценция экситонов, генерированных электронным пучком в полупроводниковом материале: результаты математического моделирования // Поверхность. Рентгеновские, синхротронные и нейтронные исследования. 2012. № 11. С. 35-40.
- [2] Поляков А.Н., Noltemeyer M., Hempel T., Christen J., Степович М.А. Оценка значений электрофизических параметров полупроводниковых материалов по результатам измерений катодолуминесценции экситонов // Прикладная физика. 2012. № 6. С. 41-46.
- [3] Поляков А.Н., Noltemeyer M., Hempel T., Christen J., Степович М.А. Катодолуминесцентные экспериментальные исследования транспорта экситонов в нитриде галлия // Известия РАН. Серия физическая. 2012. Т. 76. № 9. С. 1082-1085.
- [4] Поляков А.Н., Степович М.А., Туртин Д.В. Катодолуминесцентные исследования диффузии экситонов в нитриде галлия // Поверхность. Рентгеновские, синхротронные и нейтронные исследования. 2016. № 5. С. 104-108.

References

- [1] Polyakov A.N., Noltemeyer M., Hempel T., Christen J., Stepovich M.A. Two Dimensional Diffusion and Cathodoluminescence of Excitons Generated by Electron Beam in Semiconductors: Results of Mathematical Modelling. *Journal of Surface Investigation. X-ray, Synchrotron and Neutron Techniques*, 2012, vol. 6, no. 6, pp. 901 - 906.
- [2] Polyakov A.N., Noltemeyer M., Hempel T., Christen J., Stepovich M.A. [Estimation of values of electrophysical parameters of semiconductor materials by results of measurements of excitons cathodoluminescence] // *Prikladnaya Fizika*, 2012, no. 6, pp. 41 - 46. (In Russian).
- [3] Polyakov A.N., Noltemeyer M., Hempel T., Christen J., Stepovich M.A. Experimental Cathodoluminescence Studies of Exciton Transport in Gallium Nitride. *Bulletin of the Russian Academy of Sciences. Physics*, 2012, vol. 76, no. 9, pp. 970 - 973.
- [4] Polyakov A.N., Stepovich M.A., Turtin D.V. Cathodoluminescence Studies of Exciton Diffusion in Gallium Nitride. *Journal of Surface Investigation. X-ray, Synchrotron and Neutron Techniques*, 2016, vol. 10, no. 3, pp. 363 - 366.

Acknowledgements

Investigations were carried out with the partial financial support of the Ministry of Education and Science of the Russian Federation (the basic part of the state task, the task No. 340/2015, the project No. 1416), the Russian Foundation for Basic Research (Projects No. 15-31-50648 and No. 16-03-00515) and the Russian Foundation for Basic Research and the government of the Kaluga region (project No. 14-42-03062). Time-of-flight experimental studies of cathodoluminescence of GaN carried out by colleagues at the Otto von Guericke University of Magdeburg under the guidance of Professor J. Christen, for which the authors are very grateful to them.

Полевой СВЧ-транзистор на основе алмаза с δ -легированным бором каналом

¹Алтухов А.А., ²Талипов Н.Х., ²Чучева Г.В.

¹ООО «ПТЦ УралАлмазИнвест»

г. Москва, 121108, Российская Федерация

ua1-co@yandex.ru

²Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники

им. В.А. Котельникова РАН

г. Фрязино Московской области, 141196, Российская Федерация

niyazt@yandex.ru

Аннотация: Рассматривается новый метод формирования на поверхности алмаза δ -легированного р-канала полевого СВЧ-транзистора низкоэнергетической ионной имплантацией бора через маску из Al и азота – без маски, в результате которой в алмазе формируется δ -слой р-типа толщиной ~ 10 нм за счет компенсации бора азотом на “хвосте” профиля распределения атомов бора. Приводятся рассчитанные методом SRIM профили распределения в алмазе имплантированных ($E = 10\text{--}25$ кэВ) через маску из Al атомов бора и без маски – атомов азота, а также технологический маршрут формирования СВЧ-транзистора.

Ключевые слова: широкозонные полупроводники, ионная имплантация в алмаз, дельта-легирование алмаза, алмазный СВЧ-транзистор.

1. Введение

Уникальные свойства алмаза по сравнению с другими широкозонными полупроводниками SiC и GaN такие, как высокая подвижность электронов $4500\text{ см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$ и дырок $3800\text{ см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$, а также соответствующие скорости дрейфа в насыщении $(1,5\text{--}2,7)\cdot 10^7$ и $(0,85\text{--}1,2)\cdot 10^7$ см/с, рекордная теплопроводность $22\text{ Вт}/(\text{см}\cdot\text{К})$, высокая напряженностью электрического поля пробоя и сравнительно низкая диэлектрическая проницаемость при удельном сопротивлении нелегированного материала $\sim 10^{16}$ Ом·см, делают алмаз перспективным материалом для мощных СВЧ-приборов [1]. Разработка технологии выращивания пластин CVD алмаза [2] позволяет производить алмазные транзисторы в промышленном масштабе. Легированный бором CVD алмаз обладает необходимыми электрофизическими параметрами для изготовления полевых СВЧ-транзисторов. В настоящее время основным методом легирования алмаза является ионная имплантация бора –

акцепторной примеси, которая создает уровни с энергией активации $E_A = E_v + 0,37$ эВ. Преимуществом ионной имплантации по сравнению с другими методами является возможность внедрения контролируемой дозы ионов легирующей примеси вплоть до предела растворимости. Данный метод, с целью отжига созданных ионной бомбардировкой нарушений кристаллической структуры и электрической активации внедренных атомов бора, требует очень больших температур постимплантационного отжига вплоть до 1600 °С в высоком вакууме, предотвращающем графитизацию алмаза [3], либо при отжиге методом высоких давлений и высокой температуры, (так называемый метод НРНТ), с помощью которого был создан полевой СВЧ-транзистор на имплантированном бором CVD алмазе [4]. Альтернативными ионной имплантации бора методами создания δ -легированного p -слоя на алмазе являются трудно контролируемый плазмохимический метод легирования бором в процессе роста CVD алмаза [5] и гидрирование поверхности [6], позволяющее создавать полевые СВЧ-транзисторы [7].

Однако метод создания p -канала полевых СВЧ-транзисторов с помощью высокоэнергетической ($E \geq 50$ кэВ) ионной имплантации бора [4], в результате которой толщина легированного слоя составляет несколько десятков нанометров, требует введения дополнительного ионно-лучевого травления имплантированного канала транзистора с целью его утонения, что является трудно контролируемым процессом на алмазе.

В данной работе приводятся профили распределения в алмазе внедренных с низкой энергией атомов бора и азота, а также технологический маршрут формирования СВЧ-транзистора.

2. Ионная имплантация бора и азота в алмаз

Расчет пространственного распределения имплантированных атомов бора и азота в алмазе проводился методом SRIM-2013 [8].

На рис. 1. приведены распределения по глубине внедренных в алмаз с различной энергией ($E = 10\text{--}25$ кэВ) атомов бора через маску из алюминия толщиной 30–80 нм (кривые 1–4) и без маски (кривые 5–6). Толщина маски из алюминия для соответствующей энергии ионов бора подбиралась таким образом, чтобы проецированный пробег ионов бора в Al лежал на границе раздела маска-алмаз. Из рис. 1 видно, что в случае наличия Al маски максимум профиля распределения атомов бора лежит непосредственно в приповерхностном слое толщиной 15–20 нм (кривые 1–4), а “хвост” профиля (максимальный пробег ионов бора) тянется до глубины 30–50 нм.

Имплантация ионов B^+ в непокрытый алмаз (кривые 5 и 6) приводит

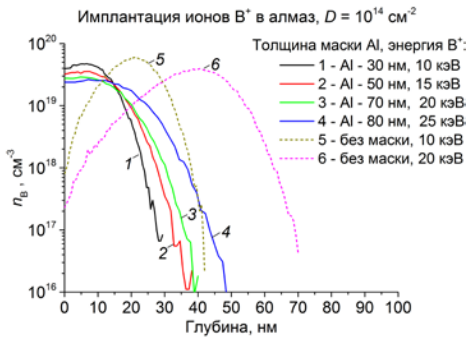


Рис. 1. Распределение по глубине атомов бора, внедренных в алмаз с различной энергией через маску из Al и без маски

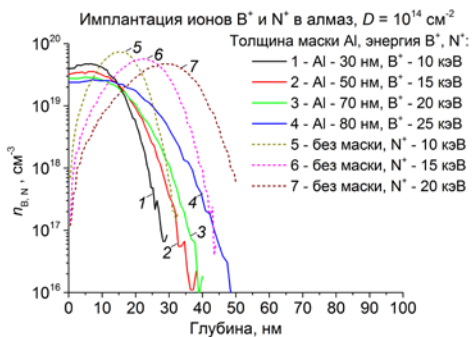


Рис. 2. Распределение по глубине внедренных в алмаз с различной энергией через маску из Al атомов бора и без маски — атомов азота

к тому, что в приповерхностном слое на глубине 10 нм концентрация атомов бора почти на два порядка ниже, чем в окрестности проецированного пробега, что не позволяет создавать поверхностный δ -легированный p -канал без травления поверхности на глубину 20–30 нм.

На рис. 2 приведены пространственные распределения внедренных в алмаз с различной энергией ($E = 10$ –25 кэВ) атомов бора через маску из алюминия толщиной 30–80 нм (кривые 1–4) и атомов азота с энергией 10–20 кэВ — без маски (кривые 5–7). Азот является глубоким донорным центром в алмазе с энергией активации 1,7 эВ, поэтому его вклад в электропроводность пренебрежимо мал. Как видно из рис. 2, в приповерхностной области на глубине 10 нм концентрация атомов азота, внедренных с энергией 15–20 кэВ (кривые 6 и 7), на порядок ниже, чем концентрация атомов бора (кривые 1–4), поэтому в этой области бор не будет перекомпенсироваться азотом и в ней сформируется δ -легированный бором p -канал. В области “хвоста” профиля распределения атомов бора концентрация азота превышает концентрацию бора, поэтому азотные донорные центры скомпенсируют акцепторные центры бора и эта область будет обладать сопротивлением, превышающим сопротивление p -канала на несколько порядков.

3. Полевой транзистор с δ -легированным бором каналом

На рис. 3 приведена схема полевого транзистора на алмазе с δ -легированным бором каналом. Технологический маршрут изготовления транзистора состоит из следующих основных операций:

1. Фотолитография – формирование меток совмещения.
2. Фотолитография – изготовление окна в фоторезисте под ионную имплантацию азота в компенсирующую область под затвором.
3. Имплантация ионов N^+ с энергией $E = 15\text{--}20$ кэВ, дозой $D = (1\text{--}3) \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$. Удаление фоторезиста.
4. Напыление алюминия толщиной 50–70 нм.
5. Имплантация ионов B^+ с энергией $E = 15\text{--}20$ кэВ, дозой $D = (1\text{--}3) \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$.
6. Фотолитография – вскрытие окон в фоторезисте над областями стока и истока под ионную имплантацию бора.
7. Имплантация ионов B^+ с энергией $E = 15\text{--}20$ кэВ, дозой $D = 1 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-2}$. Удаление фоторезиста и маски из Al.
8. Активационный отжиг методом НРНТ при $P \sim 7$ ГПа и $T = 1350$ °С.
9. Формирование контакта затвора Шоттки (платина или алюминий).
10. Формирование контактов истока и стока (золото с подслоем титана).

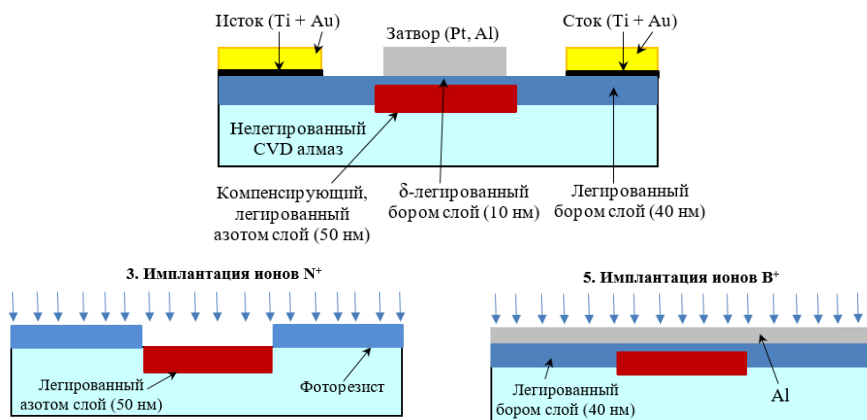


Рис. 3. Схема полевого транзистора на алмазе с δ -легированным бором каналом и затвором Шоттки и основные технологические операции его изготовления (согласно маршруту): 3 – имплантация ионов N^+ в окна в фоторезисте; 5 – имплантация ионов B^+ через маску из Al

С целью уменьшения сопротивления контактов истока и стока, эти области дополнительно легируются бором (формируются p^+ -области истока и стока за счет существенного уменьшения энергии активации бора при высокой его концентрации). Контакты затвора, истока и стока изготавливаются стандартными технологическими методами фотолитографии и напыления металлов.

Активационный отжиг методом НРНТ позволяет активировать до 7% внедренных атомов бора, что гораздо выше, чем при вакуумном отжиге [9]. В отличие от отжига в вакууме, метод НРНТ не приводит к формированию графитизированного слоя на поверхности алмаза толщиной в несколько десятков нанометров, тем самым сохраняется сформированный ионной имплантацией бора δ -легированный p -слой.

4. Заключение

Таким образом, в предлагаемом методе вначале в алмаз проводится имплантация ионов N^+ (азот – донор) с энергией 15–20 кэВ дозой $(1-3) \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$. Затем на поверхность алмаза напыляется маска из алюминия толщиной от 50 до 70 нм, через которую проводится имплантация ионов B^+ с энергией 15–20 кэВ дозой $(1-3) \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$. Энергия ионов B^+ выбирается в зависимости от толщины маски таким образом, чтобы проецированный пробег ионов бора в Al лежал на границе раздела маска-алмаз. В результате в алмазе формируется δ -легированный низкоэнергетическими (значительная часть энергии теряется в Al) ионами B^+ слой толщиной ~ 10 нм за счет компенсации бора азотом на “хвосте” профиля распределения атомов бора.

Список литературы

- [1] Васильев А. Г., Колковский Ю. В., Концевой Ю. А. СВЧ приборы и устройства на широкозонных полупроводниках. – М.: ТЕХНОСФЕРА. 2011. С. 186-199.
- [2] CVD Diamond for Electronic Devices and Sensors / ed. By R.S. Sussmann, John Wiley and Sons. 2009.
- [3] Вавилов В.С. Возможности и ограничения ионной имплантации в алмаз и их сопоставление с другими методами введения электрически активных примесей // УФН. 1994. Т. 164. № 4. С. 429-433.
- [4] Kenji Ueda and Makoto Kasu. High temperature operation of boron-implanted diamond field-effect transistors // Japanese Journal of Applied Physics. 2010. V. 49. P. 04DF16-1-04DF16-4.
- [5] Shiomi H., Nishibayashi Y., Toda N., Shikata S.I., Pulse-doped diamond p -channel metal semiconductor field-effect transistor // Electr. Dev. Lett., IEEE. 1995. V. 16. P. 36-38.
- [6] Алтухов А.А., Афанасьев М.С., Зяблюк К.Н., Митягин А.Ю., Талипов Н.Х., Чучева Г.В. Формирование дельта-легированного водородом p -слоя в природных и CVD кристаллах алмаза // Техн. и констр. в электронной аппаратуре. 2011. № 5. С. 14-16.
- [7] Гуляев Ю.В., Митягин А.Ю., Чучева Г.В., Афанасьев М.С., Зяблюк К.Н., Талипов Н.Х., Недосекин П.Г., Набиев А.Э. Полевой транзистор на гидрированной поверхности алмаза // Радиотехника и электроника. 2014. Т. 59. № 3. С. 304-310.
- [8] James F. Ziegler. The Stopping and Range of Ions in Matter // <http://www.srim.org>.
- [9] Ueda K and Kasu M. High-pressure and high-temperature annealing effects of boron-implanted diamond // Diamond & Related Materials. 2008. V. 17. P. 502-505.

Characteristics of the microstrip lines made of silver nanoparticle ink printing method

Anna E. Zdrok, Danil V. Sherstjuk, Anton M. Umarov,
Sergey A. Artishchev, Anton G. Loschilov, Nikolay D. Malyutin

¹*Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics*

Tomsk, 634050, Russian Federation

main@skbsmena.ru; ndm@main.tusur.ru

Abstract: *We consider the use of plotter to print by ink containing silver nanoparticles for the manufacture of microstrip lines. Experimental parameters of investigated microstrip transmission line, which manufactured by means of plotter, are given. Frequency characteristics are investigated in the range up to 6 GHz. Reflektogram of microstrip transmission line at impact of an impulse with the front 40 ps is received. Results of researches have shown that depositing two layers of ink with the subsequent heat treatment provides the losses 0,09 dB/mm at a frequency of 1 GHz. Use of such way production of microstrip lines is acceptable for some specific applications.*

Keywords: *additive technology in electronics, plotter, ink comprising silver nanoparticles, microstrip transmission line.*

Характеристики микрополосковых линий, изготовленных методом принтерной печати нанодисперсными серебросодержащими чернилами

Здрок А.Е., Шерстюк Д.В., Умаров А.М., Артищев С.А.,
Лошилов А.Г., Малютин Н.Д.

