

27-я Международная Крымская конференция

СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии

Материалы конференции

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

Том 1

Заказные и обзорные доклады;
1. Твердотельные приборы и устройства СВЧ;
1а. Моделирование и автоматизированное проектирование твердотельных приборов СВЧ;
2. Электровакуумные и микровакуумные приборы СВЧ

Москва • Минск • Севастополь
2017

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431
С255

Организаторы:

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

Техническая и информационная поддержка:

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

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

Т. 1 : xxix, 282 [1—282] с. : ил. — ISBN 978-966-335-434-7.

В 1-й том включены материалы 38 докладов, которые были представлены на пленарных заседаниях, а также на секционных заседаниях по направлениям: 1. Твердотельные приборы и устройства СВЧ; 1а. Моделирование и автоматизированное проектирование твердотельных приборов СВЧ; 2. Электровакуумные и микровакуумные приборы СВЧ.

Материалы конференции изданы также на флеш-накопителе.

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

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431

ISBN 978-966-335-433-0 (тт. 1—9)
ISBN 978-966-335-434-7 (т. 1)

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

ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ КОНФЕРЕНЦИИ

акад. РАН Гуляев Ю. В., *ИРЭ РАН, Москва, Россия (почетный председатель)*

к. т. н. Ермолов П. П., *СевГУ, Севастополь, Россия (председатель)*
проф. Гимпилевич Ю. Б., *СевГУ, Севастополь, Россия (зам. председателя)*

проф. Афонин И. Л., *СевГУ, Севастополь, Россия*
проф. Батура М. П., *БГУИР, Минск, Беларусь*
д. т. н. Борисов А. А., *ОАО «НПП "Исток" им. Шокина», Фрязино, Россия*
д. ф.-м. н. Вольвач А. Е., *НИИ «КрАО», Кацивели, Россия*
к. ф.-м. н. Галдецкий А. В., *ОАО «НПП "Исток" им. Шокина», Фрязино, Россия*
к. ф.-м. н. Глумова М. В., *КФУ им. В. И. Вернадского, Симферополь, Россия*
Доценко В. В., *ЗАО НПФ «Микран», Томск, Россия*
проф. Иванов В. Э., *УрФУ, Екатеринбург, Россия*
д. ф.-м. н. Калошин В. А., *ИРЭ РАН, Москва, Россия*
к. т. н. Кищинский А. А., *АО «Микроволновые системы», Москва, Россия*
к. ф.-м. н. Колесов В. В., *ИРЭ РАН, Москва, Россия*
к. т. н. Кочемасов В. Н., *ООО «Радиокомп», Москва, Россия*
проф. Малютин Н. Д., *ТУСУР, Томск, Россия*
к. т. н. Михайлюк Ю. П., *СевГУ, Севастополь, Россия*
д. ф.-м. н. Обухов И. А., *НПП «Системные ресурсы», Москва, Россия*
проф. Обуховец В. А., *ИТА ЮФУ, Таганрог, Россия*
к. т. н. Овчинникова Е. В., *МАИ (НИУ), Москва, Россия*
к. т. н. Редькина Е. А., *СевГУ, Севастополь, Россия*
Ржевцева Н. Л., *филиал НИЦ «ИНФРА-М» в Республике Крым и г. Севастополе*
к. т. н. Самсонов Г. А., *директор Исполнительной дирекции РНТОРЭС им. А. С. Попова, Москва, Россия*
Синковская Е. В., *СевГУ, Севастополь, Россия*
проф. Старостенко В. В., *КФУ им. В. И. Вернадского, Симферополь, Россия*
Чечетин А. В., *НП ОАО «Фаза», Ростов-на-Дону, Россия*

АДМИНИСТРАТИВНАЯ ГРУППА

Артюхов П. В., *СевГУ*
Войченко В. Г., *КНТЦ им. Попова*
к. т. н. Головин В. В., *СевГУ*
Иськив В. М., *СевГУ*
Канаки Н. Г., *СевГУ*
Романова Л. П., *КНТЦ им. Попова*
Свиридова Е. И., *КНТЦ им. Попова*
к. т. н. Сердюк И. В., *СевГУ*
к. т. н. Трушкин А. Н., *СевГУ*
Тыщук Ю. Н., *СевГУ*

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

ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ КОНФЕРЕНЦИИ

д. т. н., проф. Батура М. П., *БГУИР, Минск, Беларусь (сопредседатель)*
д. т. н., проф. Шевцов В. А., *НИУ «МАИ», Москва, Россия (сопредседатель)*
к. т. н. Карушкин Н. Ф., *НИИ «Орион», Киев, Украина (сопредседатель)*
д. ф.-м. н., проф. Кураев А. А., *БГУИР, Минск, Беларусь (зам. сопредседателя)*
д. т. н., проф. Гимпилевич Ю. Б., *СевГУ, Севастополь, Россия (зам. сопредседателя)*
к. т. н. Ермолов П. П., *СевГУ, Севастополь, Россия (координатор)*

д. ф.-м. н., проф. Абрамов И. И., *БГУИР, Минск, Беларусь*
д. т. н. Алыбин В. Г., *ОАО «Российские космические системы», Москва, Россия*
д. т. н., проф. Афонин И. Л., *СевГУ, Севастополь, Россия*
д. т. н., проф. Белкин М. Е., *МИРЭА, Москва, Россия*
д. ф.-м. н., проф. Бичурин М. И., *НГУ, Великий Новгород, Россия*
д. т. н., Богатырёв Ю. В., *НПЦ НАН Беларуси по материаловедению, Минск*
д. ф.-м. н. Вольвач А. Е., *НИИ «КрАО», Кацивели, Россия*
д. т. н., проф. Воскресенский Д. И., *МАИ (ТУ), Москва, Россия*
к. ф.-м. н. Галдецкий А. В., *ОАО «НПП "Исток" им. Шокина», Фрязино, Россия*
д. т. н., проф. Громов Д. В., *ОАО «СПЭЛС», Москва, Россия*
к. т. н. Загорулько Ю. А., *ИСИ им. А. П. Ершова СО РАН, Новосибирск, Россия*
д. т. н., проф. Иванов В. Э., *УрФУ, Екатеринбург, Россия*
prof. Ilcev S. D., *Durban University of Technology, South Africa*
д. т. н., проф. Касьянов А. О., *НИИ радиосвязи, Ростов-на-Дону, Россия*
к. т. н. Кищинский А. А., *АО «Микроволновые системы», Москва, Россия*
к. т. н., проф. Коберниченко В. Г., *УрФУ, Екатеринбург, Россия*
д. ф.-м. н., проф. Магда И. И., *ННЦ «ХФТИ», Харьков, Украина*
д. т. н., проф. Малютин Н. Д., *ТУСУР, Томск, Россия*
д. т. н., проф. Нечаев Е. Е., *МГТУГА, Москва, Россия*
д. ф.-м. н. Обухов И. А., *НПП «Системные ресурсы», Москва, Россия*
д. т. н., проф. Пестриков В. М., *СПбГИКиТ, Санкт-Петербург, Россия*
д. т. н., проф. Пестряков А. В., *МТУСИ, Москва, Россия*
д. ф.-м. н. Плаксин С. В., *ИТСТ «Трансмаг» НАН Украины, Днепропетровск*
к. т. н. Савочкин А. А., *СевГУ, Севастополь, Россия*
д. т. н., проф. Сазонов Д. М., *НИУ «МЭИ», Москва, Россия*
д. т. н., проф. Смольский С. М., *МЭИ (ТУ), Москва, Россия*
д. т. н., проф. Совлуков А. С., *Институт проблем управления РАН, Москва, Россия*
д. ф.-м. н., проф. Храмов А. Е., *Саратовский государственный технический университет, Россия*
д. т. н., проф. Широков И. Б., *СевГУ, Севастополь, Россия*

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

Том 1

ЗАКАЗНЫЕ И ОБЗОРНЫЕ ДОКЛАДЫ

INV.1 МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ КОМПОЗИТЫ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ В СВЧ ЭЛЕКТРОНИКЕ
Бичурин М. И., Татаренко А. С., Петров В. М., Петров Р. В., Семенов Г. А. ……..1

INV.2 ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ДАННЫХ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ В ИНСТИТУТЕ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ И ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ
Коберниченко В. Г. ……..13

INV.3 О РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ПРИМЕНЕНИЯХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ И ВАКУУМНЫХ СВЧ ПРИБОРОВ
Борисов А. А., Галдецкий А. В., Щербаков С. В. ……..25

INV.4 СИНТАКТНЫЕ ПЕНЫ С ЗАДАВАЕМЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ — ПЕРСПЕКТИВНЫЕ МАТЕРИАЛЫ СВЕРХБЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ КОМПОНЕНТОВ И УСТРОЙСТВ РЭА, СИСТЕМ СВЯЗИ, РЭБ, РЭР
Орешко В. В. ……..34

INV.5 НИЗКОРАЗМЕРНЫЕ ПРОЛЕТНЫЕ ДИОДЫ ДЛЯ ГЕНЕРАЦИИ И ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ТЕРАГЕРЦОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ
Вьюрков В. В., Руденко К. В., Лукичев В. Ф. …… 45

INV.6 ФОТОЭЛЕКТРОННАЯ КОМПОНЕНТНАЯ БАЗА ХОЛДИНГА «ИНТЕГРАЛ»
Солодуха В. А., Цымбал В. С., Шведов С. В. ……*

СЕКЦИЯ 1: ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ И АКТИВНЫЕ УСТРОЙСТВА СВЧ ДИАПАЗОНА

1.1 GaN СВЧ SPDT ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬ С ИЗОЛИРОВАННЫМИ ЭЛЕКТРОДАМИ
Адонин А. С. , Евграфов А. Ю., Миннебаев В. М., Перевезенцев А. В., Мяконьких А. В., Руденко К. В. ……..53

1.2 ПАССИВНЫЙ УТРОИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ НА ВСТРЕЧНО-ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ДИОДАХ С БАРЬЕРОМ ШОТТКИ
Груша А. В., Крутов А. В., Ребров А. С. …… 59

1.3 ТЕМПЕРАТУРНЫЕ ЗАВИСИМОСТИ МАЛОСИГНАЛЬНЫХ И ШУМОВЫХ ПАРАМЕТРОВ МОЩНЫХ AlGaN/GaN HEMT L- И S-ДИАПАЗОНОВ
Торхов Н. А., Бабак Л. И. ……..64

1.4 GaAs ВСТ X-ДИАПАЗОНА С УДЕЛЬНОЙ ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТЬЮ БОЛЕЕ 1 Вт/мм
Маковецкая А. А., Пчелин В. А., Лапин В. Г., Пашковский А. Б., Лукашин В. М., Щербаков С. В., Журавлев К. С., Торопов А. И. …… 71

1.5 МОНОЛИТНАЯ ИНТЕГРАЛЬНАЯ СХЕМА УПРАВЛЕНИЯ АМПЛИТУДОЙ И ФАЗОЙ СИГНАЛА X-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ
Кондратенко А. В., Гугин А. Ю. ……78

1.6 РАЗРАБОТКА ТВЕРДОТЕЛЬНОГО ГЕНЕРАТОРА ШУМА 2-МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ
Емельянов Е. В., Ющенко А. Ю., Божков В. Г. Усюкевич А. А., Геннеберг В. А. ……*

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

1.7р МОНОЛИТНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ МАЛОШУМЯЩИХ УСИЛИТЕЛЕЙ L-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ
Кондратенко А. В., Зыков Д. Д., Карабан В. М., Шелупанов А. А. …….. 85

1.8р ДВОЙНОЙ БАЛАНСНЫЙ СМЕСИТЕЛЬ ДИАПАЗОНА 2-4,5 ГГц НА 0,25 мкм БиКМОП ТЕХНОЛОГИИ
Коколов А. А., Сальников А. С., Шеерман Ф. И., Бабак Л. И. ……...92

1.9р АМПЛИТУДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МОНОЛИТНЫХ ОГРАНИЧИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ НА ДИОДАХ С БАРЬЕРОМ ШОТТКИ И НА PIN ДИОДАХ
Груша А. В., Крутов А. В., Ребров А. С. …… 99

1.10р ИССЛЕДОВАНИЕ СПОСОБОВ УПРАВЛЕНИЯ ПАРАМЕТРАМИ ВЫХОДНОГО КОЛЕБАНИЯ ДИОДНОГО СВЧ-ГЕНЕРАТОРА ХАОСА
Семерник И. В., Демьяненко А. В. …… 104

1.11р НИЗКОБАРЬЕРНЫЕ ДЕТЕКТОРНЫЕ ДИОДЫ ШОТТКИ НА КРЕМНИИ N-ТИПА
Малаховский О. Ю., Соловьев Ю. Л., Фотина Л. В. …….. *

1.12р ИСТОЧНИКИ СВЧ-МОЩНОСТИ НА ЛАВИННО-ПРОЛЁТНЫХ ДИОДАХ В КОРОТКОВОЛНОВОЙ ЧАСТИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА
Балабанов В. М., Карушкин Н. Ф., Обухов И. А., Смирнова Е. А. ……...109

1.13р ПРИМЕНЕНИЕ КЕРАМИКИ С ВЫСОКОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТЬЮ В УСИЛИТЕЛЯХ МОЩНОСТИ Ku-ДИАПАЗОНА
Пчелин В. А., Лисицын А. А., Трегубов В. Б., Маковецкая А. А. ……..118

СЕКЦИЯ 1а: КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СВЧ УСТРОЙСТВ

1а.1 РАЗРАБОТКА КОМПЬЮТЕРНОЙ МОДЕЛИ СВЧ ПРИЁМНИКА ДЛЯ ПОСЛЕДУЮЩЕЙ ИНТЕГРАЦИИ В МОДЕЛЬ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РЛС
Блинников А. А., Адоньев О. А., Котов Д. В. ……...*

1а.2 МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ВЗАИМО-СОГЛАСОВАННОГО КОМПЛЕКТА СВЧ МИС ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩЕГО МОДУЛЯ X-ДИАПАЗОНА
Бердыев В. С., Зимин И. В., Митрофанов М. М., Яковец А. В. …….. *

1а.3 РАЗРАБОТКА МИС АКТИВНОГО УПРАВЛЯЕМОГО ВЕКТОРНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ С-ДИАПАЗОНА
Филиппов И. Ф., Вертегел В. В., Гимпилевич Ю. Б. ……127

1а.4 АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ МЕТОДИКА БЫСТРОГО ПОСТРОЕНИЯ МОДЕЛЕЙ ИНТЕГРАЛЬНЫХ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ НА GaAs И Si ПОДЛОЖКАХ
Сальников А. С., Горяинов А. Е., Добуш И. М., Калентьев А. А., Гарайс Д. В. …….. 136

1а. 5 МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ МЕТОДА МИНИМАЛЬНЫХ АВТОНОМНЫХ БЛОКОВ
Малый С. В., Орлова А. С. …….. *

1а.6 МЕТОДОЛОГИЯ И ПРАКТИКА ВЕРИФИКАЦИИ ИНСТРУМЕНТОВ ПРОЕКТИРОВАНИЯ (PDK) К СТАНДАРТНЫМ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМ ПРОЦЕССАМ
Фазылханов О. Р., Пушница И. С., Стрельников С. И. Калякин М. А., Филаретов А. Г. ……...143

1а.7р ПРАКТИКА РАЗРАБОТКИ СТАТИСТИЧЕСКИ ОБОСНОВАННЫХ ИНСТРУМЕНТОВ ПРОЕКТИРОВАНИЯ (PROCESS DESIGN KIT) К СТАНДАРТНЫМ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМ ПРОЦЕССАМ
Пушница И. С., Стрельников С. И., Фазылханов О. Р., Филаретов А. Г. …… 150

1а.8р УСИЛИТЕЛЬ КВ ДИАПАЗОНА С ПОЛЯРНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ
Смекодуб В. А., Калюжный Л. И., Пахомов В. П. …….. *

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

СЕКЦИЯ 2/1: ОБЩИЕ ПРОБЛЕМЫ ВАКУУМНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ СВЧ

2.1 HIGH-POWER MICROWAVE DEVICES. NONLINEAR THEORY AND NUMERIC OPTIMIZATION
Batura M. P., Kurayev A. A., Matveenko V. V., Rak A. O. 157

2.2 ВОЗБУЖДЕНИЕ ЗАМЕДЛЯЮЩИХ СТРУКТУР КАК РЕГУЛЯРНЫХ ВОЛНОВОДОВ, НЕСТАЦИОНАРНАЯ ТЕОРИЯ С ТОЧКИ ЗРЕНИЯ ЗАДАЧ НЕЙМАНА И ДИРИХЛЕ ДЛЯ ПРОДОЛЬНОГО ПОЛЯ
Аликов С. А., Шеин А. Г. 164

2.3 АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ОТКРЫТЫХ РЕЗОНАТОРОВ ОРОТРОНА С ФОКУСИРУЮЩИМИ МНОГОФОКУСНЫМИ СФЕРИЧЕСКИМИ ЗЕРКАЛАМИ ПРИ ДЛИНЕ ВОЛНЫ 1 мм
Мясин Е. А., Соловьёв А. Н. 170

2.4 АВТОЭМИССИОННАЯ ЭЛЕКТРОННО-ОПТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА С ЛЕНТОЧНЫМ ПУЧКОМ ДЛЯ ТЕРАГЕРЦЕВОЙ ЛБВ
Давидович М. В., Бушуев Н. А., Яфаров Р. К. 178

2.5 СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЭОС С МНОГОЛУЧЕВЫМ И ЛЕНТОЧНЫМ ЭЛЕКТРОННЫМ ПОТОКОМ
Духина Н. Г. 185

2.6 МОЛЕКУЛЯРНО-НАПЫЛЕННЫЕ ОКСИДНЫЕ КАТОДЫ В СВЧ-ПРИБОРАХ НА ЦИКЛОТРОННОМ РЕЗОНАНСЕ
Жабин Г. А., Пашков А. Н., Пелипец О. В. 192

2.7р ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЦСР С ОБРАЩЕННОЙ ЩЕЛЕВОЙ МОДОЙ
Накрап И. А., Савин А. Н. 199

СЕКЦИЯ 2/2: ПРИБОРЫ О-ТИПА И ГИРОПРИБОРЫ

2.8 ДВУХЛУЧЕВАЯ ЛОВ (ЛАМПА ОБРАТНОЙ ВОЛНЫ) НА СПИРАЛЬНО ИЗОГНУТОМ ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ
Кураев А. А., Матвеенко В. В., Рак А. О. 208

2.9 ЛБВ W-ДИАПАЗОНА С НЕПРЕРЫВНОЙ МОЩНОСТЬЮ 80 Вт
Галдецкий А. В., Богомолова Е. А., Натура И. П. 215

2.10 ШИРОКОПОЛОСНАЯ ЛБВ W-ДИАПАЗОНА С ЗАМЕДЛЯЮЩЕЙ СИСТЕМОЙ НА ОСНОВЕ АЛМАЗА
Галдецкий А. В., Богомолова Е. А., Смирнов В. А., Дерябкин А. В., Духновский М. П., Куликов Е. Н., Смирнова А. К. 222

2.11 МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ В УСИЛИТЕЛЕ ЛБВ О-ТИПА ТЕРАГЕРЦЕВОГО ДИАПАЗОНА
Нгуен Ч. З., Ковтун Д. Г. 229

2.12 РАЗРАБОТКА И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ЛБВ W-ДИАПАЗОНА С ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТЬЮ 50 Вт
Иванов А. А. 235

2.13 СУБМИЛЛИМЕТРОВЫЙ ОРОТРОН СО СФЕРОЦИЛИНДРИЧЕСКИМИ ОТКРЫТЫМИ РЕЗОНАТОРАМИ
Мясин Е. А., Евдокимов В. В., Ильин А. Ю. 242

2.14р ТЕРАГЕРЦОВЫЕ ПЛАНАРНЫЕ ГИРОТРОНЫ НА ОСНОВЕ ЛЕНТОЧНЫХ ВИНТОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ПУЧКОВ
Гинзбург Н. С., Глявин М. Ю., Заславский В. Ю., Мануилов В. Н., Сергеев А. С., Зотова И. В. 250

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

2.15р ВЛИЯНИЕ КОНКУРЕНЦИИ МОД И МОДУЛЯЦИИ ЧАСТОТЫ ВНЕШНЕГО СИГНАЛА НА ПРОЦЕСС ЗАХВАТА ЧАСТОТЫ ГИРОТРОНА ВНЕШНИМ СИГНАЛОМ
Новожилова Ю. В., Бакунин В. Л., Денисов Г. Г. 257

2.16р ПЕРЕСТРАИВЫЕМЫЙ ГИРОТРОН НА КОНУСООБРАЗНОМ ВОЛНОВОДЕ
Батура М. П., Колосов С. В., Запевалов В. Е., Зайцева И. Е. 264

2.17р 3-D МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ АЗИМУТАЛЬНОЙ НЕСИММЕТРИИ ПЛОТНОСТИ ТОКА ЭМИССИИ НА ПАРАМЕТРЫ ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА СУБТЕРАГЕРЦОВОГО ГИРОТРОНА
Лещева К. А., Мануилов В. Н. 271

2.18р УПРАВЛЕНИЕ ПАРАМЕТРАМИ ИЗЛУЧЕНИЯ ГИРОТРОНОВ ДЛЯ МИКРОВОЛНОВОЙ ОБРАБОТКИ МАТЕРИАЛОВ И СПЕКТРОСКОПИИ
Богдашов А. А., Глявин М. Ю., Голубятников Г. Ю., Лубяко Л. В., Мануилов В. Н., Морозкин М. В., Седов А. С., Фокин А. П., Цветков А. И. 276

Том 2

СЕКЦИЯ 3/1: СИСТЕМЫ, СЕТИ И СИГНАЛЫ РАДИОСВЯЗИ, ВЕЩАНИЯ И НАВИГАЦИИ

3.1 УМЕНЬШЕНИЕ ПОГРЕШНОСТИ, ВНОСИМОЙ БОРТОВОЙ АППАРАТУРОЙ КОМАНДНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ В ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАКЛОННОЙ ДАЛЬНОСТИ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА
Булгаков Н. Н., Кривошеин А. А., Нагорный Д. Н., Алыбин В. Г., Сёмочкин А. С., Павлов Г. Б. 283

3.2 МЕТОД МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА С РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ ПО МОЩНОСТИ НА ОРТОГОНАЛЬНЫХ ЧАСТОТАХ
Крюков Я. В., Демидов А. Я., Покаместов Д. А. ..... *

3.3 ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОЙ СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В WiFi-СЕТЯХ ПРИ НАЛИЧИИ КОЛЛИЗИЙ
Чернега В. С. 292

3.4 ПРЕДСТАВЛЕНИЕ СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ ПАССИВНОЙ РАДИОМЕТКИ, ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ
Смирнов О. В., Богатырёв Е. А., Смольский С. М. 300

3.5 ИЗМЕРЕНИЕ СТРУКТУРНО-ВРЕМЕННЫХ ПЕРАМЕТРОВ OFDM-СИГНАЛОВ
Беляев А. В., Касьянов А. О. 307

3.6 МНОГОЛУЧЕВАЯ ИМПУЛЬСНАЯ НАВИГАЦИОННАЯ СИСТЕМА ВОЗВРАЩАЕМОГО АППАРАТА
Дядьков Н. А., Марков Ю. В., Важенин В. Г., Боков А. С. Седов Д. П., Калмыков Н. Н., Мельников С. А. 314

3.7р СТРУКТУРНЫЕ ФУНКЦИИ СИГНАЛОВ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ
Шарыгин Г. С., Мещеряков А. А. 320

3.8р АДАПТИВНАЯ СИСТЕМА ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИОННЫХ РТС ОТ АКТИВНЫХ ШУМОВЫХ ПОМЕХ
Поповнин Ю. М. ..... *

3.9р О ЗАДАЧЕ ВЫДЕЛЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ СООБЩЕНИЙ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ ШУМОВЫХ СИГНАЛОВ ТЕПЛОВОЙ ПРИРОДЫ
Убайчин А. В., Жук Г. Г., Миненко Е. В., Абдирасул уулу Т. ..... *

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

3.10p ИССЛЕДОВАНИЕ ДАЛЬНОСТИ ДЕЙСТВИЯ И СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ ШУМОВЫХ СИГНАЛОВ ТЕПЛОВОЙ ПРИРОДЫ
Убайчин А. В., Жук Г. Г., Миненко Е. В., Абдирасул уулу Т. ..... *

3.11p ОЦЕНКА ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО РЕЗЕРВА КАНАЛА СВЯЗИ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ СО СПУТНИКА ФОРМАТА CUBESAT
Рылов С. А., Широких С. А., Богатырев К. А. 326

3.12p НЕКОТОРЫЕ АСПЕКТЫ ПРИМЕНЕНИЯ РЕЖИМА TDD В КВ РАДИОСВЯЗИ
Юрьев А. Н., Кузнецов Д. И. 331

3.13p ИССЛЕДОВАНИЕ И МОДЕЛИРОВАНИЕ СИГНАЛЬНО-КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЙ НА БАЗЕ M-FSK С БОЛЬШИМ АНСАМБЛЕМ ЧАСТОТ И НИЗКОСКОРОСТНЫМИ ТУРБОКОДАМИ В КАНАЛЕ ВАТЕРСОНА В УСЛОВИЯХ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ
Толкачев М. М., Лобов Е. М. 339

3.14p АЛГОРИТМЫ ОЦЕНКИ СИМВОЛЬНОЙ СКОРОСТИ СИГНАЛОВ С МОДУЛЯЦИЯМИ M-FSK И M-PSK
Кучумов А. А., Липаткин В. И., Лобов Е. М. 350

3.15p ОБРАБОТКА ТРАЕКТОРНЫХ ДАННЫХ В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ
Тактакишвили В. Г., Волчков В. П. 359

3.16p ИССЛЕДОВАНИЕ ПОРОГОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК И УРОВНЯ ВЛИЯНИЯ ПОМЕХ В СИСТЕМАХ С НЕЛИНЕЙНОЙ ОБРАБОТКОЙ РАЗЛИЧНЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА
Тимошенкова Ю. С., Сафиуллин Н. Т., Пономарева О. А. 364

3.17p PERFORMANCE ENHANCEMENT IN LDPC CODED HIGH-DIMENSION MIMO-OFDM SYSTEMS
Valetov R., Olmasov A. ..... *

3.18p ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ПЕЛЕНГОВАНИЯ ИСТОЧНИКА ИМПУЛЬСНОГО РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ НА НАЗЕМНЫХ ТРАССАХ РАЗНОСТНО-ВРЕМЕННЫМ МЕТОДОМ
Мещеряков А. А., Луц О. Я. 371

СЕКЦИЯ 3/2: ОБОРУДОВАНИЕ СИСТЕМ СВЧ СВЯЗИ, ВЕЩАНИЯ И НАВИГАЦИИ

3.19 ВЛИЯНИЕ РЕЛЬЕФА МЕСТНОСТИ В ВИДЕ УСТУПА НА ПОВЕДЕНИЕ ТРАЕКТОРИИ ДЛЯ ЗАХОДА САМОЛЁТА НА ПОСАДКУ
Юнгайтис Е. М., Войтович Н. И., Головнин А. А., Жданов Б. В. 379

3.20 ЭЛЕКТРОННАЯ РЕГУЛИРОВКА ПОЛОЖЕНИЯ КУРСА ILS
Войтович Н. И., Ершов А. В., Жданов Б. В. 387

3.21 РЕЗУЛЬТАТЫ РАЗРАБОТКИ КОГЕРЕНТНОГО ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКА АЭРОЛОГИЧЕСКОЙ РЛС
Кудинов С. И., Гусев А. В., Иванов В. Э., Плохих О. В. 394

3.22 СИНТЕЗ ЦИФРОВОГО КОГЕРЕНТНОГО МОДЕМА ДЛЯ ОДНОЙ МОДЕЛИ КАНАЛА СВЯЗИ С ДВОЙНОЙ СЛУЧАЙНОСТЬЮ
Санников В. Г., Волчков В. П. 401

3.23 ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЯ МЕТОДОВ ОЦЕНКИ И КОМПЕНСАЦИИ ПОГРЕШНОСТЕЙ КВАДРАТУРНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ В ЦИФРОВЫХ РАДИОПРИЕМНИКАХ
Пестряков А. В., Хасьянова Е. Р. 408

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

3.24 МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ КУРСОВОГО РАДИОМАЯКА ФОРМАТА ILS
Ершов А. В., Зотов А. В., Войтович Н. И. **413**

3.25р ОРГАНИЗАЦИЯ ТЕРРИТОРИАЛЬНОГО ШИРОКОВЕЩАТЕЛЬНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ В СТАНДАРТЕ DVB-S2
Василевский И. Н., Поляков В. А., Дудник К. В., Антипин Е. А., Макеенко И. В., Горбанов Н. А., Яновский А. В. **420**

3.27р ИССЛЕДОВАНИЕ ЗОН ПОКРЫТИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ СИСТЕМЫ ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ БЕЗЭКИПАЖНЫМ СУДНОМ
Михайлюк Ю. П., Афонин И. Л., Головин В. В., Иськив В. М. **425**

3.28р ГЛИССАДНЫЙ РАДИОМАЯК ДЛЯ АЭРОДРОМОВ С ВЫСОКИМ УРОВНЕМ СНЕЖНОГО ПОКРОВА
Войтович Н. И., Жданов Б. В. **433**

3.29р ТЕХНОЛОГИИ ИСПЫТАНИЙ СИСТЕМ/УСТРОЙСТВ ЭРА-ГЛОНАСС
Гринько А. А., Проценко М. Б. **440**

3.30р АВТОНОМАТИЧЕСКИЙ ФОТО-ВИДЕО МОНИТОРИНГ УДАЛЕННЫХ ВОДНЫХ ОБЪЕКТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СЕТЕЙ СОТОВОЙ СВЯЗИ
Никитин Д. А., Прозоров А. М., Гусев А. В. **446**

3.31р ПРИЕМНИК СИГНАЛОВ СПУТНИКОЙ СИСТЕМЫ ARGOS
Безгин А. А., Литвиненко С. Р., Лунев Е. Г., Юркевич Н. Ю. **451**

3.32р РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ФАЗОВОГО МОНОИМПУЛЬСНОГО ПЕЛЕНГАТОРА
Быков Е. М., Ксендзов А. В. ..... *

3.33р АВТОРЕГРЕССИОННАЯ ЭКСТРАПОЛЯЦИЯ В РАДИОВЫСОТОМЕРЕ С ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ
Марков Ю. В., Важенин В. Г., Чирков Г. В. **457**

3.34р АЛГОРИТМ КОРРЕКЦИИ НЕСУЩЕЙ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ НИЗКОСКОРОСТНОГО ТУРБОКОДА В СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЕ СВЯЗИ
Толкачев М. М. **463**

3.35р DEVELOPMENT OF GLOBAL AERONAUTICAL DISTRESS AND SAFETY SYSTEM (GADSS)
Ilcev D. S. **470**

3.36р DEVELOPMENT OF GLOBAL AIRCRAFT TRACKING (GAT) SYSTEM
Ilcev D. S. **481**

СЕКЦИЯ 3а: ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЯХ

3а.1 ПРОБЛЕМЫ И НАПРАВЛЕНИЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ СПЕЦИАЛЬНЫХ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ СО СЛОЖНЫМИ СИГНАЛАМИ НЕЛИНЕЙНОЙ СТРУКТУРЫ
Снытkин И. И., Балюк А. А., Енин Н. Н. **492**

3а.2 DIGITAL INFOCOMMUNICATION SYSTEM WITH DYNAMIC FEEDBACK
Epov A. E., Vedenkin D. A. ..... *

3а.3 ОЦЕНИВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ДВАЖДЫ СТОХАСТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПРИ ПОДГОНКЕ НА ОСНОВЕ ИМЕЮЩИХСЯ НАБЛЮДЕНИЙ
Васильев К. К., Дементьев В. Е., Андриянов Н. А. **497**

3а.4 ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ АКСЕЛЕРОМЕТРОВ С ПОМОЩЬЮ ИМПУЛЬСНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ
Бондарев В. Н., Сметанина Т. И. **504**

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

3а.5р МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ СПЕЦИАЛЬНЫХ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ СИСТЕМ ТРАНСЛЯЦИОННЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ РЕКУРРЕНТНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ
Сныткин И. И., Балюк А. А., Енин Н. Н. 511

3а.6р ПОСТРОЕНИЕ МОБИЛЬНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЕЙ В СРЕДАХ РАСПРОСТРАНЕНИЯ С ПЛОСКИМИ НЕОТРАЖАЮЩИМИ ГРАНИЦАМИ
Кудрявченко И. В. 516

3а.7р ОБЕСПЕЧЕНИЕ ТРЕБОВАНИЙ О ЗАЩИТЕ ИНФОРМАЦИИ, НЕ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ ГОСУДАРСТВЕННУЮ ТАЙНУ, В СВЯЗИ С ПРОЕКТОМ ИЗМЕНЕНИЙ В ПРИКАЗ ФСТЭК № 17
Дементьев В. Е., Андриянов Н. А. 523