¹*Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники*

г. Томск, 634050, Российская Федерация

main@skbsmena.ru; ndm@main.tusur.ru

Аннотация: *Рассмотрено применение плоттерной печати серебросодержащими чернилами для изготовления микрополосковых линий. Приведены результаты экспериментальных исследований параметров изготовленного макета микрополосковой линии передачи: частотные характеристики в диапазоне до 6 ГГц, импульсные характеристики при воздействии импульса с фронтом 40 пс. Результаты исследований показали, что необходимо двухслойное нанесение чернил с*

последующей термообработкой. Это обеспечивает потери 0,09 дБ/мм на частоте 1 ГГц. Использование такого способа изготовления микрополосковых линий является приемлемым для некоторых конкретных приложений.

Ключевые слова: аддитивные технологии в электронике, плоттер, чернила содержащие наночастицы серебра, микрополосковая линия передачи.

1. Введение

Принтерные методы формирования проводников из растворов, содержащих наночастицы металлов, на поверхности подложек представляют группу аддитивных методов в технологии, которая в последние годы развивается в электронике быстрыми темпами [1, 2]. Такие растворы называют чернилами по аналогии с широко известными чернилами для струйных принтеров. Несмотря на некоторое сходство принтерной струйной печати изображений с печатью проводников, в настоящее время существуют существенные проблемы, как в области создания специальных принтеров, так и чернил для печати элементов электроники. Поэтому эти технологии пока не перешли в стадию широкого промышленного освоения [3]. Методы принтерной печати в электронике в настоящее время находятся скорее на стадии научно-исследовательских поисков. Известны успешные применения струйной печати для создания антенн, пассивных RFID-меток, копланарных волноводов и других СВЧ - элементов [4–8]. Развитие аддитивных технологий в электронике применительно к созданию различных компонент и органических светодиодов отражено в работе [9].

Известен способ печати проводников с помощью так называемых плоттеров [10, 11]. При плоттерной печати осуществляется непрерывная подача чернил в процессе формирования пленки. В сравнении с точечным методом образования геометрических примитивов, который реализуется в струйных принтерах, плоттерная печать позволяет получать пленки с более однородной поверхностью.

Целью данной работы являлось изучение характеристик микрополосковых линий, изготовленных методом плоттерной печати серебросодержащими чернилами.

2. Исследуемый макет микрополосковой линии

Макет микрополосковой линии был напечатан на подложке из материала ФЛАН толщиной 0,5 мм, применяемого при изготовлении СВЧ устройств. На поверхности подложки оставлены площадки из медной фольги

для обеспечения установки коаксиально-полоскового перехода SMA. Размер подложки $21 \times 45 \times 0,5$ мм. На рис. 1, *a* изображена топология проводящих участков (фольги) на диэлектрической подложке, на рис.1, *b* – внешний вид макета с напечатанной серебросодержащими чернилами полоской 1 на подложке 2 и с установленными коаксиально-полосковыми переходами 3.

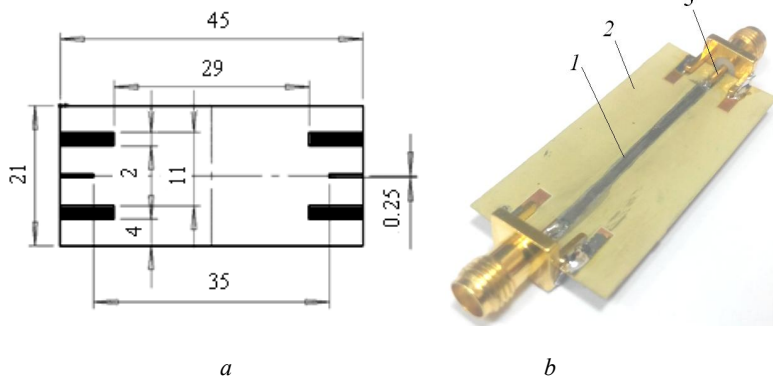


Рис. 1. Топология проводящих участков на диэлектрической подложке (а) и макет микрополосковой линии, изготовленной методом плоттерной печати (б).

Fig. 1. The topology of conductive regions on the dielectric substrate (a) and the layout of the microstrip line, manufactured by the plotter method of printing (b)

Микрополосковая линия напечатана между двумя центральными проводящими участками фольги, имела длину 35 мм и ширину $W=2,1$ мм. В качестве материала были взяты серебросодержащие чернила марки Silverjet DGP-40TE-20C 736473-100G. Данный раствор представляет собой нанодисперсный порошок, растворенный в триэтиленгликоль монометиловом эфире (30-35% массы), размеры частиц не превышают 50 нм, удельное сопротивление согласно описанию порядка 7 мкОм/см.

3. Экспериментальные характеристики макета

Анализ структуры и толщины пленки проводился с помощью установки MicroXAM-100 KLA Tencor. Результаты показали достаточную однородность пленки (рис. 2), толщина пленки составила 18 мкм.

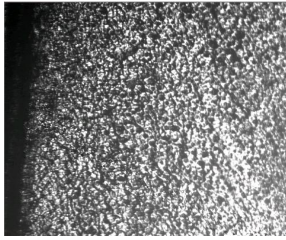


Рис. 2. Микро-
фотография участка
пленки.

Fig. 2. A photo-
micrography of the film

Для оценки электрических параметров полученной микрополосковой линии были измерены частотные характеристики и отклик на импульсное воздействие. На рис. 3 представлены точками экспериментальные частотные зависимости вносимого затухания $20\log(|S_{21}|)$, фазового сдвига $\arg(S_{21})$ где S_{21} – элемент матрицы рассеяния S . Сплошными кривыми показаны рассчитанные частотные характеристики по методу экстракции параметров микрополосковой линии исходя из условия минимизации расхождения экспериментальных и теоретических данных [12]. Начальные значения первичных и вторичных параметров микрополосковой линии были определены, исходя из известных размеров и относительной диэлектрической проницаемости подложки, размеров микрополосковой линии: погонная емкость $C_0 = 464,8$ пФ/м; погонная индуктивность $L_0 = 0,186$ мкГн/м; характеристическое волновое сопротивление $Z_C = 20,02$ Ом; эффективная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon_{eff} = 7,79$.

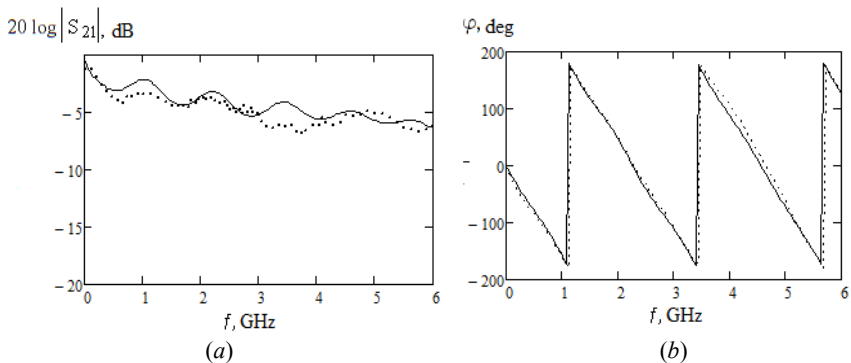


Рис. 3. Частотные зависимости вносимого затухания (а) и фазового сдвига (б) отрезка микрополосковой линии, изготовленной методом пло печати серебросодержащими чернилами: эксперимент; ——— расчет.

Fig. 3. Frequency dependence of the insertion loss (a) and phase shift (b) at the output of the microstrip line made by silver-ink printing: experiment; ——— calculation

Погонное сопротивление R_0 было определено на постоянном токе и составило $R_0 = 114,3$ Ом/м. Реализация численного моделирования показала, что наибольшее расхождение первичных параметров наблюдается в

оценке погонного сопротивления R_0 . Анализ полученных экспериментальных и теоретических зависимостей вносимых и возвратных потерь позволил заключить, что R_0 существенно зависит от частоты, причем эта зависимость близка к линейной и аппроксимируется формулой:

$$R_0(f) = 114,3 + (f \cdot 10^{-9})^{0,75}. \quad (1)$$

Наилучшее приближение к экспериментальным частотным зависимостям S_{21} , S_{11} получено при разделении полосы на три отрезка в продольном направлении со следующими первичными параметрами: $C_0 = 410,0$ пФ/м, $L_0 = 0,21$ мкГн/м для первого и третьего отрезков длиной $l_{1,3} = 10$ мм; для второго отрезка длиной $l_2 = 25$ мм определены $C_0 = 400,0$ пФ/м, $L_0 = 0,22$ мкГн/м.

Исследована рефлектограмма устройства. В качестве тестового сигнала использовался перепад напряжения амплитудой 0,25 В на нагрузке 50 Ом, фронт перепада составляет 40 пс. Из анализа рефлектограммы следует, что имеются существенные потери и отражение от нерегулярностей полученной полосы. Нерегулярности вызваны растеканием чернил на подложке, вследствие чего ширина проводника не постоянна вдоль продольной оси.

4. Заключение

Результаты измерения электрических параметров микрополосковой линии на основе серебросодержащих чернил показали, что нанесение двух слоев чернил с последующей термообработкой обеспечивает потери 0,09 дБ/мм на частоте 1 ГГц, возрастающие до 0,18 дБ/мм на частоте 6 ГГц. Это приемлемо пока лишь для некоторых применений [13], когда потери в линии не столь существенны. Дальнейшее совершенствование представленной аддитивной технологии должно осуществляться при тщательной отработке режимов спекания наночастиц серебра в однородную пленку. Для этого можно применять разработанный плоттер, обладающий важным преимуществом: возможностью печати чернилами с широким диапазоном вязкости.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ, соглашение № 14.577.21.0188 от 27.10.2015 г., идентификатор RFMEFI57715X0188.

Список литературы

[1] Reinhold I., Hendriks C.E., Eckardt R., Kranenburg J.M., Perelaer J., Baumann R.R., Schubert U.S. Argon plasma sintering of ink jet printed silver track sonopolymer substrates // Jour-

nal of Materials Chemistry 19, 2009. No. 21. P. 3384–3388. ISSN: 0959-9428. <http://pubs.rsc.org/en/Content/ArticleLanding/2009/JM/b823329b>.

[2] Sebastian Wünscher, Tobias Rasp, Michael Grouchko, Alexander Kamyshny, Renzo M. Paulus, JolkePerelaer, Torsten Kraft, Shlomo Magdassi and Ulrich S. Schubert. Simulation and prediction of the thermal sintering behavior for a silver nanoparticle ink based on experimental input // Journal of materials chemistry. C, Materials for optical and electronic devices, 2 (2014), No. 31. P. 6342–6352. DOI: 10.1039/C4TC00632A.

[3] Каблов Е. Применение 3D принтеров в промышленности. Аддитивные технологии: перспективы 3D печати в промышленности // Атомный эксперт. 2014. № 5–6. С. 56–61.

[4] Sangkil Kim [et al]. Inkjet-printed antennas, sensors and circuits on paper substrate // IET Microwaves, Antennas & Propagation. 2013. №10. P. 858-868.

[5] Riccardo Moro [et al]. Novel Inkjet-Printed Substrate Integrated Waveguide (SIW) Structures on Low-Cost Materials for Wearable Applications / Riccardo Moro [et al] // Microwave Conference (EuMC). 2012. P. 72-75.

[6] Oscar Azucena [et al]. Inkjet printing of passive microwave circuitry // Microwave Symposium Digest. 2008. P. 1075-1078.

[7] Li Yang [et al]. RFID Tag and RF Structures on a paper substrate using inkjet-printing technology // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. 2007. 55 p.

[8] Ефремов А.А., Костин Ю.В., Ниссан А.В., Павлов Н.И. Печатная электроника. Изд-во ЗАО "НИИТ", 2013. 56 с.

[9] Tuev V.I. [et al]. Evolution of additive printer technology in electronics: thin film manufacturing of organic semiconductors, metal conductors, dielectrics and educational resources on their basis // Conference Proceedings, 2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). 6 – 12 September, Sevastopol, Crimea. Pp. 679-682.

[10] Larson B.J., Gillmor S.D., Lagally M.G. Controlled deposition of picoliter amounts of fluid using an ultrasonically driven micropipette // Review of Scientific Instruments. 2004. No 75. P. 832-836.

[11] Шерстюк Д.В., Умаров А.М., Здрок А.Е. Разработка печатающей головки для устройства аддитивного изготовления печатных плат // Материалы Международной научно-технической конференции Научная сессия ТУСУР–2016. Томск: В-Спектр, 2016. Ч. 2. С. 85-87.

[12] Малютин Н.Д., Бибииков Т.Х., Большанин И.В., Лощилов А.Г., Сунцов С.Б., Семенов Э.В. Метод и алгоритмы экстракции эквивалентных первичных параметров связанных линий с потерями и дисперсией // Доклады ТУСУРа, № 2 (24), часть 1, декабрь 2011. С. 295-301.

[13] Artishchev S.A., Zdrok A.E., Loschilov A.G., Maljutin N.D. Analysis of influence of annealing parameters on electrical resistance of printed electronics elements / Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo), 2014 24th International Crimean Conference. Sevastopol, 2014. P. 690 – 691 (engl., rus.). DOI: 10.1109/CRMICO.2014.6959587.

References

[1] Reinhold I, Hendriks C.E., Eckardt R., Kranenburg J.M., Perelaer J., Baumann R.R., Schubert U.S. Argon plasma sintering of ink jet printed silver track sonopolymer substrates. Journal of Materials Chemistry 19, 2009. No. 21. P. 3384–3388. ISSN: 0959-9428. <http://pubs.rsc.org/en/Content/ArticleLanding/2009/JM/b823329b>.

- [2] Sebastian Wünscher, Tobias Rasp, Michael Grouchko, Alexander Kamyshny, Renzo M. Paulus, JolkePerelaer, Torsten Kraft, Shlomo Magdassi and Ulrich S. Schubert. Simulation and prediction of the thermal sintering behavior for a silver nanoparticle ink based on experimental input. *Journal of materials chemistry. C, Materials for optical and electronic devices*, 2 (2014), No. 31. P. 6342–6352. DOI: 10.1039/C4TC00632A.
- [3] Kablov E. Application of 3D printers in the industry. Additive technology: prospects of 3D printing in the industry. *Nuclear expert*. 2014. № 5–6. P. 56 – 61. (In Russian).
- [4] Sangkil Kim [et al]. Inkjet-printed antennas, sensors and circuits on paper substrate. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*. 2013. №10. P. 858 – 868.
- [5] Riccardo Moro [et al]. Novel Inkjet-Printed Substrate Integrated Waveguide (SIW) Structures on Low-Cost Materials for Wearable Applications // *Microwave Conference (EuMC)*. 2012. P. 72 – 75.
- [6] Oscar Azucena [et al]. Inkjet printing of passive microwave circuitry // *Microwave Symposium Digest*. 2008. P. 1075 – 1078.
- [7] Li Yang [et al]. RFID Tag and RF Structures on a paper substrate using inkjet-printing technology // *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*. 2007. 55 p.
- [8] Efremov A.A., Kostin Y.V., Nissan A.V., Pavlov N.I. Printed electronics. Publishing House ZAO "NIIT", 2013. 56 p. (In Russian).
- [9] Tuev V.I. [et al]. Evolution of additive printer technology in electronics: thin film manufacturing of organic semiconductors, metal conductors, dielectrics and educational resources on their basis // *Conference Proceedings, 2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015)*. 6 – 12 September, Sevastopol, Crimea. Pp. 679 – 682.
- [10] Larson B.J. Controlled deposition of picoliter amounts of fluid using an ultrasonically driven micropipette / B.J. Larson, S.D. Gillmor, M.G. Lagally // *Review of Scientific Instruments*. – 2004. – No 75. – P. 832–836.
- [11] Sherstyuk D.V., Umarov A.M., Zdrok A.E. Development of the printing head for the device of additive production of printed circuit boards. *Materials of the International Scientific Technical Conference Scientific TUSUR-2016 session*. Tomsk: V-Spectr, 2016. P. 2. Pp. 85 – 87. (In Russian).
- [12] Maljutin N.D., Bibikov T.H., Bolshanin I.V., Loshilov A.G., Suncov S.B., Semyonov E.V. The method and algorithms to extract equivalent initial parameters of coupled lines with losses and dispersion. *Doklady TUSUR*. № 2 (24). Part 1, Dec. 2011. Pp. 295 – 301. (In Russian).
- [13] Artishchev S.A., Zdrok A.E., Loschilov A.G., Maljutin N.D. Analysis of influence of annealing parameters on electrical resistance of printed electronics elements / *Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo)*, 2014 24th International Crimean Conference. Sevastopol, 2014. P. 690 – 691 (engl., rus.). DOI: 10.1109/CRMICO.2014.6959587.

Acknowledgements

This work was financially supported by the Ministry of Education and Science of the Russian Federation, the agreement № 14.577.21.0188, ID No RFMEFI57715X0188.

Influence of the electrical boundary conditions on the backward waves in piezoelectric plates

Iren E. Kuznetsova, Ilya A. Nedospasov

Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics of RAS

Moscow, 125009, Russian Federation

kuziren@yandex.ru

Abstract: We study the peculiarities of propagation of the backward acoustic waves in XY potassium niobate plate at the electrical shorting one or two sides of the plate. It is shown that with the electrical shorting the region of the backward wave existing is increased. The points of the backward waves appearance is moved in the region of the higher frequencies. It is also found that the backward SH_1 wave is disappeared at the electrically shorted both sides of the plate.

Keywords: backward acoustic waves, shear-horizontal waves, potassium niobate, piezoelectric plates, electrical boundary conditions.

Влияние электрических граничных условий на обратные волны в пьезоэлектрических пластинах

¹Кузнецова И.Е., ¹Недоспасов И.А.

¹Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН

г. Москва, 125009, Российская Федерация

kuziren@yandex.ru

Аннотация: Исследуются особенности распространения обратных поперечно-горизонтальных акустических волн в пластине XY ниобата калия при металлизации одной или обеих сторон пластины. Показано, что при металлизации область существования этих волн увеличивается, а точка их возникновения смещается в область малых частот. Обнаружено, что при металлизации обеих сторон пластины обратная SH_1 волна исчезает.

Ключевые слова: обратные акустические волны, волны с поперечно-горизонтальной поляризацией, ниобат калия, пьезоэлектрические пластины, электрические граничные условия.

1. Введение

Как известно, обратные акустические волны в пластинах характеризуются противоположно направленными фазовой и групповой скоростями [1-4]. К настоящему времени их свойства изучены довольно подробно в пластинах из изотропных и анизотропных материалов [1-12]. Что касается пьезоэлектрических пластин, то существует лишь небольшое количество работ, в которых теоретически предсказана возможность существования обратных волн для узкого класса материалов с высокой симметрией класса $C6v$ [13 - 15]. В частности, в [14] показано, что при определенных условиях в пьезопластинах обратными могут быть не только волны Лэмба, но и поперечные акустические волны. Изучение условий распространения поперечных акустических мод в пьезоэлектрических пластинах продолжено в [15]. В этой работе также теоретически исследованы потоки энергии, переносимые нормальными поперечными акустическими волнами вблизи критических частот, где эти волны могут существовать в виде обратных волн. В работах [16, 17] приведены результаты исследования особенностей распространения и гибридизации обратных мод Лэмба в пластинах ниобата лития и ниобата калия. В работе [18] исследован вопрос о существовании чисто сдвиговых обратных волн и волн с нулевой групповой скоростью в пластинах X- и Y-срезов ромбического кристалла ниобата калия, отличающегося исключительно сильным пьезоэффектом [19, 20]. Выделены два механизма, способствующие возникновению обратных волн: отрицательное смещение объемных сдвиговых волн при отражении от поверхности пьезокристалла и вогнутость в сечении поверхности медленности для сдвиговых объемных волн вблизи оси X в пластине ниобата калия.

Тем не менее, изучение различных характеристик и условий существования обратных волн в пьезоэлектрических пластинах остается по-прежнему актуальным.

В связи с этим целью настоящей работы является теоретическое исследование влияния металлизации поверхностей пластины X-Y ниобата калия на характеристики обратных акустических волн с поперечно-горизонтальной (SH) поляризацией.

2. Теоретический анализ

Рассмотрим распространение прямых и обратных акустических волн с поперечно-горизонтальной поляризацией в пластине X-Y ниобата калия. Геометрия задачи представлена на рис.1. Волна распространяется вдоль

оси x_1 пьезоэлектрической пластины, ограниченной плоскостями $x_3=0$ и $x_3=h$. В областях $x_3<0$ и $x_3>h$ расположен вакуум. Рассматривается двумерная задача, и в этом случае все механические и электрические переменные считаются постоянными в направлении оси x_2 . Для решения задачи запишем уравнение движения, уравнение Лапласа и материальные уравнения для пьезоэлектрической среды [5]:

$$\rho \partial^2 U_i / \partial t^2 = \partial T_{ij} / \partial x_j, \quad \partial D_j / \partial x_j = 0 \quad (1)$$

$$T_{ij} = C_{ijkl} \partial U_l / \partial x_k + e_{kij} \partial \Phi / \partial x_k, \quad D_j = -\varepsilon_{jk} \partial \Phi / \partial x_k + e_{jlk} \partial U_l / \partial x_k \quad (2)$$

Здесь U_i - компонента механического смещения частиц, t - время, T_{ij} - компонента тензора механического напряжения, x_j - координаты, D_j - компонента вектора электрической индукции, Φ - электрический потенциал, ρ , C_{ijkl} , e_{ikl} и ε_{jk} - плотность, упругие, пьезоэлектрические и диэлектрические постоянные пьезоэлектрика, соответственно

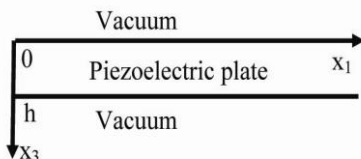


Рис. 1. Геометрия задачи.

Fig. 1. Geometry of the task

За пределами пластины в областях $x_3<0$ и $x_3>h$ электрическая индукция должна удовлетворять уравнению Лапласа:

$$\partial D_j^V / \partial x_j = 0, \quad (3)$$

где $D_j^V = -\varepsilon_0 \partial \Phi^V / \partial x_j$. Здесь индекс v обозначает величины, относящиеся к вакууму, а ε_0 - диэлектрическая постоянная вакуума.

Акустические волны, распространяющиеся в пластине, должны также удовлетворять механическим и электрическим граничным условиям. На границе с вакуумом ($x_3=0$ и $x_3=h$) эти условия имеют следующий вид:

$$T_{3j} = 0, \quad \Phi^V = \Phi; \quad D_3^V = D_3. \quad (4)$$

При электрическом закорачивании пластины с одной или двух сторон бесконечно тонким металлом, потенциал Φ становится равным нулю при $x_3=0$ или при $x_3=0, x_3=h$, соответственно.

3. Результаты и обсуждение

В результате решения граничной задачи были получены зависимости фазовых скоростей прямых и обратных поперечно-горизонтальных акустических волн первого (SH_1), второго (SH_2) и третьего (SH_3) порядков от параметра hf (h – толщина пластины, f – частота волны), распространяющихся в пластине X-Y ниобата калия (рис.2). Материальные постоянные ниобата калия были взяты из [21]. Расчеты были проведены для ситуаций, когда пластина электрически открыта (1), одна поверхность пластины электрически закорочена (2) и обе стороны пластины электрически закорочены (3).

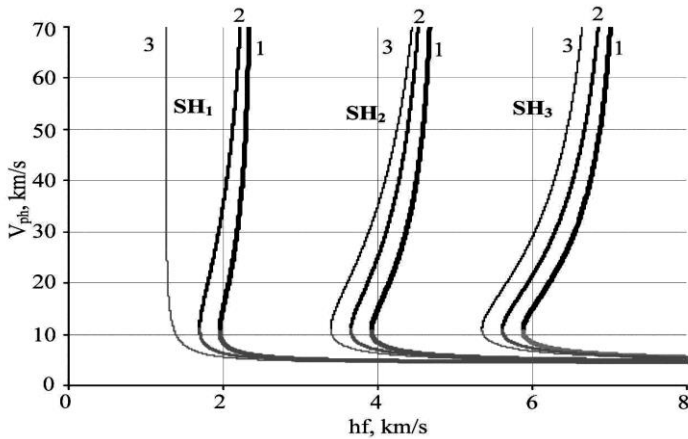


Рис. 2. Зависимости фазовых скоростей прямых (серые линии) и обратных (черные линии) SH_n волн в XY пластине $KNbO_3$ от параметра hf (кривая 1 соответствует электрически открытой пластине, 2 — электрически закороченной пластине с одной стороны, 3 — электрически закороченной пластине с двух сторон).

Fig. 2. Phase velocity of the direct (grey lines) and backward (black lines) SH_n waves in XY $KNbO_3$ plate vs parameter hf

(curve 1 corresponds to the electrically open plate, 2 – one side electrically shorted plate, 3 two sides electrically shorted plate)

Анализ показал, что при металлизации пластины точка появления обратных волн сдвигается в область более низких частот, а диапазон их существования увеличивается, что согласуется с данными, приведенными в [13]. В случае же SH_1 волны при металлизации пластины с двух сторон обратная волна исчезает.

4. Заключение

В результате выполненного исследования были построены зависимости фазовых скоростей прямых и обратных акустических волн с поперечно-горизонтальной поляризацией, распространяющихся в пластинах ХУ ниобата калия. Было исследовано влияние металлизации одной или обеих сторон пластины на характеристики этих волн. В результате было обнаружено, что при металлизации пластины точка появления обратных волн сдвигается в область более низких частот, а диапазон их существования увеличивается. В случае же SH_1 волны при металлизации пластины с двух сторон обратная волна исчезает. Для выяснения физической причины данного явления необходимо проведение исследования распределения электрических и акустических полей волны по толщине пластины, а также исследование энергетических характеристик данных волн.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проектов Российского фонда фундаментальных исследований №16-07-00629. Авторы выражают признательность Можяеву В.Г. за полезное обсуждение результатов работы.

Список литературы

- [1] Tolstiy I., Usdin E. Wave propagation in elastic plates: low and high mode dispersion// J. Acoust. Soc. Am. 1957. V.29. No.1. P. 37-42.
- [2] Mindlin R.D. An introduction in mathematical theory of vibrations of elastic plates. New Jersey: Fort Monmouth, 1955.
- [3] Mindlin R.D., Medick M.A. Extensional vibrations of elastic plates // J. Appl. Mech. 1959. V. 26. P.561-569.
- [4] Meitzler A.H. Backward-wave transmission of stress pulses in elastic cylinders and plates// J. Acoust. Soc. Am. 1965. V.38. No.1. P. 835-842.
- [5] B.A. Auld, Acoustic fields and waves in solids. Vol.2. New York: Wiley, 1973.
- [6] Kaduchak G., Hughers D.H., Marston P.L. Enhancement of the backscattering of high-frequency tone bursts by thin spherical shells associated with backward wave: Observation and ray approximation// J. Acoust. Soc. Am. 1994. V.96. P. 3704-3714.
- [7] Werby M.F., Uberall H. The analysis and interpretation of some special properties of higher order symmetric Lamb waves: The case for plates// J. Acoust. Soc. Am. 2002. V.111. P.2686-2691.
- [8] Marston P.L. Negative group velocity Lamb waves on plates and applications to the scattering of sound by shells// J. Acoust. Soc. Am. 2003. V.113. No.5. P.2659-2662.
- [9] Holland S.D., Chimenti D.E. Air-coupled acoustic imaging with zero-group-velocity Lamb modes// Appl. Phys. Lett. 2003. V.83. No.13. P. 2704-2706.
- [10] Prada C., Balogun O., Murray T.W. Laser-based ultrasonic generation and detection of zero-group velocity Lamb waves in thin plates // Appl. Phys. Lett. 2005. V.87.P. 194109.

- [11] Ces M., Clorennec D., Royer D., Prada C. Edge resonance and zero group velocity Lamb modes in a free elastic plate// J. Acoust. Soc. Am. 2011. V.130. No.2. P.689-694.
- [12] Prada C., Clorennec D., Murray T.W., Royer D., Influence of the anisotropy on zero-group velocity Lamb modes// J. Acoust. Soc. Am. 2009. V.126. No.2. P. 620-625.
- [13] Burlii P.V., Ilyin P.P., Kucherov I.Ya. Backward transfer acoustic waves in cubic crystal plates// Acoust. Phys. 1997. V.43. No. 3. P.266-269.
- [14] Burlii P.V., Ilyin P.P., Kucherov I.Ya. About possibility existence transversal backward waves in plates // JTP Letters. 1982. V.8. No.9. P.568-571.
- [15] Kucherov I.Ya., Malyarenko E.V. Energy Flows of Direct and Inverse Normal Transverse Acoustic Waves in Piezoelectric Plates// Acoustical Physics. 1998. V.44. No.4. P.420-424.
- [16] Zaitsev B.D., Kuznetsova I.E., Borodina I.A., Teplykh A.A. The peculiarities of propagation of the backward acoustic waves in piezoelectric plates// IEEE Trans. on Ultras., Ferroel. and Freq. Control. 2008. V.55. No.7. P.1660-1664.
- [17] Borodina I.A., Zaitsev B.D., Kuznetsova I.E., Teplykh A.A. Hybridization of Backward Acoustic Waves in Piezoelectric Plates//Tech. Phys. Lett. 2008. V.34. No.1. P.11-13.
- [18] Kuznetsova I.E., Nedospasov I.A., Mozhaev G.V. Transversal backward waves in piezoelectric plates of the potassium niobate X- and Y-cuts// Journ. of Comm. Tech. And Electronics. 2016. V.61. No.11. (in press).
- [19] Kuznetsova I.E., Zaitsev B.D., Joshi S.G., Borodina I.A. Acoustic plate waves in potassium niobate single crystal // Electronic Letters. 1998. V.34. No.23. P.2280-2281
- [20] Yamanouchi K., Odagawa H., Kojima T., Matsumura T. Theoretical and experimental study of super-high electromechanical coupling surface acoustic wave propagation in KNbO₃ single crystal// Electron. Lett. 1997. V. 33. No. 3. P. 193-194.
- [21] Zgonik M., Schlusser R., Biaggio I., Voit E., Tscherry J., Gunter P. Material constants of KNbO₃ relevant for electro- and acousto-optics// J. Appl. Phys. 1993. V. 74. No. 2. P. 1287-1297.

References

- [1] Tolstiy I., Usdin E. Wave propagation in elastic plates: low and high mode dispersion// J. Acoust. Soc. Am. 1957. V.29. No.1. P. 37-42.
- [2] Mindlin R.D. An introduction in mathematical theory of vibrations of elastic plates. New Jersey: Fort Monmouth, 1955.
- [3] Mindlin R.D., Medick M.A. Extensional vibrations of elastic plates // J. Appl. Mech. 1959. V. 26. P.561-569.
- [4] Meitzler A.H. Backward-wave transmission of stress pulses in elastic cylinders and plates// J. Acoust. Soc. Am. 1965. V.38. No.1. P. 835-842.
- [5] B.A. Auld, Acoustic fields and waves in solids. Vol.2. New York: Wiley, 1973.
- [6] Kaduchak G., Hughers D.H., Marston P.L. Enhancement of the backscattering of high-frequency tone bursts by thin spherical shells associated with backward wave: Observation and ray approximation// J. Acoust. Soc. Am. 1994. V.96. P. 3704-3714.
- [7] Werby M.F., Uberall H. The analysis and interpretation of some special properties of higher order symmetric Lamb waves: The case for plates// J. Acoust. Soc. Am. 2002. V.111. P.2686-2691.
- [8] Marston P.L. Negative group velocity Lamb waves on plates and applications to the scattering of sound by shells// J. Acoust. Soc. Am. 2003. V.113. No.5. P.2659-2662.

- [9] Holland S.D., Chimenti D.E. Air-coupled acoustic imaging with zero-group-velocity Lamb modes// *Appl. Phys. Lett.* 2003. V.83. No.13. P. 2704-2706.
- [10] Prada C., Balogun O., Murray T.W. Laser-based ultrasonic generation and detection of zero-group velocity Lamb waves in thin plates // *Appl. Phys. Lett.* 2005. V.87.P. 194109.
- [11] Ces M., Clorennec D., Royer D., Prada C. Edge resonance and zero group velocity Lamb modes in a free elastic plate// *J. Acoust. Soc. Am.* 2011. V.130. No.2. P.689-694.
- [12] Prada C., Clorennec D., Murray T.W., Royer D., Influence of the anisotropy on zero-group velocity Lamb modes// *J. Acoust. Soc. Am.* 2009. V.126 .No.2. P. 620-625.
- [13] Burlii P.V., Ilyin P.P., Kucherov I.Ya. Backward transfer acoustic waves in cubic crystal plates// *Acoust. Phys.* 1997. V.43. No. 3. P.266-269.
- [14] Burlii P.V., Ilyin P.P., Kucherov I.Ya. About possibility existence transversal backward waves in plates // *JTP Letters.* 1982. V.8. No.9. P.568-571.
- [15] Kucherov I.Ya., Malyarenko E.V. Energy Flows of Direct and Inverse Normal Transverse Acoustic Waves in Piezoelectric Plates// *Acoustical Physics.* 1998. V.44. No.4. P.420-424.
- [16] Zaitsev B.D., Kuznetsova I.E., Borodina I.A., Teplykh A.A. The peculiarities of propagation of the backward acoustic waves in piezoelectric plates// *IEEE Trans. on Ultras., Ferroel. and Freq. Control.* 2008. V.55. No.7. P.1660-1664.
- [17] Borodina I.A., Zaitsev B.D., Kuznetsova I.E., Teplykh A.A. Hybridization of Backward Acoustic Waves in Piezoelectric Plates//*Tech. Phys. Lett.* 2008. V.34. No.1. P.11-13.
- [18] Kuznetsova I.E., Nedospasov I.A., Mozhaev G.V. Transversal backward waves in piezoelectric plates of the potassium niobate X- and Y-cuts// *Journ. of Comm. Tech. And Electronics.* 2016. V.61. No.11. (in press).
- [19] Kuznetsova I.E., Zaitsev B.D., Joshi S.G., Borodina I.A. Acoustic plate waves in potassium niobate single crystal // *Electronic Letters.* 1998. V.34. No.23. P.2280-2281
- [20] Yamanouchi K., Odagawa H., Kojima T., Matsumura T. Theoretical and experimental study of super-high electromechanical coupling surface acoustic wave propagation in K₃NbO₃ single crystal// *Electron. Lett.* 1997. V. 33. No. 3. P. 193-194.
- [21] Zgonik M., Schlessler R., Biaggio I., Voit E., Tscherry J., Gunter P. Material constants of K₃NbO₃ relevant for electro- and acousto-optics// *J. Appl. Phys.* 1993. V. 74. No. 2. P. 1287-1297.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of projects of the Russian Foundation for Basic Research No. 16-07-00629. Authors thanks to Mozhaev V.G. for useful discussion.