3а.8р СИСТЕМА ДИАГНОСТИКИ МАТЕРИНСКИХ ПЛАТ ПЕРСОНАЛЬНЫХ КОМПЬЮТЕРОВ
Кузьменко В. А., Редькина Е. А. 529

3а.9р МОДЕЛИ И МЕТОДЫ РАСЧЕТА РАЙОНА ВЕРОЯТНОГО МЕСТОНАХОЖДЕНИЯ ОБЪЕКТОВ ПОИСКА И СПАСАНИЯ ПРИ ДРЕЙФЕ НА МОРЕ
Селезень Я. Ю. ..... *

3а.10р ПРИМЕНЕНИЕ КОНТРОЛЛЕРОВ СЕМЕЙСТВА KMX32 ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ НА БОРТУ ЛЕГКИХ И БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ
Тарасенко В. М. 534

3а.11р МНОГОПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ ЗАЩИТЫ ИЗОБРАЖЕНИЙ. Часть 1. Быстрые многопараметрические преобразования
Мартюгин С. А. 539

3а.12р МНОГОПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ ЗАЩИТЫ ИЗОБРАЖЕНИЙ. Часть 2. Внедрение цифровых водяных знаков в изображения
Мартюгин С. А. 546

3а.13р МНОГОПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ ЗАЩИТЫ ИЗОБРАЖЕНИЙ. Часть 3. Шифрование изображений
Мартюгин С. А. 551

3а.14р ЗАКРЫТИЕ РЕЧИ ПУТЕМ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛЬНОГО БАЗИСА
Дегтярев А. Н., Дочинец Е. А., Харитонов В. Ф. 557

3а.15р ГИПОТЕЗА О ГРАНИЦЕ К. ШЕННОНА
Дегтярев А. Н., Мирянова В. Н. 562

3а.16р РАЗРАБОТКА БОРТОВОГО ФОРМИРОВАТЕЛЯ СИГНАЛОВ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ СИСТЕМЫ ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ БЕЗЭКИПАЖНЫМ СУДНОМ
Михайлюк Ю. П., Афонин И. Л., Иськив В. М., Головин В. В., Щекатурин А. А., Цулеев А. А. 568

3а.17р ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ЛОКАЛИЗАЦИИ В RFID СИСТЕМАХ КОНТРОЛЯ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ ОБЪЕКТОВ
Лукьянчиков А. В. 574

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

Том 3

СЕКЦИЯ 4/1: АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ И ИХ КОМПОНЕНТЫ

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

СЕКЦИЯ 4/2: АНТЕННЫ ДЛЯ РАДИОМОНИТОРИНГА

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

СЕКЦИЯ 5/1: ПАССИВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ 1

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

СЕКЦИЯ 5/2: ПАССИВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ 2

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

5.26р РАЗРАБОТКА ФИЛЬТРА НА ВСТРЕЧНЫХ СТЕРЖНЯХ С ПОВЫШЕННОЙ ИЗБИРАТЕЛЬНОСТЬЮ
Чечеткин В. А., Крохалев Д. С. ..... *

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

Том 4

СЕКЦИЯ 5a/1: МАТЕРИАЛЫ И ТЕХНОЛОГИЯ СВЧ-ПРИБОРОВ 1

5a.1 ИССЛЕДОВАНИЯ ИОННО-ИНДУЦИРОВАННЫХ КОРОННЫМ РАЗРЯДОМ СТРУКТУРНЫХ ИЗМЕНЕНИЙ В МОНОКРИСТАЛЛАХ Mn-Zn ФЕРРИТОВ
Шипко М. Н., Коровушкин В. В., Степович М. А., Розин Е. Г. 835

5a.2 ШИРОКОПОЛОСНОЕ РАДИОПОГЛОЩАЮЩЕЕ ПОКРЫТИЕ С ВЫСОКИМИ ЭКСПЛУАТАЦИОННЫМИ СВОЙСТВАМИ
Иванова В. И., Кибец С. Г., Краснолобов И. И., Лагарьков А. Н., Политико А. А., Семененко В. Н., Чистяев В. А. 840

5a.3 ФИЗИЧЕСКИЕ МЕХАНИЗМЫ ДЕГРАДАЦИИ AlGaN/GaN HEMT
Торхов Н. А., Осокина Л. В. 847

5a.4 МЕТОДЫ АТОМНО-СИЛОВОЙ МИКРОСКОПИИ ДЛЯ КОНТРОЛЯ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ КРЕМНИЕВЫХ ВАРИКАПОВ
Торхов Н. А., Янковская Ю. В., Новиков В. А., Ивонин И. В. 854

5a.5 ПЕРСПЕКТИВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ТЕПЛОПРОВОДЯЩИХ ПОКРЫТИЙ В МОЩНЫХ АРСЕНИДГАЛЛИЕВЫХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ
Пашковский А. Б., Куликова И. В., Лапин В. Г., Лукашин В. М., Приступчик Н. К. 861

5a.6 ШИРОКОПОЛОСНЫЕ МАЛОГАБАРИТНЫЕ СОГЛАСОВАННЫЕ НАГРУЗКИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН НА ОСНОВЕ СЛОИСТЫХ МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СТРУКТУР
Усанов Д. А., Скрипаль Ал. В., Пономарев Д. В., Мещанов В. П., Попова Н. Ф. 868

5a.7p СВОЙСТВА ХИМИЧЕСКОГО ОКИСЛА АРСЕНИДА ГАЛЛИЯ
Торхов Н. А., Никульникова Е. В., Филимонова И. Д., Новиков В. А. 875

5a.8p О ПРЕОБРАЗОВАНИЯХ НАПРАВЛЯЕМЫХ МОД В КОМПОЗИЦИОННЫХ СТРУКТУРАХ С ГРАДИЕНТНЫМИ ТЕНЗОРАМИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ И МАГНИТНОЙ ПРОНИЦАЕМОСТЕЙ
Киреева А. И., Руденок И. П. ..... *

5a.9p ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ МЕЖСОЕДИНЕНИЙ В СВЧ МИКРОБЛОКАХ
Ланин В. Л., Гусинский А. В., Свирид М. С., Петухов И. Б. 882

5a.10p СЛУЧАЙНЫЕ ФЛУКТУАЦИИ КОНЦЕНТРАЦИИ ЛЕГИРУЮЩЕЙ ПРИМЕСИ В ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ СВЕРХРЕШЕТКАХ
Короновский А. А., Москаленко О. И., Сельский А. О. ..... *

5a.11p ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ЧАСТОТНОЙ ЗАВИСИМОСТИ ИМПЕДАНСА pHEMT-СТРУКТУР
Востоков Н. В., Королев С. А., Шашкин В. И. 887

5a.12p ВЛИЯНИЕ ПРОВОДИМОСТИ НАПРАВЛЯЮЩЕГО ЦИЛИНДРА В СЛОЕ ИЗОТРОПНОЙ ПЛАЗМЫ НА ДИСПЕРСИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИММЕТРИЧНЫХ ВОЛН
Малахов В. А., Павлович Е. В., Раевская А. А. ..... *

5a.13p ВОЛНОВОДНЫЕ ФОТОННЫЕ КРИСТАЛЛЫ С УПРАВЛЯЕМЫМИ n—i—p—i—n-ДИОДАМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ
Усанов Д. А., Никитов С. А., Скрипаль А. В., Мерданов М. К., Евтеев С. Г. 894

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

СЕКЦИЯ 5a/2: МАТЕРИАЛЫ И ТЕХНОЛОГИЯ СВЧ-ПРИБОРОВ 2

5a.14 ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ НАНОКОМПОЗИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ ПЕРЕМЕННЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ
Хлопов Б. В., Бондарев Ю. С., Самойлова В. С. 901

5a.15 О ПРИРОДЕ АНОМАЛЬНО ВЫСОКОГО КОЭФФИЦИЕНТА ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СВЯЗИ СЛОИСТЫХ СТРУКТУР
Анисимкин В. И., Верона Э., Воронова Н. В., Кузнецова А. С. 908

5a.16 ПРЯМЫЕ И ОБРАТНЫЕ ПОВЕРХНОСТНЫЕ ПЛАЗМОНЫ В ДИССИПАТИВНЫХ И В АКТИВНЫХ ПЛОСКОСЛОИСТЫХ СТРУКТУРАХ
Давидович М. В. 913

5a.17 КАРБИД КРЕМНИЯ ДЛЯ ОКОН ВЫВОДА ЭНЕРГИИ СРЕДНЕЙ МОЩНОСТИ ММ ДИАПАЗОНА
Паршин В. В., Серов Е. А., Денисов Г. Г., Гарин Б. М., Вьюгинов В. Н., Клевцов В. А., Травин Н. К. 920

5a.18 ИССЛЕДОВАНИЕ КОМПОЗИТНЫХ МУЛЬТИФЕРРОИДНЫХ ГЕТЕРОСТРУКТУР НА БАЗЕ МАГНОННЫХ КРИСТАЛЛОВ И СЕГНЕТОЭЛЕКТРИКОВ
Морозова М. А., Романенко Д. В., Матвеев О. В. 926

5a.19 ФОРМИРОВАНИЕ МАСКИРУЮЩЕГО ПОКРЫТИЯ МЕТОДОМ ФОКУСИРОВАННЫХ ИОННЫХ ПУЧКОВ ДЛЯ ПЛАЗМОХИМИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ
Коц И. Н., Климин В. С. ..... *

5a.20p ВОЛНЫ В ГИПЕРБОЛИЧЕСКИХ МЕТАМАТЕРИАЛАХ ИЗ ПРОВОЛОЧЕК КОНЕЧНОЙ ДЛИНЫ
Давидович М. В. 933

5a.21p ИССЛЕДОВАНИЕ СТРУКТУРЫ СВЯЗАННЫХ МАГНОННЫХ КРИСТАЛЛОВ МЕТОДОМ БРИЛЛЮЭНОВСКОЙ СПЕКТРОСКОПИИ
Морозова М. А., Романенко Д. В., Матвеев О. В., Шараевский Ю. П. 940

5a.22p СИНТЕЗ НЕОДНОРОДНЫХ МАТЕРИАЛОВ НА ОСНОВЕ МАТРИЦ РАССЕЯНИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫХ БЛОКОВ
Малый С. В., Орлов Е. Е., Орлова А. С. ..... *

5a.23p ИЗМЕРЕНИЯ ЛОКАЛЬНОЙ ПРОВОДИМОСТИ ТОНКИХ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ПЛЕНОК С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ БЛИЖНЕПОЛЕВОГО СВЧ МИКРОСКОПА
Андреев В. Г., Вдовин В. А. ..... *

5a.24p ИЗМЕРЕНИЕ ОПТИЧЕСКИХ КОЭФФИЦИЕНТОВ НАНОМЕТРОВЫХ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ПЛЕНОК НА ЧАСТОТЕ 10 ГГц
Вдовин В. А., Андреев В. Г., Пронин С. М., Хорин И. А. ..... *

5a.25p ИМПУЛЬСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ, BUCK-ТОПОЛОГИЯ: ПУТИ ПОВЫШЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧНОСТИ
Никитин Д. А., Прозоров А. М., Букрин И. В. 946

5a.26p ВЛИЯНИЕ СПИН-ПОЛЯРИЗОВАННОГО ТОКА НА ФОРМИРОВАНИЕ ЗАПРЕЩЕННЫХ ЗОН В СЛОИСТОЙ СТРУКТУРЕ НА ОСНОВЕ МАГНОННЫХ КРИСТАЛЛОВ
Морозова М. А., Шараевская А. Ю. 949

СЕКЦИЯ 5b/1: НАНОМАТЕРИАЛЫ И НАНОСЕНСОРЫ

5b.1 АКУСТОЭЛЕКТРОННЫЙ НАНОБИОСЕНСОР
Анисимкин В. И., Дагесян С. А., Колесов В. В., Кузнецова И. Е., Ткачев С. В., Солдатов Е. С. 954

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

5b.2 ВЫСОКОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ СЕНСОРЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ НА ОСНОВЕ ТРАНЗИСТОРОВ С КАНАЛОМ-НАНОПРОВОДОМ
Преснов Д. Е., Трифонов А. С., Божьев И. В., Дорофеев А. А., Крупенин В. А. 960

5b.3 БИОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ВСТРЕЧНО-ШТЫРЕВЫЕ МИКРОСИСТЕМЫ С МАТРИЧНЫМИ ИММОБИЛИЗИРУЮЩИМИ СЛОЯМИ
Горох Г. Г., Захлебаева А. И., Метла А. И., Песнякевич А. Г. 966

5b.4 ВЛИЯНИЕ СТРУКТУРЫ ПОДЛОЖЕК НА ПОГЛОЩАЮЩИЕ СВОЙСТВА НАНОМЕТРОВЫХ ПРОВОДЯЩИХ ПЛЕНОК
Арсеничев С. П., Глумова М. В., Григорьев Е. В., Зуев С. А., Старостенко В. В., Таран Е. П. 972

5b.5 ВЛИЯНИЕ СОСТАВА СТЕКЛЯННОЙ МАТРИЦЫ НА СПЕКТРАЛЬНЫЕ СВОЙСТВА НАНОЧАСТИЦ ТВЕРДЫХ РАСТВОРОВ $CuInSe_{2x}Te_{2(1-x)}$
Боднарь И. В., Соловей Н. П., Стрелюхин А. В. 979

5b.6 ИССЛЕДОВАНИЕ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО КОЭФФИЦИЕНТА УГЛЕРОДНЫХ НАНОТРУБОК
Ильина М. В., Ильин О. И., Гурьянов А. В., Коньшин А. А., Агеев О. А. 984

5b.7p ВАКУУММЕТР НА ОСНОВЕ УГЛЕРОДНЫХ НАНОТРУБОК
Ильин О. И., Рудык Н. Н., Сучков Д. О. 990

5b.8p МУЛЬТИСЕНСОРНЫЕ ГАЗОВЫЕ МИКРОСИСТЕМЫ С НИЗКИМ ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЕМ НА ОСНОВЕ НАНОСТРУКТУРИРОВАННЫХ ПОДЛОЖЕК
Горох Г. Г., Захлебаева А. И., Хатько В. В., Реутская О. Г., Таратын И. А. 997

5b.9p ПРОСТРАНСТВЕННЫЕ И ВРЕМЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНОЙ ПЛАЗМЫ С НУЛЕВОЙ ЭНТАЛЬПИЕЙ
Обухов И. А. 1006

5b.10p РАДИОПОГЛОЩАЮЩИЕ СВОЙСТВА НИКЕЛЬ-ЦИНКОВЫХ ФЕРРИТОВ
Бузько В. Ю., Вызулин С. А., Каликинцева Д. А., Мирошниченко Е. Л. ..... *

5b.11p ТЕПЛОВЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ МИКРОНАГРЕВАТЕЛЯ ДАТЧИКА СКОРОСТИ ПОТОКА НА АЛЮМИНИИ С ИЗОЛИРУЮЩИМ СЛОЕМ ИЗ НАНОПОРИСТОГО ОКСИДА АЛЮМИНИЯ
Врублевский И. А., Чернякова Е. В., Тучковский А. К., Муратова Е. Н., Лучинин В. В., Мошников В. А. 1014

5b.12p АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СВОЙСТВ КЛАСТЕРОВ ИЗ НАНОРАЗМЕРНЫХ ЧАСТИЦ
Малый С. В., Орлова А. С. ..... *

5b.13p ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА НАНОКОМПОЗИТОВ НИКЕЛЬ-ЦИНКОВЫЙ ФЕРРИТ — ПОЛИАНИЛИН
Рябова М. Ю., Бузько В. Ю. ..... *

5b.14p ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА НАНОКОМПОЗИТОВ НИКЕЛЬ-ЦИНКОВЫЙ ФЕРРИТ–ГРАФИТ
Шамрай И. И.б Бузько В. Ю.б Рябова М. Ю. ..... *

СЕКЦИЯ 5b/2: НАНОТЕХНОЛОГИЯ

5b.15 ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ НИЗКОРАЗМЕРНЫХ СТРУКТУР ДЛЯ ГЕНЕРАЦИИ И ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ТЕРАГЕРЦОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ
Мяконьких А. В., Рогожин А. Е., Солянкин П. М., Руденко К. В. 1018

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

5b.16 ОДНОЭЛЕКТРОННЫЙ ТРАНЗИСТОР НА БАЗЕ ОДНОАТОМНОГО ЗАРЯДОВОГО ЦЕНТРА
Гайдамаченко В. Р., Белоглазкина Е. К., Петров Р. А., Дагесян С. А., Сапков И. В., Солдатов Е. С. 1025