Space-frequency filtering of information signals in the magnon-crystal structure

Sergey A. Odincov¹, Alexander V. Sadovnikov¹, Evgeniy N. Beginin¹

¹Saratov State University n.a. N.G. Chernyshevsky
Saratov, 410012, Russian Federation
odinoff@gmail.com

Abstract: We investigate the frequency and wavenumber selective spin-wave channeling by using the space-resolved Brillouin light scattering spectroscopy. We demonstrate the frequency selective propagation of spin waves in the array of two magnonic waveguides, formed between three adjacent magnonic crystals on the surface of yttrium iron garnet film. Proposed structure can be used as a magnonic platform for multidirectional frequency selective signal processing applications.

Keywords: magnon crystal, filtering of information signal

Пространственно-частотная фильтрация информационных сигналов в магнотно-кристаллической структуре

¹Одинцов С.А., ¹Садовников А.В., ¹Бегинин Е.Н.

¹Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского
г. Саратов, 410012, Российская Федерация
odinoff@gmail.com

Аннотация: В работе приведены результаты исследования распространения спиновых волн в касательно намагниченной магнотно-кристаллической структуре, состоящей из плёнки железо-иттриевого граната, с двумерным массивом канавок на поверхности. Был выполнен расчет дисперсионных характеристик и профилей полей собственных мод волн, распространяющихся в данной структуре. Методом Мандельштам-Бриллюэновской проведено исследование характеристик спиновых волн в магнотно-кристаллической структуре и показана возможность образования волноводных каналов для спиновых волн в случае. Предлагаемая структура может быть использована в качестве элемента для пространственно-частотной фильтрации СВЧ сигнала.

Ключевые слова: магнотный кристалл, фильтрация информационных сигналов

1. Введение

В настоящее время актуальным является изучение нового класса планарных волноведущих систем на основе ферритмагнитных пленок с периодической модуляцией геометрических либо материальных параметров – магннных кристаллов (МК)[1], [2]. По аналогии с фотонными кристаллами (ФК), в которых периодически чередуются области с различными значениями диэлектрической проницаемости, МК состоят из материалов с различной магнитной проницаемостью, либо с периодически изменяющимися геометрическими параметрами. Благодаря своим свойствам МК находят широкое применение в перестраиваемых магнитным полем устройствах обработки и генерации сигналов в микроволновом диапазоне, таких как, например, сверхвысокочастотные (СВЧ) фильтры, фазовращатели, ответвители, устройства хранения информации, сенсоры, высокоскоростные переключатели и устройства магннной логики [3—7].

В данной работе рассмотрена структура, представляющая собой плёнку железо-иттриевого граната (ЖИГ), с двумерным массивом канавок на поверхности. Методом конечных элементов проведено численное моделирование и выполнен расчет электродинамических характеристик поверхностных магнитостатических волн (ПМСВ), распространяющихся в рассматриваемой структуре. Проведен расчет дисперсионных характеристик и профилей полей собственных мод. Методом Мандельштам-Бриллюэновской спектроскопии магнитных. Показана возможность образования волноводных каналов для ПМСВ, и изучены особенности пространственно-частотной селективности рассматриваемой структуры. Результаты численного моделирования и экспериментального исследования находятся в хорошем соответствии.

2. Исследуемая модель

Рассмотрим модель магннно-кристаллической структуры, представляющую собой периодическую с периодом $D=200$ мкм в направлении оси y последовательность канавок на поверхности пленки ЖИГ, толщина которой $t=10$ мкм. Ширина плёнки $w_m=2500$ мкм, ширина канавки и ширина канала, образованного между канавками, равны $w_g=w_c=w_m/5=500$ мкм, толщина канавки в направлении оси z составляла $d=1$ мкм. Для численного моделирования использовалась модификация метода конечных элементов [8]. Ввиду периодичности структуры в направлении оси y расчетная область (рис.1) образована одним периодом МК. Статическое магнитное поле $H_0=1170$ Э направлено вдоль оси x . В этом случае вдоль оси y возможным оказывается распространение ПМСВ [9]. Величина диэлек-

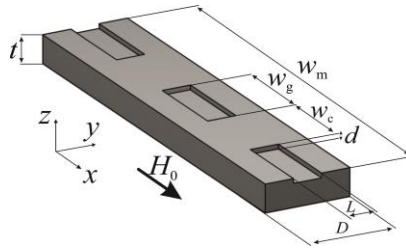


Рис. 1. Схема расчетной области для моделирования методом конечных элементов. Показана примитивная ячейка МК.

Fig. 1. The computational domain for the finite element modeling. The primitive cell of magnonic crystal is shown

трической проницаемости пленки ЖИГ составляла $\epsilon = 12.7$, $M_0 = 140$ Гс – намагниченность насыщения. На рис. 2 сплошными линиями представлены результаты расчета дисперсионных характеристик трех первых ширинных мод ПМСВ для рассматриваемого МК в диапазоне волновых чисел от 0 до 400 см^{-1} . На внутреннем рис.2 показаны дисперсионная характеристика ПМСВ простого регулярного волновода, первая мода волновода в структуре с $w_c = 0$, то есть в случае, когда ширина канавки на поверхности ЖИГ равна ширине микроволновода $w_g = w_m$. и первая мода исследуемой структуры. Видно, что при значении волнового числа $k \approx k_B = \pi/D = 157 \text{ см}^{-1}$, на дисперсионной характеристике МК с канавкой шириной $w_g = w_m$ образуется запрещенная зона для ширинной моды с номером n на частоте $f_B^{(n)}(k_B)$. При этом величина, соответствующая разности верхней и нижней граничных частот запрещенной зоны, составляет $\delta f_1 = 100 \text{ МГц}$. При $w_g = w_c = 500 \text{ мкм}$ запрещенная зона пропадает, но дисперсионная характеристика сильно изменяется в области волновых чисел вблизи числа k_B если увеличить фрагмент дисперсионной характеристики в области частот $f_B^{(n)}(k_B)$ и волнового числа k_B , то можно увидеть запрещенную зону, ширина которой составляет $\delta f_2 = 10 \text{ MHz}$ (см. вставку на рис. 2). Уменьшение частотной ширины запрещенной зоны можно объяснить, используя формализм теории связанных волн, т.е. рассматривая распространение прямых волн (вдоль положительного направления оси y) и встречных волн (вдоль отрицательного направления оси y), связанным между собой. При этом выполняется соотношение $\delta f_1 / \delta f_2 = 10$ в случае,

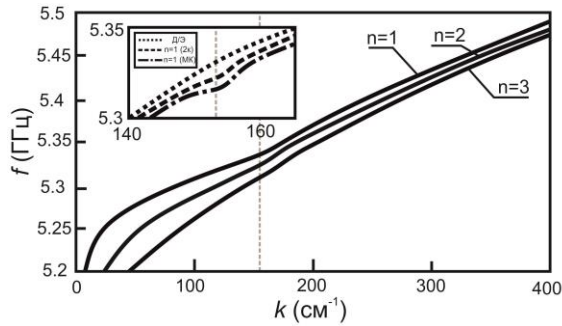


Рис. 2. Дисперсионная характеристика первых трёх мод ($n=1$, $n=2$, $n=3$) исследуемой структуры. На вкладке показаны дисперсионные характеристики ПМСВ, первая мода волновода с прорезью вдоль всей ширины ($n=1$ (МК)) и первая мода исследуемой структуры ($n=1$ (2к)).

Fig. 2 The dispersion characteristic of the first three modes ($n = 1$, $n = 2$, $n = 3$) of surface magnetostatic waves, which is propagated in the magnonic array

когда $\kappa_2 = \kappa_1 w_m / (5w_g) = 3\kappa_1 / 5$, где κ_1 и κ_2 - безразмерные коэффициенты связи прямой и встречной волны, в случае, когда $w_g = w_m$ и $w_g = w_m/5$, соответственно. Таким образом, увеличение расстояния между канавками вдоль оси x на поверхности пленки ЖИГ приводит к уменьшению связи прямой и встречных волн, что в свою очередь приводит к уменьшению величины частотной ширины запрещенной зоны. Представляется интересным выяснить зависимость профилей собственных мод структуры в случае, когда $w_g = w_m/5$, и исследовать особенности распространения ПМСВ в такой структуре. Методом лазерного скрайбирования [3] была изготовлена структура для экспериментального исследования. При этом параметры структуры соответствовали параметрам, используемым в численном моделировании. Для возбуждения спиновой волны в магнито-кристаллической структуре использовалась микрополосковая линия передач на поликоровой подложке с микроволновыми преобразователями шириной 30 мкм и длиной 4 мм. Входной и выходной преобразователи находились на расстоянии 8 мм друг от друга.

3. Экспериментальные результаты

Для исследования пространственно-временной динамики ПМСВ в магнито-кристаллической структуре использовался метод Манделштам – Бриллюэновского рассеяния света (МБР), суть которого заключается в рассеянии света на когерентно возбуждаемых магнонах. Основой компле-

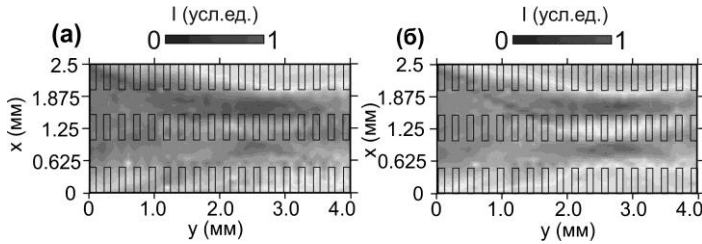


Рис. 3. Квадрат намагниченности при частотах $f_1 = 5.27$ ГГц (а), $f_2 = 5.33$ ГГц (б).

Fig. 3 The distribution of the magnetization squared at the frequencies of $f_1 = 5.27$ ГГц (а), $f_2 = 5.33$ ГГц (б)

кса является шестипроходный интерферометр Фабри-Перо с однофотонным детектором лазерного излучения (счетчиком фотонов). Интенсивность оптического сигнала при этом оказывается пропорциональна квадрату динамической намагниченности в пространственной области, где сфокусирован лазерный луч на поверхности пленки ЖИГ. На рис. 3,а показано распределение интенсивности ПМСВ для значения частоты входного сигнала $f_{e1} = 5.27$ ГГц. Черными прямоугольниками указаны области канавок на поверхности ЖИГ. Видно, что картина распределения квадрата динамической намагниченности соответствует результату интерференции первой и третьей ширинных мод магнитного волновода шириной w_m . При этом видно уменьшение поперечного размера пучка ПМСВ, на расстоянии 2 мм от левой границы. Изменение пространственного распределения квадрата амплитуды ПМСВ происходит при увеличении частоты входного сигнала до значения $f_{e2} = 5.33$ ГГц (см. рис.3,б), которое, как было показано выше, соответствует волновым числам ПМСВ, лежащим в окрестности волнового числа. В этом случае наблюдается пространственное разделение пучка ПМСВ – волна начинает распространяться вдоль каналов, образованных промежутками между канавками на поверхности ЖИГ. Из рис.3,б следует, что пространственная локализация ПМСВ в двух каналах сохраняется на расстоянии 2 мм вдоль оси y при $2.0 < y < 3.5$ мм. Каналирование ПМСВ в областях, где канавки на поверхности ЖИГ отсутствуют, наблюдается только на частотах вблизи брэгговского резонанса, что свидетельствует о том, что данный эффект связан с трансформацией профилей собственных мод структуры в области частот. Для выявления особенностей пространственно-частотной селекции спиновых волн в рассматриваемой структуре был проведен расчет распределения амплитуды ПМСВ $\varphi(x)$ вдоль оси x для различных значений частоты. На рис.4 изображены поперечные профили ПМСВ, построенные для различных значений частот

для первой шириной моды. Видно, как изменяется распределение поля при изменении частоты и попадании в запрещённую зону Брэгга.

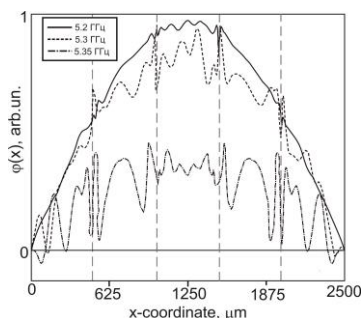


Рис. 4. Распределение поля первой моды исследуемой структуры на разных частотах.

Fig. 4 First mode field distribution of the structure under study at different frequencies

4. Заключение

Таким образом, проведено численное и экспериментальное исследование распространения спиновых волн в касательно намагниченной магнитоно-кристаллической структуре, представляющей собой плёнку железо-иттриевого граната, с двумерным массивом канавок на поверхности. Показана возможность образования волноводных каналов для спиновых волн в случае, когда частота входного сигнала совпадает с частотой запрещённой зоны магнитоно кристалла. Исследованы особенности и выявлены механизмы пространственно-частотной селекции при распространении поверхностной магнитостатической волны в магнитоно-кристаллической структуре. Предложенная структура может использоваться в качестве элемента для пространственно- частотной фильтрации СВЧ сигнала.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ (16-37-60093, 16-37-00217, 16-29-03120, 16-02-00789, 14-02-00976) и стипендии (СП-313.2015.5) и гранта (МК-5837.2016.9) Президента РФ.

Список литературы

- [1] A. G. Gurevich and G. A. Melkov, *Magnetization Oscillations and Waves* //CRC-Press, London, New York, 1996).
- [2] V. V. Kruglyak, S. O. Demokritov, and D. Grundler. *Magnonics* // J. Phys. D 43, 264001 (2010).
- [3] S. E. Sheshukova, E. N. Beginin, A. V. Sadovnikov, Y. P. Sharaevsky, and S. A. Nikitov. *Multimode Propagation of Magnetostatic Waves in a Width-Modulated Yttrium-Iron-Garnet Waveguide* // IEEE Magn. Lett. 5, 1 (2014).

- [4] S. A. Nikitov, D. V. Kalyabin, I. V. Lisenkov, A. N. Slavin, Yu. N. Barabanenkov, S. A. Osokin, A. V. Sadovnikov, E. N. Beginin, M. A. Morozova, Yu. P. Sharaevsky, Yu. A. Filimonov, Yu. V. Khivintsev, S. L. Vysotsky, V. K. Sakharov, and E. S. Pavlov. Magnonics: a new research area in spintronics and spin wave electronics // *Phys. Usp.* 58, 1099 (2015).
- [5] A. V. Sadovnikov, E. N. Beginin, S. A. Odincov, S. E. Sheshukova, Yu. P. Sharaevskii, A. I. Stognij, and S. A. Nikitov. Frequency selective tunable spin wave channeling in the magnonic network // *Applied Physics Letters* 108, 172411 (2016)
- [6] A. V. Sadovnikov, E. N. Beginin, S. E. Sheshukova, D. V. Romanenko, Y. P. Sharaevskii, and S. A. Nikitov. Directional multimode coupler for planar magnonics: Side-coupled magnetic stripes // *Applied Physics Letters* 107, 202405 (2015).
- [7] C. S. Davies, A. Francis, A. V. Sadovnikov, S. V. Chertopalov, M. T. Bryan, S. V. Grishin, D. A. Allwood, Y. P. Sharaevskii, S. A. Nikitov, and V. V. Kruglyak. Towards graded-index magnonics: Steering spin waves in magnonic networks // *Phys. Rev. B* 92, 020408 (2015).
- [8] Вашковский А.В., Стальмахов В.С., Шараевский Ю.П. Магнито-статические волны в электронике сверхвысоких частот // Саратов: Изд. Сарат. ун-та, 1994.

References

- [1] A. G. Gurevich and G. A. Melkov, *Magnetization Oscillations and Waves* (CRC-Press, London, New York, 1996).
- [2] V. V. Kruglyak, S. O. Demokritov, and D. Grundler. Magnonics. *J. Phys. D* 43, 264001 (2010).
- [3] S. E. Sheshukova, E. N. Beginin, A. V. Sadovnikov, Y. P. Sharaevsky, and S. A. Nikitov. Multimode Propagation of Magnetostatic Waves in a Width-Modulated Yttrium-Iron-Garnet Waveguide, *IEEE Magn. Lett.* 5, 1 (2014).
- [4] S. A. Nikitov, D. V. Kalyabin, I. V. Lisenkov, A. N. Slavin, Yu. N. Barabanenkov, S. A. Osokin, A. V. Sadovnikov, E. N. Beginin, M. A. Morozova, Yu. P. Sharaevsky, Yu. A. Filimonov, Yu. V. Khivintsev, S. L. Vysotsky, V. K. Sakharov, and E. S. Pavlov. Magnonics: a new research area in spintronics and spin wave electronics. *Phys. Usp.* 58, 1099 (2015).
- [5] A. V. Sadovnikov, E. N. Beginin, S. A. Odincov, S. E. Sheshukova, Yu. P. Sharaevskii, A. I. Stognij, and S. A. Nikitov. Frequency selective tunable spin wave channeling in the magnonic network. *Applied Physics Letters* 108, 172411 (2016)
- [6] A. V. Sadovnikov, E. N. Beginin, S. E. Sheshukova, D. V. Romanenko, Y. P. Sharaevskii, and S. A. Nikitov. Directional multimode coupler for planar magnonics: Side-coupled magnetic stripes, *Applied Physics Letters* 107, 202405 (2015).
- [7] C. S. Davies, A. Francis, A. V. Sadovnikov, S. V. Chertopalov, M. T. Bryan, S. V. Grishin, D. A. Allwood, Y. P. Sharaevskii, S. A. Nikitov, and V. V. Kruglyak. Towards graded-index magnonics: Steering spin waves in magnonic networks, *Phys. Rev. B* 92, 020408 (2015).
- [8] Vashkovskij A.V., Stal'mahov V.S., Sharaevskij Ju.P. *Магнито-статические волны в электронике сверхвысоких частот*. Саратов: Изд. Сарат. ун-та, 1994.

Acknowledgements

This work was supported by RFBR grant (16-37-60093, 16-37-00217, 16-29-03120, 16-02-00789 14-02-00976) and scholarships (SP-313.2015.5) and grant (MK-5837.2016.9) of President Russian Federation.

Coupled magnonic crystals for functional processing of nonlinear microwave signals

Oleg V. Matveev, Maria A. Morozova
Saratov State University n.a. N.G. Chernyshevsky
Saratov, 410012, Russian Federation
olvmatveev@gmail.com

Abstract: System of nonlinear Schrödinger equations describing the system of coupled magnonic crystals (MC) is obtained on the basis of the method of coupled modes. By using the resulting system investigated the transmission of this structure. Structure of coupled magnonic crystals has one input port and three output ports, and depending on power of input signal, output power will be divided between different ports. This structure can be the basis for the nonlinear devices such as nonlinear directional coupler, power limiter and noise limiter.

Keywords: method of coupled modes, magnonic crystal, nonlinear directional coupler.

Система связанных магнонных кристаллов для функциональной обработки нелинейных СВЧ сигналов

Матвеев О.В., Морозова М.А.
Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского
г. Саратов, 410012, Российская Федерация
olvmatveev@gmail.com

Аннотация: На основе метода связанных мод построена система нелинейных уравнений Шредингера для описания структуры на основе связанных магнонных кристаллов (МК). С помощью полученной системы исследованы передаточные характеристики такой системы. Показано, что в данной структуре, в зависимости от входной амплитуды сигнал может выходить через разные порты структуры. Полученный эффект может быть положен в основу таких устройств как нелинейный ответвитель, ограничитель мощности и шумоподавитель.

Ключевые слова: метод связанных мод, магнонный кристалл, нелинейный направленный ответвитель.

1. Введение

Периодические структуры, образованные на поверхности ферромагнитных пленок – магнитные кристаллы (МК), в настоящее время вызывают большой интерес. В таких структурах распространяются магнитоэлектрические волны (МЭВ), а наличие пространственного периода может вызывать брэгговские резонансы, которые приводят к возникновению запрещенных зон в спектре МЭВ [1]. Наличие запрещенных зон открывает широкие возможности по использованию МК в СВЧ фильтрах, линиях задержки, резонаторах и т.д.

При прохождении через такую структуру сигналов большой мощности возникает эффект «нелинейного переключения», при котором периодическая структура начинает пропускать сигнал большой мощности на частотах, лежащих внутри запрещенной зоны [2]. Данная особенность позволяет рассматривать волноведущую структуру на основе МК в качестве нелинейного фазовращателя и усилителя отношения сигнал/шум.

Связанные структуры, обладающие дополнительным параметром – связью, широко используются как в микроволновой технике. В случае двух связанных волноведущих ферромагнитных структур связь приводит к появлению быстрой и медленной волн, распространяющихся с различными групповыми и фазовыми скоростями, характеристиками которых можно управлять путем изменения величины связи.

Особенностью распространения сигналов большой мощности в такой структуре является подавление линейной перекачки между пленками. В этом случае при подаче сигнала в одну из пленок наблюдается эффект «подавления перекачки» [3] и сигнал не перекачивается во вторую пленку.

Следует ожидать, что при распространении импульсов в структуре из двух связанных МК (МК-МК) будут проявляться нелинейные особенности, характерные для волн, как в одиночных МК, так и в связанных пленках, что может приводить к ряду новых интересных эффектов. В настоящей работе на основе нелинейной модели, описывающей распространение МЭВ в периодической структуре на основе связанных МК [4], проведено численное исследование особенностей прохождения импульсов в такой структуре. Показана возможность нелинейного ответвления сигнала, при котором в зависимости от входной амплитуды импульсы выходят через разные порты связанной структуры.

2. Модель и основные уравнения

Исследуемая структура представляет собой два одномерных МК-1 и МК-2 с одинаковыми параметрами, разделенных диэлектрическим слоем

толщиной D , как показано на рис. 1. Каждый из связанных МК, в свою очередь, представляет собой ферромагнитную пленку с намагниченностью насыщения M_0 , на поверхности которой нанесены неоднородности в виде канавок. Толщина исходной пленки d_1 , $\Delta d = d_1 - d_2$ - глубина канавки, её ширина $a_2 = L - a_1$, период структуры L . Связь между МК осуществляется через ВЧ электромагнитные поля. В направлении осей y и z структура бесконечна. Постоянное магнитное поле H_0 приложено перпендикулярно к поверхности структуры, как показано на рис.1, и в направлении оси y распространяется прямая объёмная МСВ (ПОМСВ).

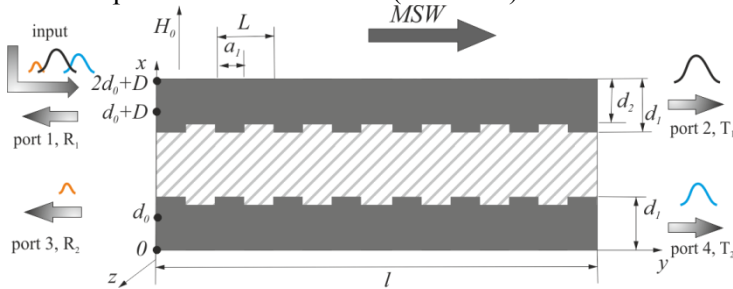


Рис. 1. Схема связанной структуры МК-МК.

Fig. 1. Scheme of MC-MC coupled structure.

На основе системы нелинейных волновых уравнений для высокочастотных составляющих намагниченности в связанных однородных ферромагнитных пленках [5] с использованием метода связанных волн, в соответствии с которым решение волновых уравнений в каждом МК можно представить в виде суммы пространственных гармоник прямых и отраженных волн [6] была получена следующая система нелинейных волновых уравнений для МСВ в структуре из двух связанных МК:

$$\begin{cases} i\left(\frac{\partial A_{1,2}}{\partial t} + V \frac{\partial A_{1,2}}{\partial y}\right) + \eta A_{1,2} + \chi A_{2,1} + \gamma B_{1,2} + \sigma B_{2,1} + \mu(|A_{1,2}|^2 + 2|B_{1,2}|^2)A_{1,2} = 0, \\ i\left(\frac{\partial B_{1,2}}{\partial t} - V \frac{\partial B_{1,2}}{\partial y}\right) + \eta B_{1,2} + \chi B_{2,1} + \gamma A_{1,2} + \sigma A_{2,1} + \mu(|B_{1,2}|^2 + 2|A_{1,2}|^2)B_{1,2} = 0, \end{cases} \quad (1)$$

где $A_{1,2}$ и $B_{1,2}$ - амплитуды огибающих прямых и встречных волн в МК-1 и МК-2, соответственно, μ - коэффициент нелинейности; V - групповая скорость; χ - коэффициенты связи между прямыми волнами (встречными) в МК 1 и МК 2, зависят от расстояния между МК; γ - коэффициенты связи между прямой волной в МК 1 (МК 2) и встречной волной в МК 1 (МК 2), зависят от характера периодичности магнетонных кристаллов; σ -

коэффициенты связи между прямой волной в МК 1 (МК 2) и встречной волной в МК 2 (МК 1); η - отстройка частоты сигнала ω от частоты брэгговского резонанса.

Для исследования особенностей прохождения сигнала при распространении огибающих прямой и встречной волн в каждом из слоёв связанной структуры было проведено численное решение системы (1). Начальные и граничные условия задавались в следующем виде: $A_1(0, t) = f(t)$, $A_2(0, t) = 0$, $B_1(l, t) = 0$, $A_{1,2}(y, 0) = 0$, $B_{1,2}(y, 0) = 0$, где $f(t) = A_{01} \exp(-8(t - t_0)^4 / T_0^4)$. Такие начальные условия отвечают случаю, когда входной сигнал подается в МК 1 (см. рис. 1). Форма входного импульса $f(t)$ представляет собой супергауссов импульс со следующими параметрами: A_{01} – амплитуда входного импульса, поступающего в МК, t_0 – смещение максимума импульса относительно начала координат, T_0 – длительность импульса.

Длина структуры l выбиралась равной половине длины линейной перекачки между двумя связанными однородными плёнками. Длительность импульса выбиралась так, чтобы ширина его частотного спектра была меньше ширины запрещенной зоны. Введём коэффициенты пропускания $T_{1,2}$ и отражения $R_{1,2}$ связанной структуры:

$$\begin{aligned} T_{1,2} &= \int_0^{T_{\max}} |A_{1,2}(l, t)|^2 dt / \int_0^{T_{\max}} |A_1(0, t)|^2 dt, \\ R_{1,2} &= \int_0^{T_{\max}} |B_{1,2}(0, t)|^2 dt / \int_0^{T_{\max}} |A_1(0, t)|^2 dt, \end{aligned} \quad (2)$$

где $T_{\max} = l/V$.

3. Результаты численного исследования

Расчеты коэффициентов передачи и отражения производились в диапазоне коэффициентов $\gamma = 0.01 - 0.05 \text{ нс}^{-1}$, $\chi = 0.01 - 0.04 \text{ нс}^{-1}$, $\sigma = 0.001 - 0.005 \text{ нс}^{-1}$, $V = 0.008 \text{ см/с}$, $T_0 = 260 \text{ нс}$, $t_0 = 200 \text{ нс}$, $\mu = -30$. Отстройка от частоты Брэгга $\eta_0 = \eta_1$ выбиралась равной 0, так чтобы частота сигнала попадала в центр запрещенной зоны структуры. Основными управляющими параметрами в уравнениях (1) являются параметры γ и χ . На рис. 2 на карте параметров (γ, χ) выделены области соответствующие различным режимам прохождения сигнала. При параметрах, находящихся в области 1 передаточные характеристики аналогичны случаю связанных однородных пленок: при малой амплитуде сигнал, подаваемый в порт 1 (см. рис 1) вы-

ходит из порта 4, при большой - из порта 2, реализуется «эффект подавления линейной перекачки». Поведение сигнала при параметрах, лежащих в области 4 аналогично структуре в виде одного магннного кристалла: при малой мощности подаваемый сигнал отражается (и выходит через порт 1), при большой – проходит через магннный кристалл и выходит из порта 2, реализуется эффект «нелинейного переключения» в брэгговской решетке.

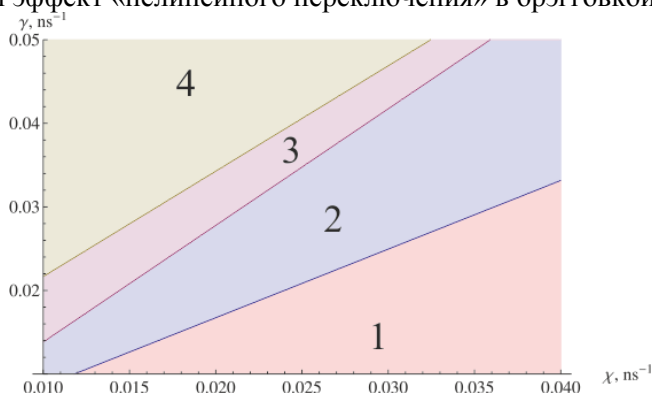


Рис. 2. Карта параметров (γ, χ) структуры МК-МК

Fig. 2. Parameters map (γ, χ) of structure MC-MC

Поведение сигнала, соответствующее областям 2 и 3, может реализоваться только в структуре МК-МК. Особенностью области 2 (см. рис 3а) является то, что при таких параметрах сигнал может выходить через один из трёх портов в зависимости от амплитуды входного сигнала: порт 3 (при малой амплитуде), порт 4 (при средней), порт 2 (при большой амплитуде). Данный эффект реализуется за счет того, что при значениях коэффициентов из области 2 порог «нелинейного переключения» в одиночном МК наблюдается при меньшей амплитуде входного сигнала, чем порог «подавления линейной перекачки». Сигнал при малой входной амплитуде перекачивается и отражается от второго МК; при увеличении амплитуды сигнал проходит через брэгговскую решетку МК-1 (т.к. амплитуда выше порога «нелинейного переключения» МК) и перекачивается во второй МК; при дальнейшем увеличении входной амплитуды, амплитуда сигнала оказывается выше порога «подавления перекачки» между МК и сигнал не перекачивается во второй МК.

В области 3 (при увеличении коэффициента γ) отражающая способность МК увеличивается (см. рис 3б) и при малой амплитуде сигнал отражается от первого МК, пройдя малое расстояние и не успев перекачаться во второй МК. При увеличении амплитуды, сигнал проходит большее рас-

стояние в МК-1, перекачивается в МК-2 и от него отражается. При дальнейшем увеличении амплитуды сигнал проходит через первый МК (т.к. достигнут порог «нелинейного переключения» для МК), не перекачиваясь во второй МК, т.к. амплитуда оказывается выше порога «подавления перекачки» между МК (порог «нелинейного переключения» и порог «подавления перекачки» при значениях коэффициентов из области 3 близки).

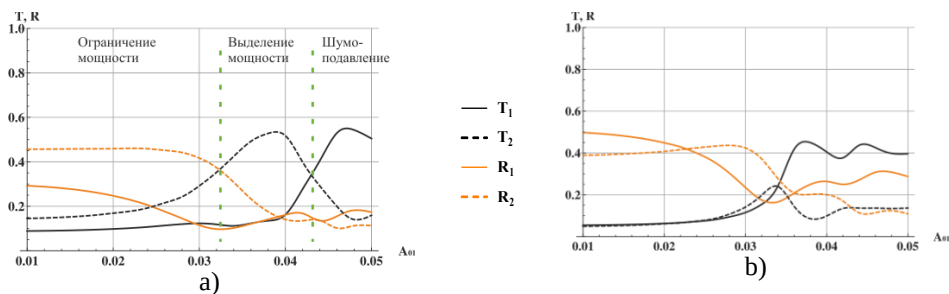


Рис. 3. Передаточные характеристики МК-МК в области параметров (γ, χ) 2 (а) и 3 (б)

Fig. 3. Transmission and reflection of MC-MC with parameters (γ, χ) in area 2 (a) and 3 (b)

Данные эффекты в структуре МК-МК, особенно поведение структуры при параметрах, лежащих в области 2 (ее отличие от области 3 в том, что входной и выходные порты разделены), позволяет реализацию устройства направленного нелинейного ответвителя, который передает входной сигнал на различные выходные порты в зависимости от амплитуды входного сигнала. Также возможна реализация устройств ограничения мощности, шумоподавления и выделения сигналов с мощностью в некотором диапазоне значений.

4. Заключение

В работе получена математическая модель, описывающая распространение прямых и встречных МСВ в структуре двух связанных магнетонных кристаллов в виде системы 4-х нелинейных уравнений Шредингера. Показана возможность создания на базе структуры двух связанных магнетонных кристаллов нелинейного направленного ответвителя СВЧ-сигналов, в котором в зависимости от амплитуды входной сигнал передается на различные выходные порты структуры. На базе этой же структуры возможна реализация устройств выделения определенной мощности и шумоподавителей.

Источники финансирования и выражение признательности

Построение теоретической модели проведено в рамках проекта Российского научного фонда №16-19-10283, численные расчёты проведены в рамках проекта Российского фонда фундаментальных исследований № 15-07-05901 – а.

Список литературы

- [1] Гуляев Ю.В., Никитов С.А. Магнонные кристаллы и спиновые волны в периодических структурах // ДАН, Сер. Физика. 2001. Т. 380, С. 469-473.
- [2] Sheshukova S.E., Morozova M.A., Beginin E.N. Sharaevskii Yu.P. Nikitov S.A. Formation of ga solitons in a finite magnonic crystal //Phys. Wave Phenom. 2013. V. 21. P. 304-309.
- [3] Морозова М.А., Шараевский Ю.П., Шешукова С.Е., Жаманова М.К. Исследование эффектов самовоздействия магнитостатических волн в ферромагнитной структуре на основе системы уравнений Шредингера с когерентной и некогерентной связью// ФТТ. 2012. Т. 54. С. 1478-1486.
- [4] Morozova M. A., Matveev O. V. Propagation of Nonlinear Pulses of Magnetostatic Waves in Coupled Magnonic Crystals // Phys. Wave Phenom. 2015. Vol. 23, No. 2, P. 114-121.
- [5] Вашковский А. В., Стальмахов В. С., Шараевский Ю. П.. Магнитостатические волны в электронике СВЧ. Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 1993. 316 с.
- [6] Kashyap R. Fiber Bragg Gratings. San Diego: Academic press, 1999. 457 p.