5b.17 ПОДВИЖНОСТЬ ЭЛЕКТРОНОВ В ГЕТЕРОСТРУКТУРАХ DA-PHEMT С РАЗЛИЧНЫМ СОДЕРЖАНИЕМ ИНДИЯ В КАНАЛЕ
Протасов Д. Ю., Бакаров А. К., Торопов А. И., Журавлев К. С. ..... *

5b.18 СИНХРОНИЗАЦИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ГЕТЕРОСТРУКТУР В ПОЛЕ ОБЪЕМНОГО РЕЗОНАТОРА
Макаров В. В., Максименко В. А., Сельский А. О., Бадарин А. А., Короновский А. А., Храмов А. Е. ..... *

5b.19 ОБЪЕМНЫЕ ГЕТЕРОСТРУКТУРЫ НА ОСНОВЕ НАНОСТРУКТУРИРОВАННЫХ ПОРОШКОВЫХ МАТЕРИАЛОВ
Мазинов А. С., Гурченко В. С., Карпенко Н. И., Коваль Н. А. 1032

5b.20 РОЛЬ ИСХОДНОЙ ПОВЕРХНОСТИ ПОДЛОЖКИ ПРИ ФОРМИРОВАНИИ НАНОКЛАСТЕРОВ КРЕМНИЯ
Ковалевский А. А., Строгова А. С., Гранько С. В. 1036

5b.21p МЕХАНИЗМ РАСТВОРЕНИЯ ИЗОВАЛЕНТНОЙ ПРИМЕСИ В УЛЬТРАТОНКИХ ПЛЕНКАХ ПОЛИКРИСТАЛЛИЧЕСКОГО КРЕМНИЯ
Ковалевский А. А., Строгова А. С., Гранько С. В. 1042

5b.22p ВЛИЯНИЕ МЕХАНИЧЕСКИХ ДЕФОРМАЦИЙ НА ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТЬ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ПЛЕНОК НАНОМЕТРОВОЙ ТОЛЩИНЫ
Цысарь К. М., Смелова Е. М., Зеленский В. С., Вдовин В. А., Андреев В. Г. ..... *

5b.23p ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ МАТЕРИАЛА ПОДСЛОЯ НА ПАРАМЕТРЫ ВЫРАЩИВАЕМЫХ МЕТОДОМ CVD УГЛЕРОДНЫХ НАНОТРУБОК
Рудык Н. Н., Ильин О. И., Ильина М. В., Федотов А. А. 1050

5b.24p ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПРОЦЕССА ИМПУЛЬСНОГО ЛАЗЕРНОГО ОСАЖДЕНИЯ НА ЭФФЕКТ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ СОПРОТИВЛЕНИЯ В ПЛЕНКАХ ZnO
Хахулин Д. А., Юн Ч.-Г., Вакулов З. Е., Агеев О. А. ..... *

5b.25p ВЛИЯНИЕ НИЗКОТЕМПЕРАТУРНОГО ОТЖИГА НА ПОГЛОЩАЮЩИЕ СВОЙСТВА НАНОГРАНУЛИРОВАННОЙ ПЛЕНОЧНОЙ СТРУКТУРЫ Co_mC_{100-m}
Вызулин С. А., Кевралетин А. Л., Сырьев Н. Е. 1055

5b.26p ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОФИЛИРОВАНИЯ ПОВЕРХНОСТИ GaAs ПЛАЗМОХИМИЧЕСКИМ МЕТОДОМ ДЛЯ СВЧ УСТРОЙСТВ
Климин В. С., Солодовник М. С., Резван А. А. 1062

5b.27p ИССЛЕДОВАНИЕ МОДЕРНИЗАЦИИ ПОВЕРХНОСТИ GaAs КОМБИНАЦИЕЙ МЕТОДОВ ФОКУСИРОВАННЫХ ИОННЫХ ПУЧКОВ И ПЛАЗМОХИМИЧЕСКОГО ТРАВЛЕНИЯ ДЛЯ ПОСЛЕДУЮЩЕГО ЭПИТАКСИАЛЬНОГО РОСТА
Климин В. С., Солодовник М. С. 1069

СЕКЦИЯ 5b/3: НАНОЭЛЕКТРОНИКА И НАНОФОТОНИКА

5b.28 3D КРЕМНИЕВЫЕ ФОТОННЫЕ СТРУКТУРЫ С ОПТИЧЕСКИМИ МЕЖСОЕДИНЕНИЯМИ ЧЕРЕЗ МИКРОКАНАЛЬНУЮ ПЛАСТИНУ
Лазарук С. К., Лешок А. А., Долбик А. В., Высоцкий В. Б., Шведов С. В., Лабунов В. А. ..... *

5b.29 КОМБИНИРОВАННЫЕ МОДЕЛИ ПОЛЕВЫХ ГРАФЕНОВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ С ОДНИМ И ДВУМЯ ЗАТВОРАМИ
Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А. 1076

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

5b.30 НЕЛИНЕЙНЫЕ РЕЗОНАНСНЫЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ НАНОАНТЕННЫ
Смирнов А. И. 1084

5b.31 ДИНАМИКА КВАНТОВЫХ УРОВНЕЙ В ОБРАЩЕННЫХ ГЕТЕРОСТРУКТУРАХ С ДОНОРНО-АКЦЕПТОРНЫМ ЛЕГИРОВАНИЕМ
Пашковский А. Б., Новиков С. И., Лапин В. Г., Лукашин В. М. 1090

5b.32 ФОРМИРОВАНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ АВТОЭМИССИОННОЙ НАНОЭЛЕКТРОНИКИ НА ОСНОВЕ ПЛЕНОК ГРАФЕНА НА КАРБИДЕ КРЕМНИЯ
Коломийцев А. С., Житяев И. Л. ..... *

5b.33 ГЕНЕРАТОР ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ МАТРИЦЫ НАНОПРОВОДОВ
Балабанов В. М., Карушкин Н. Ф., Обухов И. А., Смирнова Е. А. 1097

5b.34p ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОГОБАРЬЕРНЫХ РЕЗОНАНСНО-ТУННЕЛЬНЫХ СТРУКТУР НА ОСНОВЕ ДВУХСЛОЙНОГО ГРАФЕНА
Абрамов И. И., Коломейцева Н. В., Лабунов В. А., Романова И. А. 1108

5b.35p ОБ ИМПЕДАНСНЫХ УСЛОВИЯХ В МЕТАЛЛИЧЕСКИХ НАНОПРОВОДАХ
Давидович М. В. 1115

5b.36p ИССЛЕДОВАНИЕ АВТОЭМИССИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СТРУКТУРЫ НА ОСНОВЕ УГЛЕРОДНЫХ НАНОТРУБОК ДЛЯ УСТРОЙСТВ ВАКУУМНОЙ НАНОЭЛЕКТРОНИКИ
Климин В. С., Ильина М. В., Резван А. А. ..... *

5b.37p НЕЛИНЕЙНЫЙ ПЕРЕНОС ЭЛЕКТРОНОВ В GaAs КВАНТОВОЙ ПРОВОЛОКЕ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ВНЕШНЕГО ГАРМОНИЧЕСКОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ
Борздов А. В., Борздов В. М. 1122

5b.38p НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ОБОБЩЕННОГО ФИЗИКО-МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ И АВТОМАТИ-ЗИРОВАНОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ МИКРО- И НАНО-ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ (МЭМС И НЭМС)
Гандилян С. В. ..... *

Том 5

СЕКЦИЯ 6/1: МОЩНЫЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПОЛЯ И ЭФФЕКТЫ 1

6.1 НЕКАНОНИЧЕСКИЕ ГИРОТРОНЫ
Запевалов В. Е. 1128

6.2 МОЩНАЯ ИМПУЛЬСНАЯ ГЕНЕРАЦИЯ В ГИРОТРОНАХ В РЕЖИМЕ КООПЕРАЦИИ ДВУХ МОД
Ошарин И. В., Савилов А. В. 1135

6.3 ЭКСПЕРИМЕНТАЛНОЕ ИССЛЕДОАНИЕ ИПУЛЬСНОГО 3-ММ РЕЛЯТИВИСТСКОГО ГИРОТРОНА С МУЛЬТИМЕГАВАТТНЫМ УРОВНЕМ ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТИ
Абубакиров Э. Б., Денисов Г. Г., Гузнов Ю. М., Завольский Н. А., Запевалов В. Е., Запевалов С. А., Леонтьев А. Н., Планкин О. П., Розенталь Р. М., Седов А. С., Семенов Е. С. 1142

6.4 СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ ПЛАЗМЕННЫЙ РЕЛЯТИВИСТСКИЙ СВЧ-ГЕНЕРАТОР
Булейко А. Б., Ернылева С. Е., Лоза О. Т., Ульянов Д. К. 1149

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

6.5 МОЩНЫЙ РЕЛЯТИВИСТСКИЙ ГИРОТРОН МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН НА ВТОРОЙ ЦИКЛОТРОННОЙ ГАРМОНИКЕ
Завольский Н. А., Иляков Е. В., Калынов Ю. К., Кулагин И. С., Мануилов В. Н., Шевченко А. С. ..... *

6.6 МОЩНЫЕ КОРОТКОВОЛНОВЫЕ РЕЛЯТИВИСТСКИЕ ГЕНЕРАТОРЫ ПОВЕРХНОСТНОЙ ВОЛНЫ НА ОСНОВЕ СВЕРХРАЗМЕРНЫХ ДВУМЕРНО-ПЕРИОДИЧЕСКИХ ЗАМЕДЛЯЮЩИХ СТРУКТУР ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ ГЕОМЕТРИИ
Гинзбург Н. С., Заславский В. Ю., Малкин А. М., Песков Н. Ю. Сергеев А. С., Иляков Е. В., Кулагин И. С. 1156

6.7р МЕТАЛЛООКСИДНЫЙ КАТОД ПЛОЩАДЬЮ 30х30 см^2 ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ПЛАЗМЫ
Галина Н. М., Соколов А. М., Черников С. А., Чернышов В. А. 1163

6.8р ПАССИВНАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ МОД И ГЕНЕРАЦИЯ КОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ В КОЛЬЦЕВОЙ АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЕ С ЛБВ-ПОДАВИТЕЛЕМ
Гришин С. В., Дмитриев Б. С., Скороходов В. Н., Трубецков Д. И. ..... *

6.9р ГЕНЕРАЦИЯ ПАКЕТОВ СОЛИТОНОВ ОГИБАЮЩЕЙ В КОЛЬЦЕВОЙ АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЕ С ЛБВ-ПОДАВИТЕЛЕМ И НЕЛИНЕЙНОЙ СПИН-ВОЛНОВОЙ ЛИНИЕЙ ПЕРЕДАЧИ
Гришин С. В., Дмитриев Б. С., Скороходов В. Н., Трубецков Д. И., Шараевский Ю. П. ..... *

6.10р ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ТЕМ$_{01}$ МОДЫ В МОДУ Н$_{11}$ В ДИАПАЗОНЕ 2,5—18 ГГц ДЛЯ ПЛАЗМЕННОГО РЕЛЯТИВИСТСКОГО СВЧ-ГЕНЕРАТОРА
Андреев С. Е., Богачев Н. Н. 1171

6.11р МОДЕРНИЗАЦИЯ СВЧ ДИАГНОСТИКИ ДОППЛЕРОВСКОЙ РЕФЛЕКТОМЕТРИИ НА СТЕЛЛАРАТОРЕ Л-2М ДЛЯ РАБОТЫ В УСЛОВИЯХ БОЛЬШИХ МОЩНОСТЕЙ ЭЦР НАГРЕВА ПЛАЗМЫ
Харчевский А. А., Богачев Н. Н., Малахов Д. В., Скворцова Н. Н. 1179

6.12р ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЛЯТИВИСТСКОЙ ЭЛЕКТРОННОЙ СИСТЕМЫ С ФОТОННЫМ КРИСТАЛЛОМ
Куркин С. А., Фролов Н. С., Бадарин А. А., Короновский А. А. ..... *

СЕКЦИЯ 6/2: МОЩНЫЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПОЛЯ И ЭФФЕКТЫ 2

6.13 КОМПТОНОВСКИЙ ЛСЭ РЕНТГЕНОВСКОГО ДИАПАЗОНА С ЧАСТИЧНО КОГЕРЕНТНОЙ НАКАЧКОЙ
Гинзбург Н. С., Вилков М. Н., Кочаровская Е. Р., Сергеев А. С. 1184

6.14 ИССЛЕДОВАНИЕ ВИРКАТОРА С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ ВСТАВКАМИ
Петрик А. Г., Куркин С. А., Фролов Н. С., Храмов А. Е., Дубинов А. Е. ..... *

6.15 ВЛИЯНИЕ РАЗВИТИЯ ДИОКОТРОННОЙ НЕУСТОЙЧИВОСТИ В СЖАТОМ СОСТОЯНИИ ПУЧКА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ СВЧ ГЕНЕРАЦИИ
Фролов Н. С., Куркин С. А., Короновский А. А., Храмов А. Е. ..... *

6.16 МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ РАЗВИТИЯ И ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ НЕУСТОЙЧИВОСТЕЙ В РЕЛЯТИВИСТСКОМ ЭЛЕКТРОННОМ ПОТОКЕ
Бадарин А. А., Куркин С. А., Короновский А. А., Храмов А. Е. ..... *

6.17р ВЛИЯНИЕ НАКЛОНА ВЕДУЩЕГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ НА ЭЛЕКТРОННО-ВОЛНОВОЕ ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ В РЕЗОНАТОРАХ ТЕРАГЕРЦОВЫХ ГИРОТРОНОВ
Зуев А. С., Лещева К. А., Седов А. С. 1191

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

6.18р ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ НАНОСЕКУНДНЫЙ МОДУЛЯТОР ДЛЯ МАГНЕТРОНОВ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА
Мовшевич Б. З. ..... *

6.19р ГЕНЕРАТОР ТОКА ТРЕУГОЛЬНОЙ ФОРМЫ ДЛЯ СКАНИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ ПУЧКОВ МОЩНЫХ СВЧ-ПРИБОРОВ
Мовшевич Б. З. ..... *

СЕКЦИЯ 6а: ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ И РАДИАЦИОННАЯ СТОЙКОСТЬ МАТЕРИАЛОВ И ЭКБ

6а.1 ОБЕСПЕЧЕНИЕ РАБОТОСПОСОБНОСТИ МОП-ПРИБОРОВ ПРИ РАДИАЦИОННОМ ВОЗДЕЙСТВИИ
Богатырев Ю. В., Ластовский С. Б., Огородников Д. А., Шведов С. В., Гриневский С. М., Кетько А. В. 1197

6а.2 СОВРЕМЕННЫЕ ЭЛЕМЕНТНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ БАЗИСЫ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ РАДИАЦИОННО-СТОЙКОЙ ЭКБ ТВЕРДОТЕЛЬНОЙ СВЧ ЭЛЕКТРОНИКИ ВИДА СНК И СВК
Усачев Н. А., Жидков Н. М., Елесин В. В., Сотсков Д. С., Назарова Г. Н., Чуков Г. В., Метелкин И. О., Никифоров А. Ю., Телец В. А. ..... *

6а.3 ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИАЦИОННО-СТОЙКИХ СВЧ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ ПО ТЕХНОЛОГИИ КМОП КНИ 180 нм
Жидков Н. М., Елесин В. В., Усачев Н. А., Сотсков Д. С., Назарова Г. Н., Чуков Г. В., Метелкин И. О. 1204

6а.4 ВЛИЯНИЕ МОЩНОГО ИМПУЛЬСНОГО СВЧ ИЗЛУЧЕНИЯ НА ЦИФРОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ НА АРСЕНИДЕ ГАЛЛИЯ
Громов Д. В., Елесин В. В., Полевич С. А. 1211

6а.5 ЧИСЛЕННАЯ МОДЕЛЬ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ СВЧ ДИАПАЗОНА С МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ СТРУКТУРАМИ
Таран Е. П., Глумова М. В., Зуев С. А., Старостенко В. В., Арсеничев С. П., Григорьев Е. В. 1218

6а.6р ОСОБЕННОСТИ ПРОБОЯ ПРОВОДЯЩИХ ПЛЕНОК ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ
Арсеничев С. П., Григорьев Е. В., Старостенко В. В., Таран Е. П., Фитаев И. Ш. 1225

6а.7р АВТОМАТИЗАЦИЯ РАДИАЦИОННЫХ ИСПЫТАНИЙ СВЧ ДЕЛИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ
Амбуркин К. М., Бойченко Д. В., Елесин В. В., Назарова Г. Н., Сотсков Д. И., Усачев Н. А., Чуков Г. В. 1232

6а.8р ВЛИЯНИЕ МОЩНОГО МИКРОВОЛНОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СВЧ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА
Громов Д. В., Шуренков В. В. 1239