References

- [1] Gulyaev Yu.V., Nikitov S.A. Magnonic Crystals and Spin Waves in Periodic Structures // Doklady Physics. 2001. V. 380. P. 687 - 690.
- [2] Sheshukova S.E., Morozova M.A., Beginin E.N., Sharaevskii Yu.P., Nikitov S.A. Formation of ga solitons in a finite magnonic crystal //Phys. Wave Phenom. 2013. V. 21. P. 304 - 309.
- [3] Morozova M.A., Sharaevskii Yu.P., Sheshukova S.E., Zhamanova M.K. Investigation of self-action effects of magnetostatic waves in ferromagnetic structures in terms of system Schrodinger equations with coherent or incoherent coupling// Physics of Solid State. 2012. T. 54. C. 1575 - 1583.
- [4] Morozova M. A., Matveev O. V. Propagation of Nonlinear Pulses of Magnetostatic Waves in Coupled Magnonic Crystals // Phys. Wave Phenom. 2015. Vol. 23, No. 2, P. 114 - 121.
- [5] Vashkovskii A.V., Stal'mahov V.S., Sharaevskii Ju.P. [*Magnetostatic waves in microwave electronics*]. Saratov: Izd-vo Sarat. un-ta, 1993. 316 p. (in Russian)
- [6] Kashyap R. Fiber Bragg Gratings. San Diego: Academic press, 1999. 457 p.

Acknowledgements

Development of theoretical model was conducted in the framework of project the Russian Science Foundation №16-19-10283-ofi-m, numerical calculations was conducted in the framework of project of the Russian Foundation for Basic Research № 15-07-05901 – а.

Nonlinear effects in layered multiferroic structure Magnonic crystal – Ferroelectric slab

Oleg V. Matveev, Maria A. Morozova
Saratov State University n.a. N.G. Chernyshevsky
Saratov, 410012, Russian Federation
olvmatveev@gmail.com

Abstract: mathematical model for investigation dispersion characteristics of hybrid spin-electromagnetic waves (HSEW) in layered structure magnonic crystal – ferroelectric slab (MC-FE) was obtained. This model takes into account nonlinear effects of changes in amplitude of magnetic momentum precession and electric field dependency of ferroelectric slab permittivity (Kerr effect). Investigated structure can be applied to develop of tunable microwave filters with double electric and magnetic control.

Keywords: magnonic crystal, ferroelectricity, multiferroics, spin waves.

Нелинейные эффекты в слоистой мультиферроидной структуре Магنونный кристалл – Сегнетоэлектрик

Матвеев О.В., Морозова М.А.
Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского
г. Саратов, 410012, Российская Федерация
olvmatveev@gmail.com

Аннотация: построена модель для исследования дисперсионных характеристик гибридных электромагнитно-спиновых волн (ГЭМСВ) в структуре магنونный кристалл - сегнетоэлектрик (МК-СЭ), в которой учтены нелинейные эффекты изменения амплитуды прецессии магнитного момента в феррите и зависимости диэлектрической проницаемости сегнетоэлектрика от напряженности приложенного поля (эффект Керра). Исследуемая структура может представлять интерес при разработке перестраиваемых СВЧ-фильтров с двойным электрическим и магнитным управлением.

Ключевые слова: магنونный кристалл, сегнетоэлектричество, мультиферроики, спиновые волны.

1. Введение

Магنونные кристаллы (МК) – периодические структуры на основе ферромагнитных пленок, в которых распространяются спиновые волны.

Особенностью таких периодических структур является наличие брэгговских запрещенных зон в спектре распространяющихся волн [1]. На основе магнетонных кристаллов возможна реализация перестраиваемых полосовых фильтров, фазовращателей и линий задержки, управление которыми производится внешним магнитным полем.

Однако, в настоящее время большое внимание со стороны исследователей уделяется мультиферроидным структурам. В общем случае, в мультиферроиках изменение приложенного к структуре электрического поля изменяет намагниченность, а магнитного поля – поляризацию. Также возможно создание слоистых мультиферроидных структур на основе ферромагнитных пленок (ФП) и сегнетоэлектрических пластин (СЭ) [2]. При больших значениях диэлектрической проницаемости СЭ, которая зависит от приложенного постоянного электрического поля, электромагнитные волны в СЭ оказываются сильно замедленными, и в этом случае в слоистой структуре ФП–СЭ на частотах, близких к частоте фазового синхронизма между электромагнитной и спиновой волнами, возникают гибридные электромагнитно-спиновые волны (ГЭМСВ). Таким образом, в слоистой структуре МК–СЭ возможно управление положением и шириной запрещенных зон как внешним магнитным, так и внешним электрическим полями [3].

В настоящей работе разработана математическая модель для расчета дисперсионных характеристик ГЭМСВ в структуре МК–СЭ с учетом таких нелинейных эффектов, как изменение амплитуды прецессии магнитного момента в феррите и зависимости диэлектрической проницаемости сегнетоэлектрика от напряженности приложенного поля (эффект Керра).

2. Модель и основные уравнения

Анализируемая в работе структура состоит из одномерного МК и слоя СЭ толщины D , наложенного сверху на МК, как показано на рис. 1. Магнетонный кристалл представляет собой ФП толщиной l с намагниченностью насыщения M_0 , на поверхности которой нанесены неоднородности в виде системы канавок с периодом L , глубиной $\Delta l = l - t$ и шириной a_1 (см. рис. 1). Структура бесконечна в направлении осей x и z . Внешнее магнитное поле H_0 приложено касательно к поверхности пленок вдоль оси z , в том случае, если слой МК не будет нагружен слоем СЭ, в МК будут распространяться поверхностные магнитостатические волны (ПМСВ). К слою СЭ с диэлектрической проницаемостью ϵ приложено внешнее электрическое поле напряженности E .

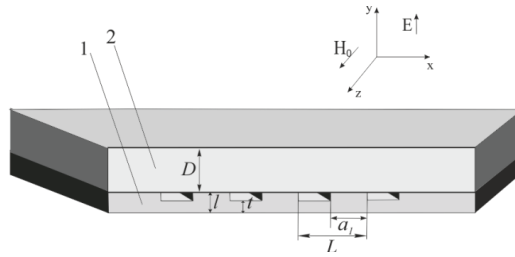


Рис. 1. Схема структуры исследуемой структуры. 1 – МК, 2 – СЭ.
Fig. 1. Scheme of investigated structure. 1 – MC, 2 – FE.

Линейная модель для описания слоистой мультиферроидной структуры получена в работе [4] на основе метода связанных волн, в котором полагается, что в периодической структуре распространяются прямые и отраженные от брэгговской решетки волны. Дисперсионное уравнение для структуры МК-СЭ может быть записано в следующем виде:

$$\text{Det} \begin{vmatrix} \Omega_{\text{FM}}(k_0, \omega) & \beta(k_0) & \chi_{\text{FE}}(k_0) & 0 \\ \beta(k_{-1}) & \Omega_{\text{FM}}(k_{-1}, \omega) & 0 & \chi_{\text{FE}}(k_1) \\ \chi_{\text{FM}}(k_0) & 0 & \Omega_{\text{FE}}(k_0, \omega) & 0 \\ 0 & \chi_{\text{FM}}(k_1) & 0 & \Omega_{\text{FE}}(k_{-1}, \omega) \end{vmatrix} = 0, \quad (1)$$

в котором первая и вторая строки описывают прямую и встречную волны в МК, третья и четвертая строки - прямую и встречную волны в слое СЭ. В уравнении (1) соотношения $\Omega_{\text{FM}}(k_0, \omega)$, $\Omega_{\text{FM}}(k_{-1}, \omega)$, будучи приравненными к нулю определяют дисперсионные соотношения для прямой и встречной ПМСВ в однородных ферромагнитных пленках[5]. Диагональные соотношения $\Omega_{\text{FE}}(k_0, \omega)$, $\Omega_{\text{FE}}(k_{-1}, \omega)$, приравненные к нулю, являются дисперсионными соотношениями для первой моды ЭМВ в СЭ [2].

Нелинейные элементы в (1) описывают связь между прямыми и встречными волнами. Нелинейность учитывалась следующим образом. Магнитная нелинейность учитывалась в виде зависимости намагниченности от амплитуды прецессии магнитного момента $M_z = M_0(1 - |u|^2)$. Электрическая нелинейность учитывалась, как зависимость диэлектрической проницаемости от приложенного электрического поля в следующем виде: $\varepsilon_f = \varepsilon_0 + N_e |E|^2$. Задача приведения к функции с одним аргументом для амплитуды производилась через связь $|E|^2 = C_B |u|^2$, где величина C_B бы-

ла рассчитана в работе [6]. Данные соотношения подставлялись в исходное дисперсионное уравнение (1).

3. Результаты численного исследования

На рис. 2а показаны дисперсионные характеристики, отвечающие структуре МК-СЭ, рассчитанные по соотношению (1) в линейном случае $|u|^2 = 0$. Штриховыми кривыми на рис. 2а показаны дисперсионные зависимости для случая, когда недиагональные компоненты в (а) равны нулю, т.е. отсутствует связь между волнами в структуре.

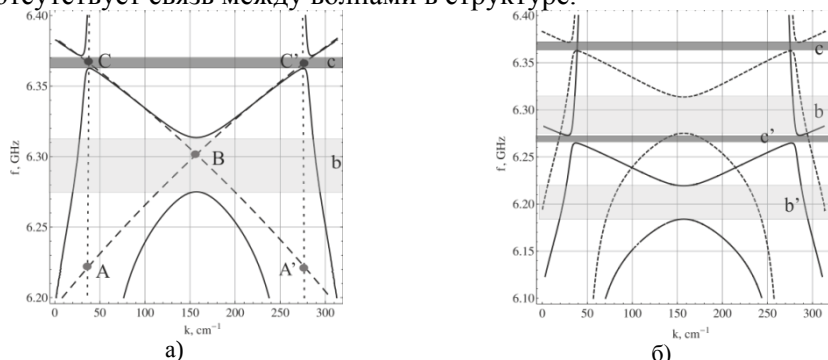


Рис. 2. Дисперсионные характеристики ГЭМСВ в структуре МК-СЭ в линейном случае (а), в нелинейном случае (б)

Fig. 2. Dispersion characteristics of HSEW in structure MC-FE in linear case (a), nonlinear case (b)

Как следует из рис. 2а существует 5 точек пересечения этих зависимостей А, А', В, С, С' в которых возможен фазовый синхронизм между этими волнами. В точке В взаимодействуют прямая и встречная МСВ и образуется запрещенная зона (закрашенная область b на рис. 2а), аналогичная запрещенной зоне одиночного МК [1], в точках С, С' взаимодействуют прямая МСВ и встречная ЭМВ и образуется дополнительная полоса непропускания (закрашенная область с на рис. 2а) [3]. В точках А, А' происходит гибридизация прямых МСВ и ЭМВ, что приводит к искривлению дисперсионных кривых относительно случая невзаимодействующих мод.

На рис. 2б на дисперсионные характеристики в линейном случае (штриховые кривые) наложены дисперсионные кривые при $|u|^2 = 0.05$. Из графиков видно, что увеличение амплитуды входного сигнала приводит к сдвигу дисперсионных кривых вниз по частоте, что связано с уменьшением частоты отсечки ПМСВ, которая пропорциональна намагнитченности

феррита. Помимо этого увеличение амплитуды сигнала уменьшает ширину запрещенных зон. На рис. 3 показана зависимость положения полос непропускания структуры МК-СЭ от амплитуды входного сигнала.

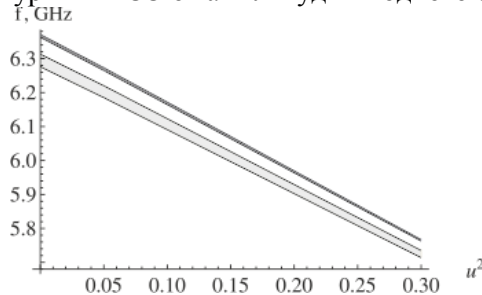


Рис. 3. Зависимость положения запрещенных зон структуры МК-СЭ от амплитуды входного сигнала.

Fig. 3. Spectral position of MC-CE structure bandgaps depending on amplitude of input signal.

4. Заключение

В работе проведен анализ дисперсионных характеристик ГЭМСВ в структуре МК-СЭ-МК с учётом электрической и магнитной нелинейности. Показано, увеличение амплитуды сигнала приводит к сдвигу двух запрещенных зон вниз по частоте, к уменьшению их ширины и частотного интервала между зонами. Данная структура может быть положена в основу СВЧ-приборов с двойным управлением (электрическим и магнитным полями), а учет нелинейных эффектов позволит уточнить характеристики данных приборов.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта Российского фонда фундаментальных исследований № 15-07-05901 – а, проекта Российского Научного Фонда № 16-19-10283-офи м.

Список литературы

- [1] Гуляев Ю.В., Никитов С.А. Магнонные кристаллы и спиновые волны в периодических структурах // ДАН, Сер. Физика. 2001. Т. 380. С. 469-473.
- [2] Анфиногенов В.Б., Вербицкая Т.Н., Гуляев Ю.В., Зильберман П.Е., Мериакри С.В., Огрин Ю.Ф., Тихонов В.В. Резонансное взаимодействие магнитостатических и медленных электромагнитных волн в композитной среде пленка ЖИГ – сегнетоэлектрическая пластина// Письма в ЖТФ. 1986. Т. 12. С. 938–943.

[3] Морозова М.А., Шараевский Ю. П., Никитов С. А. Управление запрещенными зонами в слоистой структуре магнанный кристалл сегнетоэлектрик // Радиотехника и электроника. 2014. Т. 59. С. 510 – 516.

[4] Морозова М.А., Матвеев О.В., Шараевский Ю.П., Никитов С.А.// Управление запрещенными зонами в слоистой структуре магнанный кристалл-сегнетоэлектрик-магнанный кристалл. ФТТ. 2016. Т. 58. С. 266–272.

[5] Вашковский А. В., Стальмахов В. С., Шараевский Ю. П.. Магнитостатические волны в электронике СВЧ. Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 1993. 316 с.

[6] Черкасский М. А., Никитин А. А., Калиникос Б. А.. Теория мультинелинейных сред и ее приложение к солитонным процессам в феррит-сегнетоэлектрических структурах // ЖЭТФ. 2016. Т. 149, С. 839–847

References

[1] Gulyaev Yu.V., Nikitov S.A. Magnonic Crystals and Spin Waves in Periodic Structures // Doklady Physics. 2001, vol. 380. pp. 687 - 690.

[2] Anfinogenov V.B., Verbickaja T.N., Guljaev Ju.V., Zil'berman P.E., Meriakri S.V., Ogrin Ju.F., Tihonov V.V. [*Resonance interaction of magnetostatic and slow electromagnetic waves in the composite medium YIG film – a ferroelectric slab*] Pis'ma v ZhTF. 1986, vol. 12, pp. 938–943. (in Russian).

[3] Morozova M. A., Sharaevskii Yu. P., Nikitov S. A. Tunable band gaps in a layered structure magnonic crystal-ferroelectric // Journal of Communications Technology and Electronics. 2014, vol. 59, pp. 467 – 473.

[4] Morozova M. A., Matveev O. V., Sharaevskii Yu. P., Nikitov S. A. Tuning the band-gaps in a magnonic crystal–ferroelectric–magnonic crystal layered structure // Physics of the Solid State. 2016, vol. 58, pp. 273 – 279.

[5] Vashkovskii A.V., Stal'mahov V.S., Sharaevskii Ju.P. [*Magnetostatic waves in microwave electronics*]. Saratov: Izd-vo Sarat. un-ta, 1993. 316 p. (in Russian).

[6] Cherkasskii M. A., Nikitin A. A., Kalinikos B. A. Theory of multilinear media and its application to the soliton processes in ferrite–ferroelectric structures // Journal of Experimental and Theoretical Physics. 2016, vol. 122, pp. 727 – 733.

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. 15-07-05901 – a, project of Russian Science Foundation No. 16-19-10283– ofi-m.

Analysis of plasmons and homogenization in hyperbolic metamaterials

Michael V. Davidovich¹

¹Saratov State University n.a. N.G. Chernyshevsky
Saratov, 410012, Russian Federation
davidovichmv@yandex.ru

Abstract: The dispersion equation for plasmons in indefinite environments – hyperbolic metamaterials in the form of a plane-periodic conductive sheets and two-dimensional photonic crystals of metallic wires are obtained, and the plasmon waves (plasmons) and homogenization are investigated. Last involves a complex diagonal components of the tensor of effective dielectric permittivity. In the region of hyperbolicity the real part of the transverse and longitudinal components of the dielectric tensor have different signs. Received: dispersion equation for the transverse components to the axis of the wave vector k_x on the basis of the periodicity condition of impedance, solution of the dispersion equation the Bloch taking into account dissipation and complex values of k_x in the infinite periodic metamaterial, the dispersion equation and the dispersion at the interface vacuum – infinite periodic metamaterial. The homogenization of periodic plane-layered media is performed.

Keywords: hyperbolic metamaterials, homogenization, indefinite medium, dielectric permittivity tensor, dispersion equation, plasmon, effective medium.

Анализ плазмонов и гомогенизация в гиперболических метаматериалах

¹Давидович М.В.

¹Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского
г. Саратов, 410012, Российская Федерация
davidovichmv@yandex.ru

Аннотация: Получены уравнения для плазмонов в индефинитных средах – гиперболических метаматериалах в виде плоскостных периодических проводящих листов и двумерных фотонных кристаллов из металлических проволок, а также произведено исследование плазменных волн (плазмонов) и гомогенизация. Последняя подразумевает получение комплексных диагональных компонент тензора эффективной диэлектрической проницаемости. В области гиперболичности реальные части поперечной и продольной компонент тензора имеют разные знаки.