6а.9р ЭКРАНЫ ЛОКАЛЬНОЙ РАДИАЦИОННОЙ ЗАЩИТЫ ИЗДЕЛИЙ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ НА ОСНОВЕ КОМПОЗИТОВ ВОЛЬФРАМ — МЕДЬ
Богатырев Ю. В., Василенков Н. А., Грабчиков С. С., Ластовский С. Б., Солодуха В. А., Тишкевич Д. И., Труханов А. В., Шведов С. В., Якушевич А. С. 1247

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

СЕКЦИЯ 7: СВЧ-ИЗМЕРЕНИЯ

7.1 КОРРЕКЦИЯ S-ПАРАМЕТРОВ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ МАТЕРИАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ МАЛОРАЗМЕРНЫХ ОБРАЗЦОВ В СВОБОДНОМ ПРОСТРАНСТВЕ
Басков К. М., Политико А. А., Семененко В. Н., Чистяев В. А. 1260

7.2 СТЕНД ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТОВ ОТРАЖЕНИЯ И ПРОХОЖДЕНИЯ И ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ МАТЕРИАЛОВ В СВОБОДНОМ ПРОСТРАНСТВЕ
Политико А. А., Семененко В. Н., Чистяев В. А. 1267

7.3 АНАЛИЗ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ
Савин А. А., Губа В. В., Ладур А. А. 1274

7.4 МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ КВАДРАТУРНОГО МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ ДЕМОДУЛЯТОРА С СИММЕТРИЧНЫМИ ВХОДАМИ
Гимпилевич Ю. Б., Зебек С. Е. 1281

7.5 ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ РАДИОИМПУЛЬСНОГО СТРОБИРОВАНИЯ КОГЕРЕНТНЫХ СВЧ РАДИОСИГНАЛОВ В ЗАДАЧАХ ФАЗОВЫХ ИЗМЕРЕНИЙ
Захарченко В. Д. 1288

7.6 СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ДВУХ МЕТОДОВ ВЕКТОРНОЙ КАЛИБРОВКИ СМЕСИТЕЛЕЙ
Бабенко А. А., Коротков К. С., Левченко А. С., Фролов Д. Р. 1295

7.7р ВИРТУАЛЬНАЯ СВЧ ЛАБОРАТОРИЯ
Губский Д. С., Земляков В. В., Крутиев С. В., Мамай И. В. 1302

7.8р ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ РЕЗОНАНСНОГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ МИКРОВОЛНОВОЙ МИКРОСКОПИИ
Старостенко В. В., Полетаев Д. А., Шадрин А. А., Нудьга А. А. 1309

7.9р СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ S-ПАРАМЕТРОВ СВЧ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ
Трушкин А. Н. 1316

7.10р СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗОВЫХ СДВИГОВ МЕЖДУ ДВУМЯ ГАРМОНИЧЕСКИМИ СИГНАЛАМИ ОДИНАКОВОЙ ЧАСТОТЫ
Трушкин А. Н. 1323

7.11р ИССЛЕДОВАНИЕ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ
Савин А. А. 1335

7.12р РАСШИРЕНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ МОДУЛЬНЫХ РАДИОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ С ПОМОЩЬЮ ПОТОКОВОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ
Кривозубов П. А., Подольский А. С. 1342

Том 6

СЕКЦИЯ 8/1: ГОМОДИННЫЕ И АВТОДИННЫЕ СИСТЕМЫ

8.1 ANALYSIS OF OPERATION OF RFID POSITIONING SYSTEM THAT USES CIRCULARLY POLARIZED MICROWAVE
Shirokov I. B., Ablyakimov I. S. 1350

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

8.2 ИЗМЕРЕНИЕ ПУТЕВОЙ СКОРОСТИ И УГЛА СНОСА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА ДОПЛЕРОВСКИМ СВЧ ДАТЧИКОМ
Хаблов Д. В. 1359

8.3 ИССЛЕДОВАНИЕ НИЗКОЧАСТОТНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ И ИХ СОПОСТАВЛЕНИЕ С РАДИОЛОКАЦИОННЫМИ ИЗМЕРЕНИЯМИ НА СВЧ
Бомбизов А. А., Артищев С. А., Лощилов А. Г., Малютин Н. Д. 1366

8.4 МИКРОВОЛНОВЫЙ ГЕНЕРАТОР СИГНАЛОВ С МАЛЫМ ШАГОМ СЕТКИ ЧАСТОТ
Широков И. Б., Сердюк И. В. 1375

8.5 ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ АВТОДИННЫХ ПРИЁМОПЕРЕДАТЧИКОВ
Носков В. Я., Игнатков К. А., Чупахин А. П. 1382

8.6 ФАЗОВЫЕ СООТНОШЕНИЯ АВТОДИННЫХ СИГНАЛОВ ПРИ ВНЕШНЕМ ДЕТЕКТИРОВАНИИ
Носков В. Я., Игнатков К. А., Чупахин А. П. 1389

8.7р МЕТОДИКА ИНЖЕНЕРНОГО РАСЧЁТА АВТОДИНОВ НА ДИОДАХ ГАННА
Носков В. Я., Игнатков К. А., Чупахин А. П. 1396

8.8р АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТИ УВЕЛИЧЕНИЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ДАТЧИКА ВЛАЖНОСТИ ПРИ ПОМОЩИ СЛОИСТЫХ АКУСТИЧЕСКИХ СТРУКТУР
Кузнецова И. Е., Кузнецова А. С. 1403

8.9р ОПРЕДЕЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ТУРБУЛЕНТНОСТИ АТМОСФЕРЫ В ТРЕХМЕРНОМ МАССИВЕ ДАННЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ
Гусев А. В., Никитин Д. А., Прозоров А. М. 1408

8.11р АВТОДИННЫЙ ДАТЧИК ДВИЖЕНИЯ БЛИЖНЕГО РАДИУСА ДЕЙСТВИЯ
Широков И. Б., Азаров А. А., Кузьмин А. С., Шевченко К. Д. 1412

СЕКЦИЯ 8/2: ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОВОЛНОВОЙ ТЕХНИКИ В ПРОМЫШЛЕННОСТИ И МЕДИЦИНЕ

8.12 УСТРОЙСТВО ДИАГНОСТИКИ БРОНХИАЛЬНОЙ АСТМЫ НА ОСНОВЕ МИКРОВОЛНОВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ
Семерник И. В., Семерник О. Е., Демьяненко А. В., Топалов Ф. С., Лебеденко А. А. 1419

8.13 ИЗМЕРЕНИЕ МАССЫ НЕФТЕПРОДУКТОВ С ПОВЫШЕННОЙ ТОЧНОСТЬЮ В РЕЗЕРВУАРАХ С ПРИМЕНЕНИЕМ РАДИОЧАСТОТНОГО МЕТОДА
Совлуков А. С., Терешин В. И. 1424

8.14 INVESTIGATION OF PROCESSING OF DENSE OILY SLUDGE USING MICROWAVE ENERGY
Vedenkin D. A., Sedelnikov Y. E. ..... *

8.15 РЕЗУЛЬТАТЫ НАЧАЛЬНЫХ ЭКСПЕРИМЕНТОВ ПО ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНОМУ СВЧ ПИРОЛИЗУ ТОРФА
Крапивницкая Т. О., Богдашов А. А., Глявин М. Ю., Ворожцов Д. Л., Калынов Ю. К., Кузиков С. В., Песков Н. Ю., Семенычева Л. Л. 1431

8.16 ТЕРАГЕРЦОВАЯ СИСТЕМА ДВУМЕРНОЙ ДИАГНОСТИКИ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ МАТЕРИАЛОВ
Бадьин А. В., Бердюгин А. И., Выговский В. Ю. ..... *

8.17 ВЛИЯНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ЭНЕРГИИ СВЧ-ИЗЛУЧЕНИЯ И ИМУЛЬСНОГО ТОКА НА ПЛАСТИЧЕСКУЮ ДЕФОРМАЦИЮ ОБРАЗЦА
Сташенко В. И., Троицкий О. А. ..... *

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

8.18р ПЛАСТЧЕСКАЯ ДЕФОРМАЦИЯ НЕРЖАВЕЮЩЕЙ СТАЛИ ПРИ ДЕЙСТВИИ СВЧ-ИЗЛУЧЕНИЯ И ИМПУЛЬСОВ ТОКА
Троицкий О. А., Сташенко В. И., Хрущов М. М. ..... *

8.19р ИЗМЕНЕНИЕ ТЕРМОХИМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ НАНОПОРОШКОВ МЕТАЛЛОВ ПОСЛЕ СВЧ-ОБЛУЧЕНИЯ
Мостовщиков А. В., Ильин А. П., Чумерин П. Ю., Юшков Ю. Г. 1438

8.20р СФОКУСИРОВАННАЯ ШИРОКОПОЛОСНАЯ СИСТЕМА РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ
Веденькин Д. А., Седельников Ю. Е. ..... *

8.21р ОТРАЖАТЕЛЬНЫЙ СВЧ-МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ВЛАЖНОСТИ ТОНКИХ СЛОЕВ СЕЛЬСКОХОЗЯЙСТВЕННОГО СЫРЬЯ
Полевик Н. Д., Панферов С. Ю. 1446

8.22р ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА БЛИЖНЕПОЛЬНОГО РЕЗОНАНСНОГО СВЧ ЗОНДИРОВАНИЯ ДЛЯ ПРИЛОЖЕНИЙ В МЕДИЦИНСКОЙ ДИАГНОСТИКЕ
Гайкович К. П., Смирнов А. И., Янин Д. В. 1452

8.23р МИКРОВОЛНЫ ВЫСОКОЙ МОЩНОСТИ ПРОТИВ САРАНЧИ И ДРУГИХ ВРЕДНЫХ ЖИВОТНЫХ
Запевалов В. Е. 1459

8.24р АКУСТИЧЕСКИЙ ДАТЧИК ДЛЯ БЕСКОНТАКТНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ БАКТЕРИАЛЬНЫХ КЛЕТОК
Бородина И. А., Зайцев Б. Д., Гулий О. И., Теплых А. А. 1466

8.25р ИССЛЕДОВАНИЕ МИКРОМЕХАНИЧЕСКИХ СЕНСОРОВ ЛИНЕЙНЫХ УСКОРЕНИЙ
Лысенко И. Е., Ежова О. А. 1473

СЕКЦИЯ 8/3: ФОТОНИКА И РАДИОФОТОНИКА

8.26 ОПТИМИЗАЦИЯ АРХИТЕКТУРЫ ГЕТЕРОДИННОГО РАДИОФОТОННОГО ПРИЕМНОГО КАНАЛА
Кулагин В. В., Валуев В. В., Конторов С. М., Прохоров Д. А., Черепенин В. А. ..... *

8.27 ПЛАЗМОННЫЕ РЕЗОНАНСНЫЕ ДИФРАКЦИОННЫЕ РЕШЕТКИ ОПТИЧЕСКОГО И ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА
Головачева Е. В., Грибникова Е. И., Иванова И. Н., Лерер А. М., Приходько Г. И., Ячменов А. А. 1480

8.28 ИЗМЕРЕНИЕ МГНОВЕННОЙ ЧАСТОТЫ МНОЖЕСТВА МИКРОВОЛНОВЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО ДВУХЧАСТОТНОГО РАСЩЕПЛЕНИЯ
Иванов А. А., Морозов О. Г., Бурдин В. А., Дашков М. В. 1487

8.29 ОБОБЩЕННАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКОГО ДИАГРАММО-ОБРАЗУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА В САПР AWR DESIGN ENVIRONMENT
Белкин М. Е., Головин В. В., Тыщук Ю. Н. 1494

8.30 ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ МОДЕЛИРОВАНИЯ РАДИФОТОННЫХ КОМПОНЕНТОВ НА ОСНОВЕ 0,25 МКМ SiGe БиКМОП ТЕХНОЛОГИИ
Конкин Д. А. ..... *

8.31 ИЗМЕРЕНИЕ МГНОВЕННОЙ ЧАСТОТЫ МИКРОВОЛНОВЫХ СИГНАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА АДДИТИВНОГО ЧАСТОТНОГО СМЕЩЕНИЯ
Иванов А. А., Морозов О. Г., Сахабутдинов А. Ж., Денисенко П. Е. 1502

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

8.32р ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОГРЕШНОСТЕЙ ОЦЕНКИ ДАЛЬНОСТИ ВИДИМОСТИ ПО ЦИФРОВЫМ ТЕЛЕВИЗИОННЫМ ИЗОБРАЖЕНИЯМ
Михайлюк Ю. П., Начаров Д. В., Тумко В. В. 1509

8.33р СИСТЕМА БЛОКИРОВКИ КАНАЛОВ СВЯЗИ РАДИОУПРАВЛЯЕМЫХ УСТРОЙСТВ
Василевский И. Н., Поляков В. А., Яновский А. В., Антипин Е. А., Ракитянский Ф. А., Дементенко С. А., Дудник К. В. 1516

8.34р МОДУЛЬ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ДЛЯ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНЫХ СИСТЕМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ОБЪЕКТА
Василевский И. Н., Поляков В. А., Бритков А. В., Бородина Г. Н., Яновский А. В., Антипин Е. А. 1522

8.35р ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ НОВОЙ ПОСАДОЧНОЙ РАДИОМАЯЧНОЙ ГРУППЫ ДЛЯ РАДИОМАЯЧНОЙ СИСТЕМЫ ПОСАДКИ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ
Ершов Г. А., Мясников С. А., Синицын Е. А., Фридман Л. Б. 1526

8.36р МНОГОДИАПАЗОННЫЙ МОБИЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ОТРАБОТКИ И ИСПЫТАНИЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ АВИАЦИОННОГО БАЗИРОВАНИЯ
Кудрявцева Т. А., Лепёхина Т. А., Николаев В. И. 1531

8.37р АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИМИТАЦИИ И ЗАПИСИ СИГНАЛОВ СУЩЕСТВУЮЩИХ И ПЕРСПЕКТИВНЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ
Алексеев С. Б., Лепёхина Т. А., Николаев В. И., Тарасенко А. М. 1536

8.38р ИССЛЕДОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО РАДИОФОТОННОГО УДВОИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ
Бирюков В. В., Грачев В. А., Лобин С. Г., Палачев М. А., Раевский А. С. 1541

Том 7

СЕКЦИЯ 9/1: РАДИОАСТРОНОМИЯ И ДИСТАНЦИОННОЕ ЗОНДИРОВАНИЕ

9.1 МОДЕЛИРОВАНИЕ ЦИФРОВОГО РАДИОКАНАЛА НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ РАДИОЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ
Плохих О. В., Гусев А. В., Кудинов С. И. 1548

9.2 КОМПЕНСАЦИЯ СДВИГА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ В РСА ДЗЗ
Петров Ю. В., Рогожин В. А., Аникин С. Н., Куликов Е. А. 1555

9.3 ЛУЧЕВОЙ МЕТОД КВАЗИ-Т ВОЛН ПРИ ГЕО-РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИССЛЕДОВАНИЯХ
Федоров В. Н., Федорова Л. Л., Прудецкий Н. Д. 1562

9.4 ДЛИТЕЛЬНАЯ ВСПЫШКА В БЛАЗАРЕ 3С454.3 В 2013—2017 гг.
Вольвач А. Е., Ларионов М. Г., Вольвач Л. Н., Ларионов Г. М. 1569

9.5 ПЕРЕДВИЖНОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНО-ИСПЫТАТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ КАЛИБРОВКИ И ВАЛИДАЦИИ КОСМИЧЕСКИХ РСА
Лепёхина Т. А., Николаев В. И., Семенов М. А. 1575

9.6 ВЛИЯНИЕ ДИФРАКЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН НА ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОИНТЕФЕРОМЕТРА
Штыков В. В. 1580

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

9.7p МОДЕЛИРОВАНИЕ РАССЕЯНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА НА ОБЪЕКТЕ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ
Львович И. Я., Преображенский А. П., Чопоров О. Н., Нечаева А. И. ……...1587

9.8p ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ABCD-МАТРИЦ КВАЗИ-Т-ВОЛН ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ В СЛОИСТЫХ СРЕДАХ С ПОТЕРЯМИ
Федоров В. Н., Федорова Л. Л., Малютин Н. Д. …… 1593

9.9p ТЕХНОЛОГИЯ ВЕРИФИКАЦИИ ХАРАКТЕРИСТИК РСА КОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ И ВАЛИДАЦИИ РЛИ
Горобец А. Н., Елизаветин И. В., Малюков В. М. ……..*