Получены: дисперсионное уравнение для поперечной к оси компоненты волнового вектора k_x на основе условия периодичности импеданса, решение дисперсионного уравнения Блоха с учетом диссипации и комплексных значений k_x в бесконечном периодическом метаматериале, дисперсионное уравнение и дисперсия на границе раздела вакуум – бесконечный периодический метаматериал. Произведена гомогенизация периодической плоскостойкой среды.

Ключевые слова: гиперболические метаматериалы, гомогенизация, индефинитная среда, тензор диэлектрической проницаемости, дисперсионное уравнение, плазмон, эффективная среда.

1. Введение

Гиперболические метаматериалы (ГММ) рис. 1 и их свойства обычно связывают с диагональным тензором эффективной диэлектрической проницаемости (ДП), имеющим элементы, удовлетворяющие условию $\varepsilon_{\perp} \varepsilon_{\parallel} < 0$ [1, 2]. Здесь ось фотонного кристалла (ФК) совпадает с осью z . Отсутствие диссипации приводит к действительным компонентам ДП. Тогда уравнение Френеля $\varepsilon_{\parallel}^{-1} k_{\perp}^2 + \varepsilon_{\perp}^{-1} k_{\parallel}^2 = k_0^2$ в отсутствии диссипации демонстрирует (если $\varepsilon_{\perp}$ и $\varepsilon_{\parallel}$ константы) гиперболический закон дисперсии необыкновенной волны, поскольку компоненты волновых чисел действительные и неограниченные. Возможны условия $k_{\perp}^2 \gg k_0^2$ и $k_{\parallel}^2 \gg k_0^2$, а получение неограниченных значений определяет ряд интересных свойств ГММ [1–3], таких как эффект Парселла, возможность анизотропного отражения (включая сверхмалое отражение), получение неизотропного теплового излучения и переноса тепла, а также ряд других, что позволяет использовать их для нанолитографии, ближнепольной микроскопии и передачи изображений с субволновым разрешением, создания линз и маскирующих покрытий. В частности предполагается, что в ГММ возможны неограниченные значения поперечных значений компонент волнового вектора. Однако временная и пространственная дисперсии (ПД) приводят к зависимости тензора ДП от волнового числа k_0 и волнового вектора $\mathbf{k}$: $\hat{\varepsilon} = \hat{\varepsilon}(k_0, \mathbf{k})$, а также к комплексным величинам в левой части уравнения Френеля. Поверхность изочастот уже не является гиперболоидом вращения и становится замкнутой. В работе рассмотрен ГММ в виде периодической плоскостойкой среды, анализируется возможность получения гиперболичности в виде $\varepsilon'_{\perp} \varepsilon'_{\parallel} < 0$ (одинарный штрих означает реальную часть, двойной – отрицательную мнимую), а также комплексные

волны в ГММ и плазмоны на его границе. Произведена гомогенизация плоскостроистого ГММ.

2. Исследуемая модель

Обозначим $\varepsilon_{xx} = \varepsilon_{yy} = \varepsilon_{\perp}$, $\varepsilon_{zz} = \varepsilon_{\parallel}$, $k_{\perp} = \sqrt{k_x^2 + k_y^2}$, $k_z = k_{\parallel}$ и выбираем поляризацию плоской волны так, что $k_y = 0$, $k_{\perp} = k_x$. Гомогенизация в квазистатическом приближении без ПД дает [4]

$$\varepsilon_{\perp} = \varepsilon_{xx} = \varepsilon_{yy} = \varepsilon_1 d_1 / d + \varepsilon_2 d_2 / d, \quad \varepsilon_{zz} = \varepsilon_{\parallel} = (\varepsilon_1^{-1} d_1 / d + \varepsilon_2^{-1} d_2 / d)^{-1}. \quad (1)$$

Соотношения (1) не содержат ПД, которая появляется в следующих порядках разложения по малому параметру d/λ [4], однако величины ε_k могут зависеть от частоты. Для ГММ слои могут быть как диэлектрическими, так и чередующимися диэлектрическими и проводящими (металлическими или графеновыми), скажем $\varepsilon_1 = \varepsilon_m$, $\varepsilon_2 = \varepsilon_d$. Для ДП металла используем формулу Друде-Лоренца $\varepsilon_m = \varepsilon_L - \omega_p^2 / (\omega^2 - i\omega\omega_c)$. В ней ε_L означает Лоренцевый член, соответствующий ДП кристаллической решетки и межзонным переходам, ω_p – плазменная частота, ω_c – частота столкновений. Для проводимости графена используем формулу Кубо [5–7]. Рассматриваем волны в бесконечном (периодическом) диссипативном ГММ (для них k_x и k_z комплексные), дифракцию плоской волны на полубесконечной структуре ГММ (для нее k_x действительное и определено углом падения φ) и плазмоны на поверхности такой структуры (для них определяется комплексная дисперсия $k_x(\omega)$).

3. Волны в ГММ и плоскостроистых структурах

Для определения волн кроме уравнения Флоке-Блоха $k_z d = \pm i \ln(X \pm \sqrt{X^2 - 1})$ или $\cos(k_z d) = \pm X$ следует найти второе уравнение, связывающее k_x , k_z , k_0 . Здесь $X = (a_{11} + a_{22})/2$, a_{mn} – матричные элементы классической матрицы передачи ячейки периодичности, d – период. В качестве второго уравнение использовано условие периодичности входно-

го импеданса в плоскостях границ периодов. На рис. 2 – 4 приведены результаты моделирования волн в плоскостных ГММ.

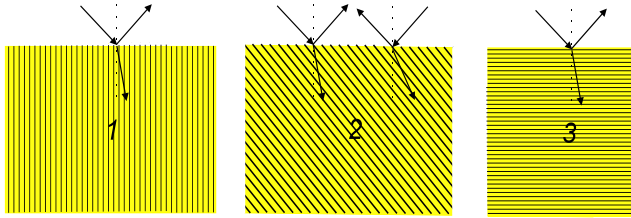


Рис. 1. Падение плоской волны на границу ГММ 1, в которой лежит ось вращательной симметрии (слева), на ГММ 2 с границей, к которой ось направлена под углом (в центре) и на ГММ 3 с границей, к которой ось перпендикулярна

Fig. 1. The incidence of the plane wave on the boundary of the HMM (1), in which is the axis of rotational symmetry (left), HMM (2) with the boundary to which the axis is directed at an angle (center), and HMM with the boundary to which the axis is perpendicular (3)

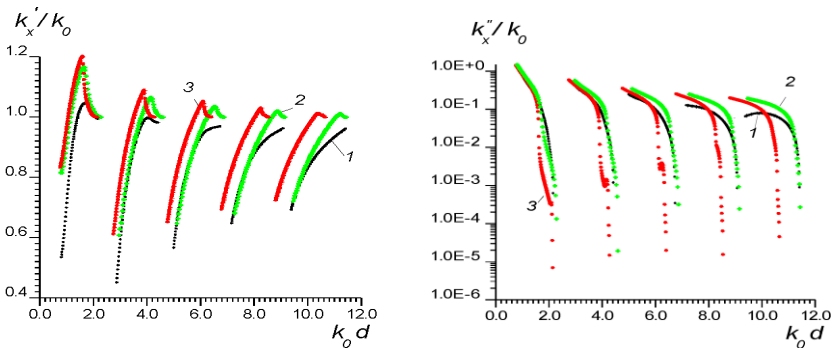


Рис. 2. Дисперсия замедления $n' = k'_x / k_0$ (слева) и нормированные потери (справа) в метаматериале с периодом $d=1$ мкм из металлических слоев с $\omega_p = 2 \cdot 10^{16}$ толщины d_1 и слоев

SiO_2 : $\omega_c = 2 \cdot 10^{16}$ Гц, $d_1=100$ нм (1); $\omega_c = 10^{15}$ Гц, $d_1=50$ нм (2); $\omega_c = 10^{14}$ Гц, $d_1=20$ нм (3)

Fig. 2. Retardation dispersion (left) and normalized loss (right) in the metamaterial with period $d=1$ μm , metal layers with thickness d_1 and SiO_2 layers: $\omega_c = 2 \cdot 10^{16}$ Hz, $d_1=100$ nm (1); $\omega_c = 10^{15}$

Hz, $d_1=50$ nm (2); $\omega_c = 10^{14}$ Hz, $d_1=20$ nm (3)

Рис. 2 соответствует волнам в бесконечном ГММ, а рис. 3 – решению ДУ Флоке-Блоха вдали от границы при возбуждении плоской волной под углом φ . Комплексные волны возможны в бесконечном (периодическом) ГММ, тогда как возбуждение волн с реальными значениями k_x возможно в ограниченных (вдоль оси x) ГММ в глубине ГММ вдали от границы.

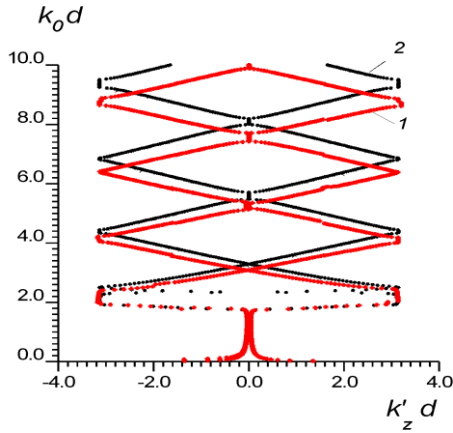


Рис. 3. Дисперсия при $\varphi = 0$ (1) и $\sin(\varphi) = 0.9$ (2) при $\varepsilon_L = 10.0 - 0.0001j$, $\varepsilon_d = 3.9 - 0.0001j$, $\omega_p = 2.2 \cdot 10^{16}$, $\omega_c = 0.5 \cdot 10^{14}$ (Гц), толщина металлических и диэлектрических слоев $d_1 = d_2 = 50$ нм

Fig. 3. Dispersion at $\varphi = 0$ (1) and $\sin(\varphi) = 0.9$ (2) for $\varepsilon_L = 10.0 - 0.0001j$, $\varepsilon_d = 3.9 - 0.0001j$, $\omega_p = 2.2 \cdot 10^{16}$, $\omega_c = 0.5 \cdot 10^{14}$ (Hz), the thickness of the metal and dielectric layers $d_1 = d_2 = 50$ nm

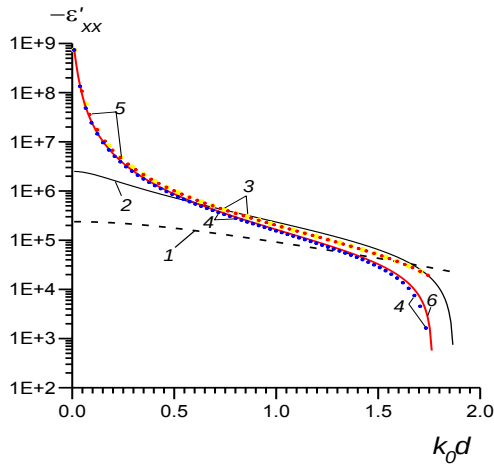


Рис. 4. Отрицательная реальная часть ε на основе модели (1) – результаты 1, 3, 5 с множителем 10^5 , и на основе уравнения Френеля – 2, 4, 6. Результаты 1, 2 соответствуют структуре для рис. 2, результаты 3 – 6 соответствуют структуре для рис. 3, причем для 3 и 4 $\sin(\varphi)=0$, для 5 и 6 $\sin(\varphi)=0.9$

Fig. 4. The negative real part of ε on the basis of model (1) – results 1, 3, 5 with factor 10^5 , and on the basis of the Fresnel equation – 2, 4, 6. Results 1, 2 correspond to the structure of Fig. 2, results 3 - 6 correspond to the structure of Fig. 3, and for 3 and 4 $\sin(\varphi)=0$, 5, and for 6 $\sin(\varphi)=0.9$

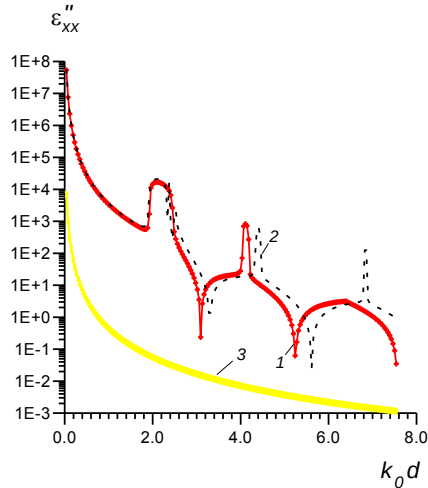


Рис. 5. Эффективные диэлектрические потери для структуры, соответствующей рис. 4 на основе модели (1) – результаты 1, 2, и модели уравнения Френеля – 3

Fig. 5. Effective dielectric loss for the structure corresponding to Fig. 4 on the basis of model (1) – results 1, 2, and model on Fresnel equations – 3

В неограниченном по x слое ГММ условием существования плазмона является равенство нулю коэффициента отражения плоской волны.

4. Заключение

В работе исследованы волны в бесконечных ГММ, плазмоны на границе вакуум-ГММ, а также волны, возбуждаемые вдали от границы ГММ падающей плоской волной. Отличие последнего случая в том, что величина k_x действительная и определяется углом падения. Получено дополнительное уравнение из условия периодичности входного импеданса, позволяющее определять комплексный волновой вектор. Произведена гомогенизация. Рассмотрены также ГММ на основе графена и провололок.

Источники финансирования

Доклад подготовлен по результатам исследования, проведенного в рамках проектной части государственного задания в сфере научной деятельности № 3.1155.2014/К Министерства образования и науки РФ, и гранта РНФ № 16-19-10033.

Список литературы

[1] Guo Y., Newman W., Cortes C.L., Jacob Z. Applications of hyperbolic metamaterial substrates // *Advances in OptoElectronics*. 2012. P. 1–9.

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

- [2] Shekhar P., Atkinson J., Zubin J. Hyperbolic metamaterials: fundamentals and applications // *Nano Convergence*. 2014. December. P. 1–14.
- [3] Nefedov I.S., Valagiannopoulos C.A., Melnikov L. Perfect absorption in graphene multilayers // *Journal of Optics*. 2013. Vol. 15, no. 11. P. 114003(1-6).
- [4] М. В. Давидович, И. С. Неведов. Пространственно-временная дисперсия и волноведущие свойства 2D-периодических стержневых металлических фотонных кристаллов // *ЖЭТФ*. 2014. Т. 145, № 5. С. 771-786.
- [5] Chebykin A.V., Orlov A.A., Simovski C.R., Kivshar Yu.S., Belov P.A. Nonlocal effective parameters of multilayered metal-dielectric metamaterials // *Phys. Rev.* 2012. V. B 86. P. 115420 (1-8).
- [6] Hanson G.W. Dyadic Green's functions and guided surface waves for a surface conductivity model of graphene // *J. Applied Physics*. 2008. V. 103. P. 064302 (1–8).
- [7] Slepnyan G.Ya., Maksimenko S.A., Lakhtakia L., Yevtushenko O., Gusakov A.V. Electrodynamics of carbon nanotubes: Dynamic conductivity, impedance boundary conditions, and surface wave propagation // *Phys. Rev. B*. 1999. Vol. 60. P. 17136(1-14).
- [8] Lovat G., Hanson G.W., Araneo R., Burghignoli P. Semiclassical spatially dispersive intraband conductivity tensor and quantum capacitance of graphene // *Phys. Rev.* 2013. V. B 87, P. 115429(1-11).

References

- [1] Guo Y., Newman W., Cortes C.L., Jacob Z. Applications of hyperbolic metamaterial substrates. *Advances in OptoElectronics*, 2012, pp. 1 - 9.
- [2] Shekhar P., Atkinson J., Zubin J. Hyperbolic metamaterials: fundamentals and applications. *Nano Convergence*, 2014, December, pp. 1 - 14.
- [3] Nefedov I.S., Valagiannopoulos C.A., Melnikov L. Perfect absorption in graphene multilayers. *Journal of Optics*, 2013, vol. 15, no. 11, pp. 114003(1 - 6).
- [4] Davidovich M.V., Nefedov I. S. *J. Exp. Theor. Phys.*, 2014, vol.118, no. 5, pp 673 - 686.
- [5] Chebykin A.V., Orlov A.A., Simovski C.R., Kivshar Yu.S., Belov P.A. Nonlocal effective parameters of multilayered metal-dielectric metamaterials. *Phys. Rev.*, 2012, vol. B 86, pp. 115420 (1 - 8).
- [6] Hanson G.W. Dyadic Green's functions and guided surface waves for a surface conductivity model of graphene. *J. Applied Physics*, 2008, vol. 103, pp. 064302 (1 – 8).
- [7] Slepnyan G.Ya., Maksimenko S.A., Lakhtakia L., Yevtushenko O., Gusakov A.V. Electrodynamics of carbon nanotubes: Dynamic conductivity, impedance boundary conditions, and surface wave propagation. *Phys. Rev.*, 1999, vol. B 60, pp. 17136(1 - 14).
- [8] Lovat G., Hanson G.W., Araneo R., Burghignoli P. Semiclassical spatially dispersive intraband conductivity tensor and quantum capacitance of graphene. *Phys. Rev.*, 2013, vol. B 87, pp. 115429(1 - 11).

Acknowledgements

The paper is based on results of a study conducted in the framework of the project part of state task in the sphere of scientific activity No. 3.1155.2014/K of the Ministry of education and science of the Russian Federation, and grant of RSF № 16-19-10033.

Investigation of the effect of the perturbation of the doping density in the electron transport on the semiconductor superlattice

Anton O. Selskii^{1,2}, Alexey A. Koronovsky¹, Olga I. Moskalenko¹,
Alexander E. Hramov²

¹Saratov State University n.a. N.G. Chernyshevsky
Saratov, 410012, Russian Federation
feanorberserk@gmail.com

²Saratov State Technical University n.a. Yu.A. Gagarin
Saratov, 410054, Russian Federation
hramovae@gmail.com

Abstract: In the present work the influence of the change of the spatial position of the perturbation of the doping density on the electron collective dynamics in the semiconductor superlattice is considered. It is shown that the characteristics of the current oscillations in superlattice distinct dependence sufficiently on the spatial position of the perturbation. This effect is associated with change of the electric field strength profile close to perturbation.

Keywords: semiconductor superlattice, doping density, high-frequency oscillations.

Исследование влияния возмущения концентрации легирующей примеси на электронный транспорт в полупроводниковой сверхрешетке

^{1,2}Сельский А.О., ¹Короновский А.А., ¹Москаленко О.И.,
²Храмов А.Е.

¹Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского
г. Саратов, 410012, Российская Федерация
feanorberserk@gmail.com

²Саратовский государственный технический университет имени
Ю.А. Гагарина
г. Саратов, 410054, Российская Федерация
hramovae@gmail.com

Аннотация: В настоящей работе исследуется влияние пространственной локализации возмущения концентрации легирующей примеси на коллективную динамику транспорта заряда в полупроводниковой сверхрешетке. Показано, что характеристики тока, протекающего через сверхрешетку, сильно зависят от точки локализации возмущения. Данный эффект связан с изменением профиля напряженности электрического поля вблизи возмущения.

Ключевые слова: полупроводниковая сверхрешетка, концентрация легирующей примеси, высокочастотные колебания.

1. Введение

Объектом исследования в настоящей работе является гетероструктура, состоящая из чередующихся слоев (ширина слоя, как правило, не превышает нескольких десятков нанометров) различных полупроводниковых материалов с близкими периодами кристаллической решетки - полупроводниковая сверхрешетка [1]. Сверхрешетки служат удобной моделью для изучения различных квантово-механических эффектов [2]. Не меньший интерес вызывает коллективная динамика электронов при приложении к сверхрешетке постоянного напряжения, поскольку в этом случае в структуре могут образовываться пространственно-временные электронные структуры, называемые доменами (по аналогии с доменами в диоде Ганна [3, 4]). Прохождение доменов через полупроводниковую сверхрешетку приводит к возникновению колебаний тока, протекающего через структуру, частота которых составляет, как правило, несколько десятков гигагерц. Следует отметить, что в настоящее время все больше внимания исследователей уделяется рассмотрению транспорта электронов через полупроводниковую сверхрешетку с позиций нелинейной динамики, что позволяет выявлять и объяснять различные эффекты, наблюдающиеся в исследуемой системе [5-9].

Важным фактом является то, что при создании полупроводниковых гетероструктур возможно возникновение большого числа различных пространственных неоднородностей (к примеру, случайные флуктуации концентрации легирующей примеси [10, 11]), которые оказывают влияние на характеристики сверхрешетки. Помимо случайных флуктуаций, возможно целенаправленное изменение концентрации легирующей примеси, для улучшения характеристик прибора. В настоящей работе исследован вопрос, как пространственное положение неоднородности в виде возмущения концентрации легирующей примеси влияет на коллективную динамику электронов в полупроводниковой сверхрешетке.

2. Исследуемая модель

Плотность тока, протекающего через полупроводниковую сверхрешетку, определяется из дрейфового приближения [1, 7]:

$$J = env_d(\bar{F}) \quad (1)$$

Здесь $n(x,t)$ - концентрация электронов, $J(x,t)$ плотность тока, $F(x,t)$ - напряженность электрического поля, v_d - дрейфовая скорость электрона, вычисленная для среднего значения напряженности электрического поля $\bar{F}$, и $e > 0$ - заряд электрона. Зависимость дрейфовой скорости от напряженности электрического поля определяется по формуле Эсаки-Тсу [4]. Напряженность и концентрация могут быть вычислены при решении уравнений Пуассона и непрерывности [1, 7]:

$$e \frac{\partial n}{\partial t} = - \frac{\partial J}{\partial x} \quad (2)$$

$$\frac{\partial F}{\partial x} = \frac{e}{\varepsilon_0 \varepsilon_r} (n - n_{D0})$$

где t обозначает время, а координата x соответствует направлению движения электронов в полупроводниковой сверхрешетке. Параметры $\varepsilon_0, \varepsilon_r = 12.5$ соответствуют абсолютной и относительной диэлектрическим проницаемостям; $n_{D0} = 3 \cdot 10^{22} \text{ м}^{-3}$ - равновесная концентрация электронов.

В качестве рассматриваемого возмущения используется локальное увеличение концентрации легирующей примеси. Для введения возмущения модифицируем уравнение Пуассона из (2) следующим образом:

$$\frac{\partial F}{\partial x} = \frac{e}{\varepsilon_0 \varepsilon_r} (n - (n_{D0} + n_{D1}(x))) \quad (3)$$

где $n_{D1}(x)$ - кусочно-линейная функция следующего вида:

$$n_{D1}(x) = \begin{cases} 0, & x < x' - \Delta x \\ 0.5, & x' - \Delta x < x < x' + \Delta x \\ 0, & x > x' + \Delta x \end{cases} \quad (4)$$

Здесь x' - положение центра возмущения, Δx - определяет ширину рассматриваемого возмущения. Вид профиля концентрации легирующей

примеси $n_D(x) = n_{D0} + n_{D1}(x)$ продемонстрирован на рисунке 1, *a, b*. На рисунке для удобства концентрация нормирована на значение n_{D0} , а координата центра возмущения нормирована на длину структуры $L = 116.2$ нм.

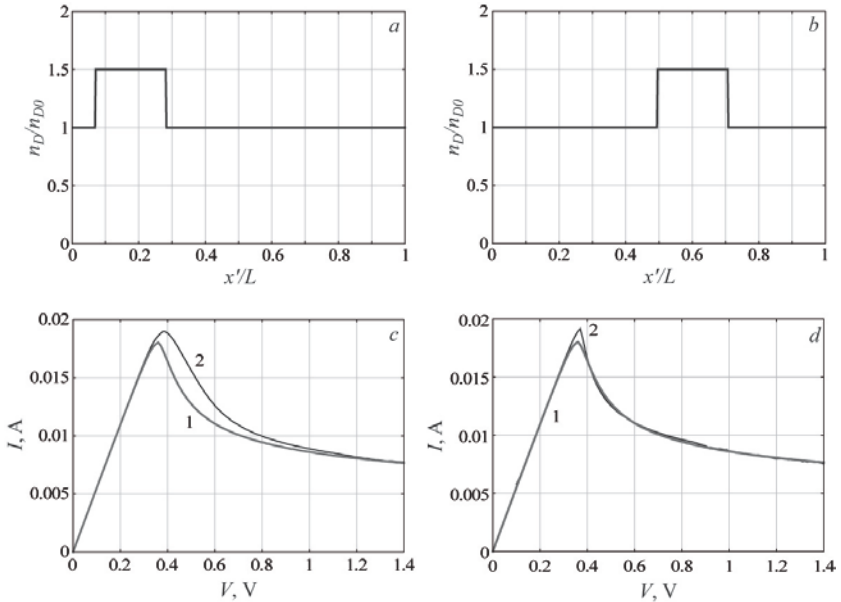


Рис. 1. *a, b* - примеры профилей концентрации легирующей примеси. *c, d* - вольт-амперные характеристики, соответствующие этим возмущениям (кривые 2), и для случая без возмущения (кривая 1).

Fig. 1. *a, b* - example of the doping density profiles. *c, d* - volt-ampere characteristics corresponding given perturbations (curve 2) and for case without perturbation (curve 1).

3. Результаты моделирования

Рассмотрим результаты моделирования влияния неоднородности легирования. Важной характеристикой коллективной динамики электронов является вольт-амперная характеристика. Для построения вольт-амперной характеристики на участке, где есть колебания тока, значение тока на вольт-амперной характеристике усреднялось по времени (метод построения вольт-амперных характеристик и их вид для невозмущенного состояния концентрации легирующей примеси ($n_{D1}(x)=0$ вдоль всей сверхрешетки) описан в [9]), см. рис. 1, *c, d*. Хорошо заметно, что для возмущения

вблизи эмиттера вольт-амперная характеристика заметно отличается от случая без возмущения. Генерация начинается при больших значениях напряжения, выше максимальный ток. В случае когда возмущение находится ближе к коллектору разница вольт-амперных характеристик не столь существенна. Наибольшая разница между вольт-амперными характеристиками наблюдается для координаты центра возмущения $x' = 40.5$ нм.

Для данного положения возмущения был построен профиль напряженности электрического поля, рисунок 2,а. Напряженность во многом определяет коллективную динамику электронов, так как дрейфовая скорость электронов зависит от напряженности по формуле Эсаки-Тсу (на рисунке 2,б). На данной зависимости можно выделить максимум, называемый максимумом Эсаки-Тсу. На рисунке 2 можно видеть, что наибольший эффект возмущение концентрации легирующей примеси оказывает если находится в точке где напряженность электрического поля в случае без возмущения достигает значения, соответствующего максимуму Эсаки-Тсу. Вблизи возмущения напряженность уменьшается и необходимо большее напряжения для старта генерации. Если возмущение находится ближе к коллектору эффект почти не проявляется, так как максимум Эсаки-Тсу достигается в той же точке пространства.

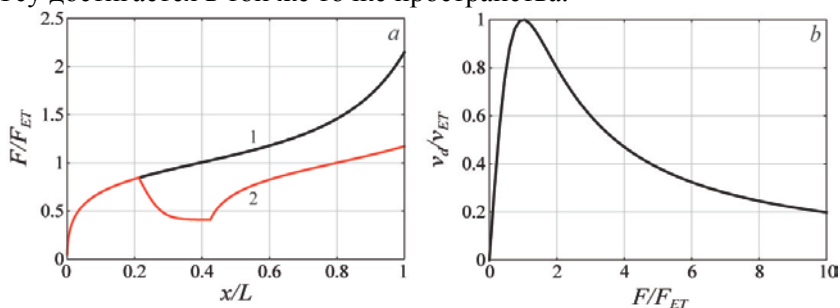


Рис. 2. а - профили напряженности электрического поля в случае без возмущения (кривая 1) и для возмущения с координатой $x' = 40.5$ нм (кривая 2). б - зависимость дрейфовой скорости от напряженности электрического поля, построенная по формуле Эсаки-Тсу.

Fig. 2. а - the profiles of the electric field strength for case without perturbation (curve 1) and for perturbation with coordinate $x' = 40.5$ nm (curve 1) . б - the dependence of the drift velocity on the electric field strength by Esaki-Tsu.

4. Заключение

Таким образом, в настоящей работе было показано, что характеристики колебаний тока, протекающего через сверхрешетку, существенно зависят от пространственной локализации возмущения концентрации легирующей примеси. Если возмущение находится ближе к началу системы, в первой половине сверхрешетки, то вольт-амперная характеристика существенно изменяется, увеличивается пороговое значение напряжения, при котором начинается генерация колебаний, максимальный ток. Если же сместить возмущение ближе к концу исследуемой системы, то пороговое значение напряжения и вольт-амперная характеристика оказываются близки к случаю без возмущения. Было показано, что данный эффект связан с изменением профиля напряженности электрического поля вблизи возмущения концентрации легирующей примеси. Важным оказывается момент достижения значения напряженности, соответствующего максимуму на зависимости Эсаки-Тсу дрейфовой скорости от напряженности электрического поля.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проектов Российского фонда фундаментальных исследований № 16-32-60059 и 15-32-20299. Авторы выражают признательность А. Г. Баланову (Университет Лафборо (Великобритания)) за внимание к работе и ряд полезных советов.

Список литературы

- [1] Wacker A. Semiconductor superlattices: a model system for nonlinear transport // Phys. Rep. 2002. V. 357. P. 1-111.
- [2] Esaki L., Tsu R. Superlattice and Negative Differential Conductivity in Semiconductors // IBM J. Res. Develop. 1970. V. 14. P. 61-65.
- [3] Scheuerer R., Schomburg E., Renk K.F., Wacker A., Schöll E. Feasibility of a semiconductor superlattice oscillator based on quenched domains for the generation of sub-millimeter waves // Appl. Phys. Lett. 2002. V. 81. P. 1515-1517.
- [4] Eisele H., Khanna S.P., Linfield E.H. Superlattice electronic devices as high-performance oscillators between 60–220 GHz // Appl. Phys. Lett. 2010. V. 96. P. 072-101.
- [5] Bonilla L.L., Grahn H.T. Nonlinear dynamics of semiconductor superlattices // Rep. Prog. Phys. 2005. V. 68. P. 577-683.
- [6] Fromhold T.M., Patané A., Bujkiewicz S. et al. Chaotic electron diffusion through stochastic webs enhances current flow in superlattices // Nature. 2004. V. 428. P. 726-730.
- [7] Selskii A.O., Koronovskii A.A., Hramov A.E. et al. Effect of temperature on resonant electron transport through stochastic conduction channels in superlattices // Phys. Rev. 2011. V. 84. P. 235-311.
- [8] Bonilla L.L., Teitsworth S.W. Nonlinear Wave Methods for Charge Transport // WILEY-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, Weinheim, 2010. V. 9. P. 255-272.

- [9] Hramov A.E., Makarov V.V., Koronovskii A.A. et al. Subterahertz Chaos Generation by Coupling a Superlattice to a Linear Resonator // *Physical review letters*. 2014. V. 112. P. 116603.
- [10] Wacker A., Schwarz G., Prengel F. et al. Probing growth-related disorder by high-field transport in semiconductor superlattices // *Phys. Rev. B*. 1995. V. 52. P. 13788.
- [11] Patra M., Schwarz G., Schöll E. Bifurcation analysis of stationary and oscillating field domains in semiconductor superlattices with doping fluctuations // *Phys. Rev.* 1998. V. 57. P. 18-24.

References

- [1] Wacker A. Semiconductor superlattices: a model system for nonlinear transport // *Phys. Rep.* 2002. V. 357. P. 1-111.
- [2] Esaki L., Tsu R. Superlattice and Negative Differential Conductivity in Semiconductors // *IBM J. Res. Develop.* 1970. V. 14. P. 61-65.
- [3] Scheuerer R., Schomburg E., Renk K.F., Wacker A., Schöll E. Feasibility of a semiconductor superlattice oscillator based on quenched domains for the generation of sub-millimeter waves // *Appl. Phys. Lett.* 2002. V. 81. P. 1515-1517.
- [4] Eisele H., Khanna S.P., Linfield E.H. Superlattice electronic devices as high-performance oscillators between 60–220 GHz // *Appl. Phys. Lett.* 2010. V. 96. P. 072-101.
- [5] Bonilla L.L., Grahn H.T. Nonlinear dynamics of semiconductor superlattices // *Rep. Prog. Phys.* 2005. V. 68. P. 577-683.
- [6] Fromhold T.M., Patané A., Bujkiewicz S. et al. Chaotic electron diffusion through stochastic webs enhances current flow in superlattices // *Nature*. 2004. V. 428. P. 726-730.
- [7] Selskii A.O., Koronovskii A.A., Hramov A.E. et al. Effect of temperature on resonant electron transport through stochastic conduction channels in superlattices // *Phys. Rev.* 2011. V. 84. P. 235-311.
- [8] Bonilla L.L., Teitworth S.W. *Nonlinear Wave Methods for Charge Transport* // WILEY-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, Weinheim, 2010. V. 9. P. 255-272.
- [9] Hramov A.E., Makarov V.V., Koronovskii A.A. et al. Subterahertz Chaos Generation by Coupling a Superlattice to a Linear Resonator // *Physical review letters*. 2014. V. 112. P. 116603.
- [10] Wacker A., Schwarz G., Prengel F. et al. Probing growth-related disorder by high-field transport in semiconductor superlattices // *Phys. Rev. B*. 1995. V. 52. P. 13788.
- [11] Patra M., Schwarz G., Schöll E. Bifurcation analysis of stationary and oscillating field domains in semiconductor superlattices with doping fluctuations // *Phys. Rev.* 1998. V. 57. P. 18-24.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of projects of the Russian Foundation for Basic Research No№ 16-32-60059 and 15-32-20299. The authors are grateful to academician A.G. Balanov (Loughborough University (UK))) for attention to the work and a number of useful tips.

Научное издание

26-я Международная
Крымская конференция
«СВЧ-техника
и телекоммуникационные
технологии»:
Материалы конференции
(на русском и английском языках)

Том 6

Ответственный за издание
П. П. Ермолов

Компьютерная верстка
Н. А. Морозович

Редактирование текста
на английском языке
С. В. Павлов

Подписано в печать 24.05.2016
Формат 32×45/4
Условн. печ. л. 14,94
Уч.-изд. л. 14,7
Зак. 4565/6. Тир. 100

Отпечатано в типогр. Printex
ул. Кулакова, 59, оф. А
Севастополь, 299011
Тел.:
+7 978 704 51 11
+7 8692 464 744
+7 8692 455 678