9.10p КРЫМ — ЛОКАЛЬНЫЕ ПРИРОДНЫЕ КАТАСТРОФЫ И ЭКОЛОГИЧЕСКАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ
Вольвач А. Е., Курбасова Г. С., Вольвач Л. Н., Дмитроца А. И., Неяченко Д. И. …….. 1600

9.11p ИССЛЕДОВАНИЕ ЦЕЛЕСООБРАЗНОСТИ СОВМЕЩЕНИЯ В РСА ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ С НЕПРЕРЫВНОЙ И ДИСКРЕТНОЙ ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ
Тарасенко А. М. ……1607

9.12p ВСПЫШЕЧНАЯ АКТИВНОСТЬ БЛАЗАРА АО 0235+164
Вольвач А. Е., Ларионов М. Г., Вольвач Л. Н. ……...1614

9.13p СТАНЦИИ МЕЖДУНАРОДНОЙ РАДИОСЛУЖБЫ «KRIM»: ИССЛЕДОВАНИЕ АКТИВНОСТИ СОЛНЦА
Вольвач А. Е., Курбасов С. В., Якубовская И. В. …… 1621

9.14p ОСОБЕННОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ RFID СИСТЕМ УВЧ ДИАПАЗОНА В УСЛОВИЯХ ОГРАНИЧЕННОГО ПРОСТРАНСТВА ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ВИДАХ ПОЛЯРИЗАЦИИ ПОЛЯ
Кирильчук В. Б., Попов А. А., Парфенович Т. Н. ……*

9.15p ПОЛИГОН «СИМЕИЗ — КАЦИВЕЛИ» — ИССЛЕДОВАНИЕ ГЕОДИНАМИЧЕСКИХ ЯВЛЕНИЙ
Вольвач А. Е., Курбасова Г. С., Дмитроца А. И., Неяченко Д. И. …… 1628

9.16p РСДБ-СТАНЦИИ «СИМЕИЗ»: АНАЛИЗ ВЫЧИСЛЕННЫХ ДОПОЛНЕНИЙ К ДЕФОРМАЦИЯМ ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ
Вольвач А. Е., Курбасова Г. С., Вольвач Л. Н., Стрепка И. Д., Саламащенко М. М. ……1635

СЕКЦИЯ 9/2: РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН, ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ

9.17 МЕТОД 4×4 РАСЧЁТА НЕЗАВИСИМЫХ ВОЛН В НЕОДНОРОДНОЙ ИОНОСФЕРНОЙ ПЛАЗМЕ
Моисеева Н. М., Моисеев А. В. ……1642

9.18 МАТРИЧНЫЙ МЕТОД РАСЧЁТА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН, ОТРАЖЁННЫХ ПЛОСКОЙ НЕОДНОРОДНОЙ СРЕДОЙ
Моисеева Н. М., Моисеев А. В. ……1649

9.20 АЭРОЛОГИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ПЕРВОГО ПУСКА РН «СОЮЗ-2.1А» С КОСМОДРОМА «ВОСТОЧНЫЙ»
Плохих О. В., Иванов В. Э. ……...1656

9.21 ЗАДАЮЩИЙ ИМПУЛЬСНЫЙ АВТОГЕНЕРАТОР ПЕРЕДАТЧИКА КОГЕРЕНТНОЙ АЭРОЛОГИЧЕСКОЙ РЛС
Черных О. А., Черных С. А., Гусев А. В. ……*

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

9.22 ОБНАРУЖЕНИЕ ДВИЖУЩЕГОСЯ ОБЪЕКТА
ПО ЕГО РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ТЕНИ В РСА
Лобжанидзе Д. Т., Сазонов В. В. ..... *

**9.23р ДВУХПОЛЯРИЗАЦИОННЫЙ СВЧ-РАДИОМЕТР
ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ВЛАЖНОСТИ ПОЧВЫ
С БОРТА БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА
Плющев В. А., Сидоров И. А., Новичихин Е. П. 1663**

**9.24р ПОДОПТИМАЛЬНЫЙ ФИЛЬТР СЖАТИЯ ЛЧМ СИГНАЛОВ
ДЛЯ КОГЕРЕНТНО-ИМПУЛЬСНЫХ РЛС
Ершов Г. А., Мясников С. А., Синицын Е. А., Фридман Л. Б. 1671**

**9.25р ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПОДОПТИМАЛЬНОГО ФИЛЬТРА СЖАТИЯ
ЛЧМ СИГНАЛОВ ПРИ НАЛИЧИИ ДОПЛЕРОВСКОГО СДВИГА ЧАСТОТЫ
Ершов Г. А., Мясников С. А., Синицын Е. А., Фридман Л. Б. 1675**

**9.26р АППАРАТНОЕ УСКОРЕНИЕ ОБРАБОТКИ
ЦИФРОВЫХ РАДИОГОЛОГРАММ В РСА
Лобжанидзе Д. Т. 1679**

**9.27р АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ
КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ, ОСНОВАННЫЙ НА КОМПЛЕКСИРОВАНИИ
МЕТОДОВ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ
Казанцев А. А., Перов Д. А., Самородов А. А., Самородов Б. А. 1684**

9.28р ПРИМЕНЕНИЕ LINUX В СИСТЕМАХ НЕПРЕРЫВНОЙ ОБРАБОТКИ
ВИДЕОПОТОКА В ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВАХ ИДЕНТИФИКАЦИИ
ОБЪЕКТОВ НА ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ
Кудинов С. И., Никитин Д. А., Прозоров А. М. ..... *

**9.29р ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ПОЛУЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ
О ТУРБУЛЕНТНОСТИ АТМОСФЕРЫ НАВИГАЦИОННЫМИ СИСТЕМАМИ
РАДИОЗОНДИРОВАНИЯ
Плохих О. В., Иванов В. Э., Кудинов С. И. 1692**

**9.30р АЛГОРИТМ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПРОТЯЖЕННЫХ ОБЪЕКТОВ
ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ ПО СИГНАЛУ
ИМПУЛЬСНОГО РАДИОВЫСОТОМЕРА
Сорокин А. К., Важенин В. Г., Смертин А. Е. 1699**

**9.31р СИНХРОНИЗАЦИЯ ИМИТАТОРА ЦЕЛИ ДЛЯ РАДИОЛОКАТОРА
С ПЕРЕМЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ МОДУЛЯЦИИ
Боков А. С., Важенин В. Г., Дядьков Н. А. 1704**

**9.32р СХЕМА ПОДАВЛЕНИЯ СИГНАЛА ПРЯМОГО ПРОХОЖДЕНИЯ
В ЛЧМ ГЕОРАДАРЕ
Калмыков А. А., Шайдуров К. Д. 1711**

**9.33р ОСОБЕННОСТИ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ
РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ДАННЫХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ SENTINEL-1
Сосновский А. В., Коберниченко В. Г., Хамидуллина С. Р. 1718**

**9.34р ПРИЕМ СЛУЖЕБНЫХ СИГНАЛОВ ИСКУССТВЕННЫХ СПУТНИКОВ ЗЕМЛИ
В Ku- и Ka-ДИАПАЗОНАХ
Дубина М. В., Афонин И. Л. 1723**

СЕКЦИЯ КОМПАНИИ «ТАРКУС»

**Т.2 ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ПРОВЕРКА СИСТЕМ РЭБ НА БАЗЕ ГЕНЕРАТОРА
СИГНАЛОВ С БЫСТРОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ ЧАСТОТЫ
Шукало Д. М. 1729**

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

Том 8

СЕКЦИЯ Н/1: ИСТОРИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИЙ И РАДИОТЕХНОЛОГИЙ

Н.1 АВТОДИННЫЙ РАДИОВЗРЫВАТЕЛЬ — ГЕНИАЛЬНАЯ ЗАСЛУГА А. БЬЮТМЕНТА
Носков В. Я. 1734

Н.2 О ПЕРВЫХ ОПЫТАХ А. С. ПОПОВА В ОБЛАСТИ ВОЕННОЙ И ГРАЖДАНСКОЙ РАДИОСВЯЗИ В 1899—1902 гг.
Ермолов П. П., Обуховец В. А. 1741

Н.3 ИЗ ИСТОРИИ УРАЛЬСКОЙ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ
Иевлев В. И., Павлов В. Г. 1754

Н.4 ИЗОБРЕТЕНИЕ ПЕНТАГРИДА
Пестриков В. М. 1759

Н.5 ИЗОБРЕТЕНИЕ ТРИОД-ГЕКСОДА
Пестриков В. М. 1770

Н.6 ИЗОБРЕТЕНИЕ ОКТОДА
Пестриков В. М. 1780

Н.7р ИЗОБРЕТЕНИЕ ТРИОД-ГЕПТОДА
Пестриков В. М. 1795

Н.8р HISTORY OF MOBILE RADIO COMMUNICATIONS
Ilcev D. S. 1808

Н.9р HISTORY OF MOBILE SATELLITE COMMUNICATIONS
Ilcev D. S. 1820

СЕКЦИЯ Н/2: ИСТОРИЯ И МЕТОДОЛОГИЯ НАУКИ И ТЕХНИКИ, ЮБИЛЕИ

Н.10 ОБ ЭВОЛЮЦИИ РАДИОСЕТИ
Золотинкина Л. И. 1832

Н.11 ИЗОБРЕТЕНИЕ КАК ИСТОРИЧЕСКИЙ ПРОЦЕСС
Шарыгина Л. И. 1839

Н.12 ЭНЦИКЛОПЕДИЯ «РАДИОТЕХНИКА» (изд. дом «Додэка-XXI», 2002) КАК ИСТОЧНИК ТЕРМИНОВ-ЭПОНИМОВ В ОБЛАСТИ ИНФОКОММУНИКАЦИЙ И РАДИОТЕХНОЛОГИЙ
Ермолов П. П. 1845

Н.13 90 ЛЕТ РАДИОЛЮБИТЕЛЬСКОМУ ДВИЖЕНИЮ В КРЫМУ
Пузанков Л. А. 1855

Н.14 ИНСТИТУТУ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ (ИРИТ-РТФ УрФУ) 65 ЛЕТ
Шабунин С. Н., Гусев О. А., Коберниченко В. Г., Астрецов Д. В. 1867

Н.15 ПАТРИАРХ РОССИЙСКИХ АНТЕННЩИКОВ (к 90-летию Дмитрия Ивановича Воскресенского)
Касьянов А. О., Касьянова А. Н. 1873

Н.16р СЕВАСТОПОЛЬСКИЕ ПРОЕКТЫ РОССИЙСКОГО ФОНДА ФУНДАМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ (к 25-летию РФФИ)
Гуляев Ю. В., Ермолов П. П. 1881

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

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

Magnetoelectric composites for application in microwave electronics

[1]Bichurin M.I., [1]Tatarenko A.S., [1]Petrov R.V., [1]Semenov G.A.

[1]*Institute of electronic and information systems of Novgorod State University*
Veliky Novgorod, 173003, Russian Federation
mirza.bichurin@novsu.ru

Abstract: *The report presents an overview of modern magnetoelectric composites and examines examples of the construction of microwave control devices based on them. Magnetoelectric composites, in contrast to single-crystal magnetoelectrics, have shown in practice the properties that allow them to be used in microwave electronics. For microwave devices it is important to consider the behavior of magnetoelectric composites in the FMR region. The feature of these materials is that their FMR spectrum changes under the influence of external magnetic and electric fields. The report discusses the design of magnetoelectric microwave devices and the characteristics of the developed models. Comparison with ferrite microwave controllers shows that magnetoelectric devices have increased speed, lower power consumption and more technological construction.*

Keywords: *magnetoelectric composites, FMR region, MAR region, electrically tunable resonator, microwave devices, microwave electronics.*

Магнитоэлектрические композиты для применения в СВЧ электронике

[1]Бичурин М.И., [1]Татаренко А.С., [1]Петров Р.В., [1]Семенов Г.А.
[1]*Институт электронных и информационных систем, Новгородского государственного университета, Великий Новгород, 173003, Российская Федерация*
mirza.bichurin@novsu.ru

Аннотация: *В докладе дан обзор современных магнитоэлектрических композитов и рассмотрены примеры построения управляющих СВЧ устройств на их основе. Магнитоэлектрические композиты, в отличие от монокристаллических магнитоэлектриков, показали на практике свойства, позволяющие их применять в СВЧ электронике. Для СВЧ устройств важно рассмотреть поведение магни-*

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

тоэлектрических композитов в области ФМР. Особенность этих материалов состоит в том, что их спектр ФМР меняется под воздействием внешних магнитного и электрического полей. В докладе обсуждаются основы построения магнитоэлектрических СВЧ устройств и характеристики разработанных макетов. Сравнение с ферритовыми управляющими СВЧ устройствами показывает, что магнитоэлектрические устройства имеют повышенное быстродействие, меньшую мощность потребления и более технологичную конструкцию.

Ключевые слова: магнитоэлектрические композиты, ФМР, МАР, электрически перестраиваемый резонатор, СВЧ устройства, СВЧ электроника.

1. Введение

Обзор посвящен применению магнитоэлектрических (МЭ) композитов на основе феррит-пьезоэлектрических слоистых структур в СВЧ электронике [1-3]. Исторически, к использованию МЭ композитов для практических целей исследователи пришли после многочисленных исследований монокристаллических магнитоэлектриков, которые показали, что МЭ взаимодействия в большинстве из них наблюдаются при температурах значительно ниже комнатной и МЭ коэффициенты обращаются в нуль, как только температура приближается к точке перехода в неупорядоченное состояние, что связано с низкими температурами Нееля или Кюри для этих материалов. Кроме того, монокристаллические магнитоэлектрики характеризуются малыми значениями МЭ коэффициентов, величина которых недостаточна для практических применений. В значительной степени от указанных недостатков свободны объемные и слоистые МЭ композиты. Для таких МЭ композитов открыты широкие возможности варьирования их физических свойств, а значит и оптимизации характеристик устройств на их основе. Механизм МЭ взаимодействий в композитах можно рассматривать как результат взаимодействия пьезоэлектрических и пьезомагнитных свойств, который состоит в следующем: внешнее электрическое поле вызывает деформацию пьезоэлектрической компоненты, приводящую к возникновению механических напряжений в пьезомагнитной компоненте. Пьезомагнитная компонента намагничивается благодаря пьезомагнитному эффекту и происходит изменение магнитных свойств во внешнем электрическом поле. Следует отметить, что возможен и обратный эффект: приложение внешнего магнитного поля приведет к изменению электрических свойств композита. Практически речь идет о псевдопьезомагнетизме, когда магнитострикционные свойства феррита используются при приложении дополнительного переменного магнитного поля малой амплитуды. Сравнение объемных и слоистых МЭ композитов показывает существенное преимущество последних по величине достигаемых

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

МЭ коэффициентов, что связано с низким электрическим сопротивлением ферритовой фазы. Поэтому все современные исследования в области СВЧ проводятся на слоистых МЭ композитах состава: монокристаллический ферритовый и пьезоэлектрический слои. При этом слои могут быть выполнены как в виде отдельных пластинок, так и в виде пленок на подложках. Основная идея применения МЭ композитов в диапазоне СВЧ состоит в том, что в отличие от низкочастотных исследований появилась возможность использовать смещение спектра ФМР во внешнем электрическом поле для электрической перестройки характеристик СВЧ устройств. Кроме того, учитывая тот факт, что в каждом компоненте двухслойной структуры возможен свой резонанс: в ферритовом слое - ФМР, а в пьезоэлектрическом – электромеханический, то очевидно при совпадении этих резонансов, т.е. в области магнитоакустического резонанса (МАР) можно получить гигантские МЭ коэффициенты. Физика и техника отмеченных явлений рассмотрены в данном обзоре.

2. МЭ взаимодействие в области ФМР.

В данном разделе рассмотрена теоретическая модель двухслойного МЭ композита в СВЧ диапазоне [4,5]. Представленная феноменологическая теория основана на том, что магнитная восприимчивость является функцией деформации, и что эта зависимость определяется пьезоэлектрическими и магнитоупругими константами пьезоэлектрической и магнитострикционной компонент.

Рассмотренная двухслойная структура состоит из ферритового компонента с кубической (m3m) симметрией и поляризованного ЦТС с симметрией ∞m относительно оси поляризации. Влияние электрического поля на пьезоэлектрическую фазу может быть описано следующим образом

$$p_{T_{ij}} = p_{C_{ijkl}} \cdot p_{S_{kl} - e_{kij} E_k}, \quad (1)$$

здесь E_k - компонента вектора электрического поля, ${}^pT_{ij}$, ${}^pS_{kl}$, e_{kij}, ${}^pc_{ijk}$ компоненты напряжения, деформации, пьезоэлектрические коэффициенты и тензор упругости пьезоэлектрической фазы, соответственно.

Для вычисления МЭ эффекта в области магнитного резонанса в двухслойных структурах используется следующая методика:

- ${}^mS_3$ определяется как функция напряжения ${}^mT_3$;
- ${}^pT_3$ определяется как функция деформации ${}^pS_3$;
- при определении сдвига линии магнитного резонанса используются известные соотношения для зависимости резонансного магнитного поля от механических напряжений.

Таким образом, задача сводится к решению уравнений эластостати-

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

ки при указанных граничных условиях.

Известно, что приложение напряжения приводит к изменению резонансного магнитного поля. Мы ограничимся случаем, когда и магнитное и электрическое поля приложены вдоль оси поляризации пьезоэлектрического слоя, совпадающей с осью [111] магнитострикционного слоя; тогда сдвиг резонансного магнитного поля определяется выражением

$$\delta H_E = \frac{3\lambda_{111}{}^{m}T_3}{M_0} = AE_3 \qquad (2)$$

где магнитоэлектрическая константа определяется формулой

$$A = \frac{3\lambda_{111}}{M_0} \frac{\left(\frac{2{}^{p}c_{13}e_{31}}{{}^{p}c_{11}+{}^{p}c_{12}} - e_{33}\right)}{\left[1+\frac{{}^{m}v}{{}^{p}v}\left(\frac{1}{3{}^{m}c_{44}}+\frac{1}{3\left({}^{m}c_{11}+2{}^{m}c_{12}\right)}\right)\left({}^{p}c_{33}-2\frac{{}^{p}c_{13}^2}{\left({}^{p}c_{11}+{}^{p}c_{12}\right)}\right)\right]} \qquad (3)$$

M_0 - намагниченность насыщения магнитострикционного слоя.

Из уравнения (3) можно оценить смещение резонансного поля для двухслойного магнитострикционно - пьезоэлектрического композита. Теоретические значения магнитоэлектрической константы $A=\delta H_E/E_3$, в качестве примера, были определены для двух композитов феррита никеля - ЦТС и ЖИГ-ЦТС. Для вычислений использовались следующие параметры материалов для двух компонентов:

ЖИГ:

${}^{p}c_{11}=12.6\cdot10^{10}$ *Н/м*^{2}; ${}^{p}c_{12}=7.95\cdot10^{10}$ *Н/м*^{2}; ${}^{p}c_{13}=8.4\cdot10^{10}$ *Н/м*^{2}; ${}^{p}c_{33}=11.7\cdot10^{10}$ *Н/м*^{2}; $e_{31}=-6.5$ *С/м*^{2}; $e_{33}=23.3$ *С/м*^{2}.

$NiFe_2O_4$:

${}^{m}c_{11}=21.99\cdot10^{10}$ *Н/м*^{2}; ${}^{m}c_{12}=10.94\cdot10^{10}$ *Н/м*^{2}; ${}^{m}c_{44}=8.12\cdot10^{10}$ *Н/м*^{2}; $\lambda_{111}=-21.6\cdot10^{10}$; $4\pi M_0=3200$ *Гс*.

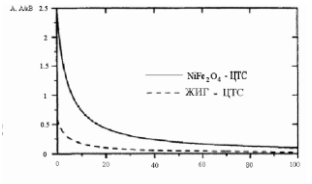


Рис. 1. Зависимость магнитоэлектрической константы A от отношения объемов магнитострикционной и пьезоэлектрической фаз ${}^{m}v/{}^{p}v$. Данные для двухслойных композитов состава феррит никеля - ЦТС и ЖИГ-ЦТС.

Fig.1. Magnetoelectric constant A vs. ratio of the volumes of the magnetostrictive and piezoelectric phases ${}^{m}v/{}^{p}v$. Data for two-layer composites of nickel ferrite-PZT and YIG-PZT.

Из рис.1 видно, что в композите с ферритом никеля наблюдается более сильный МЭ эффект, чем с ЖИГ, из-за относительно высокой магни-

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

тострикции у феррита никеля. Другая замечательная особенность на рис. 1 – тот факт, что численные значение смещения поля увеличиваются при увеличении объемной доли пьезоэлектрической фазы. Однако, следует учитывать, что линия магнитного резонанса становится слабой при низкой концентрации магнитострикционного компонента. Расчетное смещение линии резонанса находится в хорошем согласии с экспериментальными результатами. Смещение линии 0.45 Э см/кВ сравнимо с измеренной величиной 0.2-0.56 Э см/кВ в зависимости от отношения объемов магнитострикционной и пьезоэлектрической фаз. Таким образом, мы видим, что объемное содержание пьезоэлектрической фазы должно быть достаточно высоким и что необходимо использовать пьезоэлектрическую компоненту с большими пьезоэлектрическими коэффициентами, магнитострикционную компоненту с малой намагниченностью насыщения и высокой магнитострикцией. С целью определения значений МЭ константы на рис.2 показана экспериментальная зависимость сдвига резонансного магнитного поля как функции *E* для ряда толщин пленки ЖИГ.

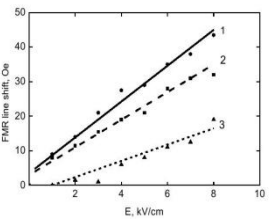


Рис. 2. Сдвиг линии ФМР в электрическом поле в двухслойных структурах ЖИГ (111) на ГГГ и PMN-PT(100) на частоте 9.3 ГГц; толщина пленки ЖИГ: 1-4,9 мкм, 2-58 мкм, 3-110 мкм.

Fig. 2. FMR line shift in an electric field in the two-layer structures of YIG (111) at GGG and PMN-PT (100) at 9.3 GHz; the thickness of YIG film:1 is 4.9 μm, 2 is 58 μm, 3 is 110 μm.

Статические поля *E* и *H* параллельны оси [111] ЖИГ, и перпендикулярны плоскости образца.Результаты измерений позволяют определить МЭ константу и ее изменение в зависимости от толщины пленки. Для толщины пленки ЖИГ 4,9 мкм константа А равна 5,4 А/кВ. Увеличение толщины пленки до 58 мкм приводит к уменьшению МЭ константы до 4,4 А/кВ, что связано, в соответствии с теорией, с увеличением объема ферритового компонента.

3. МЭ взаимодействие в области МАР.

В слоистых структурах на основе монокристаллов ферритов и пьезоэлектриков хорошего качества степень магнитного упорядочения может

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

быть достаточно высока, и в такого типа материалах возможно наблюдение эффектов, связанных с магнитоупругим взаимодействием. К динамическим эффектам, рассматриваемым в данной работе, относится МЭ эффект, заключающийся в индуцировании электрического поля во внешнем магнитном поле. В области наложения частот электромеханического и магнитного резонансов можно ожидать значительное усиление этого эффекта [7]. В феномонологическом приближении рассмотрим двухслойный композит, ферритовая компонента которого находится в насыщенном (однодоменном) состоянии. Это состояние имеет два важных преимущества. Во-первых, когда имеются домены, акустические потери на высоких частотах слишком велики. Во-вторых, большая восприимчивость при низких частотах в результате процесса релаксации уменьшается при повышении частоты, и в насыщенных образцах ферромагнитный резонанс становится единственным путем получения больших эффективных восприимчивостей. Плотность свободной энергии монокристаллической ферритовой фазы представим в виде

$$^{m}W=W_H+W_{an}+W_{ma}+W_{ac}, \qquad (4)$$

где $W_H=-\mathbf{M}\cdot\mathbf{H}$ – энергия Зеемана,

$W_{an}=K_1/M^4(M_1^2M_2^2+M_2^2M_3^2+M_3^2M_1^2)$ – энергия кубической кристаллографической анизотропии, K_1 – константа кубической анизотропии,

$W_{ma}=B_1/M^2(M_1^{2m}S_1+M_2^{2m}S_2+M_3^{2m}S_3)+B_2/M^2(M_1M_2^{m}S_6+M_2M_3^{m}S_4+M_1M_3^{m}S_5)$ – магнитоупругая энергия, B_1 и B_2 – магнитоупругие постоянные,

$W_{ac}=½^{m}c_{11}(^{m}S_1^2+^{m}S_2^2+^{m}S_3^2)+½^{m}c_{44}(^{m}S_4^2+^{m}S_5^2+^{m}S_6^2)+$

$+^{m}c_{12}(^{m}S_1{}^{m}S_2+^{m}S_2{}^{m}S_3+^{m}S_1{}^{m}S_3$ – упругая энергия.

Далее, используя граничные условия, можно получить выражение для МЭ коэффициента по напряжению

$$|E^+/H^+|=\gamma B_2{}^{p}c_{44}k_p{}^{p}e_{15}[1-\cos(k_p{}^{p}L)]^2/\{(\omega-\gamma H_0+4\pi\gamma M_0)[-$$
$$½^{p}c_{44}{}^{p}\varepsilon_{33}k_p{}^{p}L\sin(2k_p{}^{p}L)(^{p}c_{44}k_p+^{m}c_{44}k_m)+(\cos(k_p{}^{p}L)-$$
$$1)^{p}e_{15}{}^2[(\cos(k_p{}^{p}L)(^{m}c_{44}k_m+2^{p}c_{44}k_p)+^{m}c_{44}k_m]]\}, \qquad (5)$$

где $k_m=\omega\sqrt{\frac{^{m}\rho}{^{m}c_{44}}}$, $k_p=\omega\sqrt{\frac{^{p}\rho}{^{p}c_{44}}}$

Как следует из расчета, между смещением и однородной прецессией намагниченности ферритовой фазы существует связь через граничные условия на поверхностях пластинки. Соотношение (5) показывает, что при приближении частоты переменного магнитного поля к частоте однородной прецессии намагниченности $\omega_0=\gamma H_0-4\pi\gamma M_0$ величина МЭ коэффициента по напряжению резко возрастает. Это возрастание связано с резонансной зависимостью смещения в области магнитного резонанса, а сме-

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

щение благодаря пьезоэлектрическому эффекту индуцирует электрическое поле в пьезоэлектрической компоненте.

На рис. 3 и 4 приведены частотные зависимости МЭ коэффициента по напряжению для двухслойной структуры монокристаллический ЖИГ – PMN-PT, рассчитанные по формуле (5). Затухание в расчетах учтено введением комплексной частоты при этом принято $\omega_r=10^7$ рад/с.

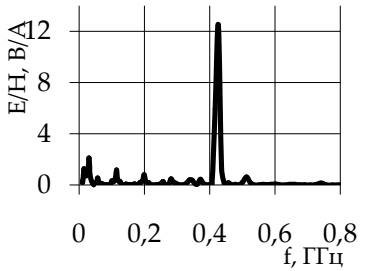


Рис. 3. Частотная зависимость МЭ коэффициента по напряжению для толщин пленок ${}^{m}L_1={}^{p}L_2=0.05$ мм, $H_0=1.9$ кЭ.

Fig. 3. Frequency dependence of the ME voltage coefficient for film thicknesses ${}^{m}L_1={}^{p}L_2=0.05$ mm, $H_0=1.9$ Oe.

На частотах, значительно меньших частоты однородной прецессии намагниченности, МЭ коэффициент по напряжению имеет максимум в области электромеханического резонанса, при этом резонансная частота определяется толщинами слоев композита. Существенное увеличение МЭ коэффициента по напряжению происходит в области МАР, т.е. в области совпадения частот электромеханического резонанса и однородной прецессии намагниченности ферритовой фазы (рис. 4). При указанном выше значении параметра потерь величина МЭ коэффициента достигает гигантской величины 80 В/А.

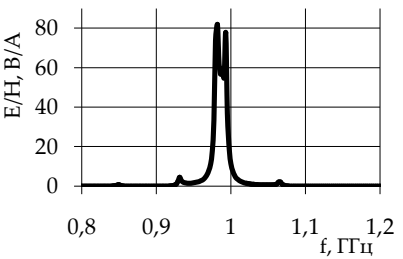


Рис. 4. Частотная зависимость МЭ коэффициента по напряжению для ${}^{m}L_1={}^{p}L_2=0.01$ мм, $H_0=2.1$ кЭ.

Fig. 4. Frequency dependence of the ME voltage coefficient for ${}^{m}L_1={}^{p}L_2=0.01$ mm, $H_0=2.1$ Oe.

Таким образом, расчетное значение МЭ коэффициента по напряжению позволяет рекомендовать слоистые композиционные материалы на

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

основе монокристаллических ферритов и пьезоэлектриков для использования в радиокомпонентах, работа которых основана на генерации магнитоупругих волн или на управлении параметров магнитного резонанса с помощью электрического поля.

4. Моделирование МЭ СВЧ устройств

Разработка МЭ СВЧ устройств на основе МЭ композитов является в настоящее время одним из перспективных направлений развития СВЧ техники, поскольку такие устройства имеют существенные преимущества перед ферритовыми СВЧ устройствами. В ферритовых прототипах управление параметрами реализуется магнитной управляющей системой, поэтому они имеют низкое быстродействие, высокое энергопотребление и не могут быть изготовлены в интегральном исполнении.

Отличие МЭ СВЧ устройств от ферритовых заключается в замене ферритового резонатора и магнитной управляющей системы на феррит-пьезоэлектрический резонатор и электрическую управляющую систему, состоящую из двух электродов, на которые подается управляющее напряжение.

Управление электрическим полем позволяет реализовывать СВЧ устройства в интегральном исполнении, что приводит к уменьшению стоимости устройств; повышает их быстродействие; уменьшает мощность, потребляемую в цепи управления; избавляет от наводок, возникающих при управлении магнитным полем.

Микроволновые МЭ устройства, управляемые с помощью электрического и (или) магнитного полей позволяют управлять амплитудой, фазой, поляризацией, а также положением частотной характеристики (частотно-селективные устройства). Возможны дискретное управление (например, переключение мощности между каналами), плавное регулирование какой-либо характеристики устройства или ее периодическое изменение (модуляция). Наиболее сложной задачей является при этом достижение максимальной скорости управления, то есть наибольшей частоты модуляции или минимального времени переключения. При управлении магнитным полем, они ограничиваются инерционностью управляющего магнитного поля. Однако, при управлении электрическим полем, могут быть достигнуты частоты модуляции порядка мегагерц или времена переключения порядка микросекунды.

Нами проведены исследования МЭ взаимодействий в композиционных МЭ материалах в области ферромагнитного резонанса (ФМР) [5, 6, 8]. Электрическое поле, прикладываемое к образцу в области ФМР, посредством пьезоэффекта и магнитострикции приводит к сдвигу линии ФМР в

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

резонансном поле. Принцип действия МЭ устройств основан на микроволновом МЭ эффекте, заключающемся в сдвиге линии ФМР под действием электрического поля. Композит в этом случае играет роль резонатора.

В настоящее время исследованы материалы с узкой линией ФМР и одновременно достаточно сильным МЭ взаимодействием, что позволяет разрабатывать различные типы микроволновых приборов.

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).

Нами проведено моделирование МЭ СВЧ устройств, реализованных на микрополосковой линии, щелевой линии и копланарном волноводе.

Ниже представлены результаты моделирования магнитоэлектрического СВЧ вентиля-аттенюатора, реализованного на щелевой линии передачи. Основой конструкции МЭ СВЧ вентиля-аттенюатора, реализованного на щелевой линии передачи, является щелевая линия передачи на диэлектрической подложке и МЭ резонатор, помещенный в центр щели. На обратной стороне подложки металлизация отсутствует, подмагничивающее поле (H_0) направлено по касательной (рис. 5).

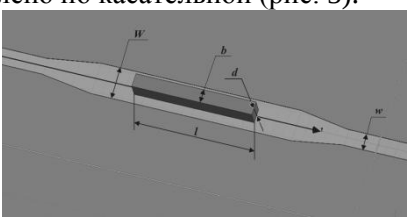


Рис. 5. Конструкция МЭ СВЧ вентиля-аттенюатора, реализованного на щелевой линии передачи. *W*–уширение щели линии передачи, *l*–длина ферритовой пластины, *b*–ширина ферритовой пластины, *d*–толщина ферритовой пластины, *w*–ширина щели линии передачи.
Fig. 5. The design of the ME microwave isolator-attenuator based on slot line. W is the broadening of the slot line , l is the length of the ferrite plate, b is the width of the ferrite plate, d is the thickness of the ferrite plate, and w is the width of the transmission line.

Результат компьютерного моделирования МЭ СВЧ вентиля, реализованного на щелевой линии передачи, представлен на рисунке 6.

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

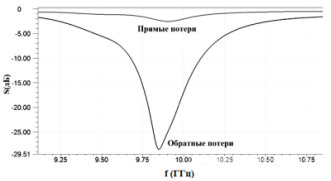


Рис. 6. Зависимость затухания от частоты. Размеры резонатора: 10 мм×1 мм×0,2 мм; ширина щели: 0,45 мм, уширение щели до 1,2 мм; относительная диэлектрическая проницаемость подложки: 20, толщина подложки: 2 мм; подмагничивающее поле: 3142 Э.
Fig. 6. Attenuation vs. frequency. Resonator dimensions is 10 mm×1 mm×0.2 mm; the width of the slot is 0.45 mm, broadening of the slot to 1.2 mm; permittivity of substrate is 20, substrate thickness is 2 mm; magnetizing field is 3142 Oe.

Для достижения максимального МЭ эффекта и вентильного отношения необходимо оптимизировать структуру МЭ СВЧ вентилей-аттенюаторов - подобрать определенные параметры линии передачи и МЭ резонатора. При увеличении длины, толщины, ширины ферритовой пластины МЭ резонатора наблюдается возрастание величины как обратных потерь, так и прямых. Основным критерием при выборе параметров структуры данных устройств является толщина слоя ЖИГ МЭ резонатора, которая должна быть в пределах (0,1…0,5) мм. Характер зависимости величины вентильного отношения от толщины ферритовой пластины имеет различный вид для каждого конкретного случая. Поскольку вентильное отношение с увеличением данного параметра меняется незначительно, толщину целесообразно брать 100 мкм, исходя из предыдущего условия, т.к. чем меньше толщина слоя ЖИГ, тем тоньше должна быть пластина ЦТС и поэтому тем меньшее напряжение требуется прикладывать к электродам резонатора.

5. Макетирование МЭ СВЧ устройств

В последнее время разработчики электронных приборов проявляют большой интерес к МЭ материалам. Синтез перспективных для техники СВЧ МЭ материалов позволяет создавать устройства на их основе, обладающие новыми функциональными возможностями по сравнению с полупроводниковыми, ферритовыми и сегнетоэлектрическими, а также такие МЭ композиты могут найти применение для построения модулей фазированных антенных решёток (ФАР).

Основным элементом СВЧ устройств, работающих на резонансном МЭ эффекте, является МЭ резонатор, представляющий собой диск или пластину из композиционного слоистого феррит-сегнетоэлектрического материала.

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

На основе МЭ резонатора нами предложен целый ряд МЭ устройств, таких как фильтр-преселектор, аттенюатор, фазовращатель, вентиль, гиратор, СВЧ усилитель, селективный детектор [9]. Данные элементы составляют основу МЭ приемного модуля ФАР (рис. 7).



Рис. 7. Пример реализации приемного СВЧ блока ФАР.
Fig. 7. An example of the receiving microwave unit of a phased array.

Перспективы развития направления создания новых многофункциональных МЭ устройств электроники СВЧ: к настоящему времени теоретически и экспериментально исследовано большое число МЭ композитов на основе металлических ферромагнетиков, ферритов и различных пьезокерамик. Предложен и экспериментально исследован ряд макетов СВЧ МЭ устройств. Показано, что по ряду параметров МЭ устройства превосходят известные ферритовые и сегнетоэлектрические устройства. К наиболее перспективным магнитострикционно-пьезоэлектрическим композитам можно отнести композиты, состоящие из ферритов на основе никелевой шпинели, гексаферритов, ИЖГ, ЦТС и НТМ. В связи с активной разработкой современных микро- и наноустройств актуальным становится вопрос поиска новых материалов для создания подложек, на которых выполняются МЭ устройства СВЧ. Одним из перспективных направлений является создание подложек на лейкосапфире. Использование в качестве подложек в МЭ устройствах СВЧ пластин из лейкосапфира не только решает проблемы прочности, тепло- и электропроводности, но и создает благоприятные условия для разработки новых функциональных устройств на основе таких его свойств, как малые диэлектрические потери (10^{-5}) и приемлемая диэлектрическая проницаемость (10) в широком диапазоне частот.

6. Заключение

Теоретически и экспериментально рассмотрены явления взаимодействия МЭ композитов с магнитными и электрическими полями в области ФМР и МАР. Показано, что полученные соотношения позволяют найти оптимальные структуры МЭ композитов. Предложен большой класс устройств СВЧ диапазона магнитного типа с электрическим управлением. В отличие от ферритовых управляемых приборов в устройствах этого типа магнитная система управления (объёмная или плоская катушка) заменена

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

электрической - системой планарных электродов. Следует отметить ряд важных преимуществ устройств на основе магнитоэлектриков перед традиционными (полупроводниковыми, ферритовыми, сегнетоэлектрическими). По таким характеристикам, как быстродействие; технологичность; мощность, потребляемая в цепях управления; электромагнитная совместимость; радиационная стойкость эти приборы близки к сегнетоэлектрическим устройствам с их достоинствами, обусловленными керамической технологией и малоинерционной системой управления электрическим полем. В то же время МЭ приборы потенциально обладают лучшей термостабильностью, возможностью формирования СВЧ тракта как из пленочного, так и объёмного материала, а также благодаря магнитной составляющей композита, возможностью взаимодействия как с электрическими, так и магнитными компонентами СВЧ поля.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проектов Российского фонда фундаментальных исследований № 16-07-00510 и Российского Научного фонда № 15-19-10036.

Список литературы. References

[1] Magnetoelectricity in Composites. Eds. M.Bichurin, D.Viehland, Pan Stanford Publishing. – Singapore, 2012, 270p.

[2] Modeling of Magnetoelectric Effects in Composites. M. Bichurin, V. Petrov. Springer Seriesin Materials Science, 201, 2013, 108p.

[3] Ce-Wen Nan, M. I. Bichurin, Shuxiang Dong, D. Viehland, G. Srinivasan. Multiferroic magnetoelecrtic composites: Historical perspective, status and future directions. J. Appl. Phys **103**, 031101 (2008).

[4] Бичурин М.И., Петров В.М. Магнитный резонанс в слоистых феррит-сегнетоэлектрических структурах. ЖТФ, **58**, 2277, (1988).

[5] Bichurin M.I., Kornev I.A., Petrov V.M., Tatarenko A.S., Kiliba Yu.V., and Srinivasan G. // Phys. Rev. B. 2001. V. 64. P.094409.

[6] Shastry S. and Srinivasan G., Bichurin M.I., Petrov V.M., Tatarenko A.S. // Phys. Rev. B. 2004. V.70. P.064416.

[7] M. I. Bichurin, V. M. Petrov, O. V. Ryabkov, S. V. Averkin, and G. Srinivasan**,** Theory of magnetoelectric effects at magnetoacoustic resonance in single-crystal ferromagnetic-ferroelectric heterostructures, Phys. Rev. B 72, 060408(R) (2005).

[8] Bichurin M.I., Petrov V.M., Petrov R.V., Kapralov G.N., Bukashev F.I., Smirnov A.Yu., Tatarenko A.S. // Ferroelectrics. 2002. V.280. P.213.

[9] A.S.Tatarenko, Bichurin M.I. Microwave Magnetoelectric Devices. Advances in Condensed Matter Physics, 10, (2012).

[10] A.S.Tatarenko, Bichurin M.I. Electrically Tunable Resonator for Microwave Applications Based on Hexaferrite-Piezoelectrc Layered Structure. American J. Cond. Matt. Phys.. **2,** 2012.

Acknowledgement

The studies connected with the Russian Foundation for Basic Research (grant 16-07-00510) and Russian Scientific Foundation (Project 15-19-10036).

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

Исследования в области обработки радиолокационных данных дистанционного зондирования Земли в институте радиоэлектроники и информационных технологий

Коберниченко В.Г.
Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина
г. Екатеринбург, 620002, Российская Федерация
v.g.kobernichenko@urfu.ru

Аннотация: *Рассмотрены основные направления исследований и разработок в области радиолокационных систем космического наблюдения, которые проводились с начала 80-х годов прошлого века в ведущем вузе Урала. Приведены результаты решения задач по разработке алгоритмов цифрового синтезирования радиолокационных изображений в космических РСА, обнаружения и классификации пространственно-распределенных целей, моделирования процесса обработки, оценке эффективности этапов интерферометрической обработки при построении цифровых моделей местности, а также по оценке возможности выделения малоконтрастных объектов на основе методов фрактального анализа.*

Ключевые слова: радиолокатор с синтезированной апертурой, радиолокационное изображение, классификация, интерферометрическая обработка, фрактальный анализ.

1. Введение

Научные исследования по методам и алгоритмам обработки данных дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) на кафедре теоретических основ радиотехники Уральского федерального университета имени первого Президента России Б.Н. Ельцина (в те годы Уральского политехнического института имени С.М. Кирова) проводились с начала 80-х годов прошлого века. Начало им положили работы, выполненные по заданиям Московского НИИ приборостроения (ныне «Концерн радиостроения «Вега»), где в этот период велась интенсивная работа по созданию усовершенствованного космического радиолокатора с синтезированной апертурой (РСА)

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

«Меч-КУ» [1]. Исследования в вузе проводились по следующим направлениям:

1. Разработка эффективных в вычислительном отношении алгоритмов цифрового синтезирования радиолокационных изображений (РЛИ) в космических РСА.

2. Моделирование процесса цифровой обработки сигналов и изображений в РСА и анализ влияния условий наблюдения на устойчивость радиолокационных портретов пространственно-распределенных целей (ПРЦ).

3. Разработка алгоритмов классификации ПРЦ по данным, полученным космическими радиолокаторами высокого разрешения.

Основное внимание уделялось разработке эффективных в вычислительном отношении алгоритмов цифрового синтезирования апертуры, позволяющих формировать РЛИ с высоким разрешением в темпе поступления информации на многопроцессорном вычислительном комплексе с быстродействием, соответствующим уровню конца 1980-х годов.

Предложенные алгоритмы основывались на кусочно-линейной аппроксимации опорной фазовой функции [2], при которой квадратичная фазовая характеристика, соответствующая идеальному фокусированию, заменяется касательными к ней линейными сегментами (подапертурами). Использование этого алгоритма и его модификаций позволило на порядок снизить время синтезирования изображения при сохранении разрешающей способности и незначительном ухудшении его качества. Результатом работы стало создание программно-алгоритмического обеспечения тракта наземной цифровой обработки сигналов РСА «Меч-КУ» космического аппарата «Алмаз-1», успешно функционировавшего на орбите в 1991-1992 гг. [1, 3]. Фрагмент РЛИ, сформированного с использованием разработанного алгоритма, приведен на рис. 1.



Рис. 1. Фрагмент РЛИ морского порта. КА «Алмаз-1, РСА «Меч-КУ»

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

В дальнейшем направления исследований в этой области развивались и трансформировались в соответствии с тем, как изменялись приоритеты в задачах обработки космических радиолокационных данных на протяжении четверти века. В настоящей работе дана характеристика задач и приведены результаты исследований, полученные в последние годы.

2. Моделирование процесса цифровой обработки сигналов и классификация изображений в РСА

Применение сверхширокополосных сигналов и специальных режимов обзора в современных космических РСА позволяет получить РЛИ пространственно-распределённой цели (ПРЦ), характеризующееся достаточно высокой разрешающей способностью, что позволяет решать задачу классификации и распознавания.

Используемая в работах модель ПРЦ пространственно-распределенной цели представляет собой совокупность центров стабильного отражения («блестящих точек») и большого числа статистически однородных отражателей, равномерно распределенных по поверхности цели. В качестве модели последних может быть принята абсолютно шероховатая поверхность, отражения от которой образуют так называемую диффузионную составляющую сигнала. Количество, расположение и эффективная поверхность рассеяния центров стабильного отражения являются параметрами так называемого «радиолокационного портрета» ПРЦ. Примером такой ПРЦ могут служить РЛИ надводных кораблей на морской поверхности.

Для указанной модели решена задача статистического синтеза алгоритма классификации ПРЦ. В частности, показано, что основу устройства формирования оптимальной статистики составляют два корреляционных канала, в одном из которых вычисляется корреляция принимаемой реализации вектора наблюдаемых данных с вектором ожидаемого сигнала, порожденного «блестящими точками». Во втором канале разностный сигнал после вычитания из вектора принимаемых данных оценки сигнала от блестящих точек коррелируется с вектором оценки диффузионной составляющей принимаемого сигнала.

Разработана методика анализа эффективности средств классификации на основе построения вероятностей правильной и/или ошибочной классификации, основанной применении граничных выражений Чернова и Кайлата.

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

Отработка алгоритмов цифрового синтезирования РЛИ, оценка их эффективности, а также исследование влияния параметров системы обработки на качество радиолокационных портретов ПРЦ производилась методом статистического моделирования [5]. Созданы модели движения ПРЦ и соответствующая цифровая модель отраженного от нее сигнала и процесса его обработки в космическом РСА, методики формирования эталонных РЛИ и классификационных признаков, основанные на построении вектора достаточных статистик. Названный вектор, представляющий собой взвешенный с использованием априорных данных «радиолокационный портрет» ПРЦ, использовался как при обучении алгоритма классификации, так и в рабочем режиме распознавания [7, 8].

3. Анализ информативных свойств космических радиолокационных снимков при обновлении топографических карт

На первых этапах развития радиолокационных систем космического наблюдения внимание привлекали такие преимущества РЛИ, как независимость от метеоусловий и естественной освещенности, широкая полоса обзора и возможность наблюдения объектов, невидимых в оптическом диапазоне волн. В этой связи кафедрой теоретических основ радиотехники совместно региональным центром «Уралгеоинформ» был выполнен цикл работ по анализу возможностей практического использования материалов космических радиолокационных съемок для информационного обеспечения решения задач топографического мониторинга.

На основе анализа процесса формирования радиолокационных изображений местности, получаемых современными и перспективными космическими радиолокаторами с синтезированной апертурой высокого разрешения, определены специфические искажающих факторы и параметры качества цифровых снимков в СВЧ диапазоне. Исследованы методы обработки космических РЛИ, направленные на улучшение их дешифровочных свойств (фильтрация спекл-шума) [9].

Особое внимание уделялось экспериментальной оценке информативности и изобразительных свойств радиолокационных снимков. Исследования проводились на основе обработки и визуального дешифрирования радиолокационных снимков специально выбранных тестовых участков территории Свердловской области, полученных РСА КА RADARSAT-1 с пространственным разрешением 25 м (стандартный режим), 8 м (режим высокого разрешения) и КА ALOS с пространственным разрешением 10 м.

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

Оценка дешифровочных свойств производилась по РЛИ типовых топографических объектов, отображаемых на топографических картах масштаба 1:100 000. Объекты объединены в шесть групп: рельеф суши, гидрография и гидротехнические сооружения, населенные пункты и элементы их структуры, объекты специального назначения, дорожная сеть и транспортные сооружения, растительный покров и грунты. Для сравнительного анализа выделения топографических объектов на радиолокационных и спектрозональных снимках одинакового разрешения использовались панхроматические снимки той же территории, полученные КА Landsat-7 (разрешение 15 м).

В результате работы создан альбом образцов дешифрирования топографических объектов по РЛИ, разработана технология обновления цифровых топографических карт по данным радиолокационной космической съемки [10].

4. Космическая радиолокационная интерферометрия

Получение цифровых моделей рельефа (ЦМР) методом космической радиолокационной интерферометрии (англ. — InSAR) в настоящее время стало одной из основных задач, решаемых на основе обработки данных современных радиолокационных систем ДЗЗ. Интерферометрическая обработка данных космических РСА включает следующие этапы (Рис. 2): синтезирование пары комплексных радиолокационных изображений (РЛИ) исследуемой местности, попиксельная взаимопривязка изображений, формирование интерферограммы путем поэлементного перемножения комплексных РЛИ; расчет когерентности, компенсация фазового набега от опорной поверхности («выравнивание»); фильтрация фазового шума; устранение фазовой неоднозначности — развертывание фазы интерферограммы и ее полное геокодирование (пересчет значений развернутой фазы в значения высот рельефа и переход от полетной системы координат к какой-либо картографической проекции).



Рис. 2. Этапы интерферометрической обработки радиолокационных данных

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

Этапы интерферометрической обработки реализованы в специализированных программных комплексах обработки радиолокационных данных ДЗЗ. Высокая степень автоматизации позволяет снизить влияние «человеческого фактора». Вместе с тем, поскольку на каждом этапе используются многочисленные эмпирические алгоритмы и методы, важной остается задача выбора наиболее эффективных алгоритмов с точки зрения конечного результата.

В рамках исследований решались следующие задачи: оценка качества исходных данных, сравнительный анализ алгоритмов фильтрации интерферограмм и развертывания фазы, теоретический анализ источников ошибок и экспериментальная оценка точностных характеристик, получаемых ЦМР [11, 12].

Ключевым показателем качества участка интерферограммы, т.е. его пригодности для дальнейшего преобразования в ЦМР, является коэффициент когерентности т.к. на участках с низкой когерентностью флуктуационная составляющая фазы превышает топографическую (т.е. вызванную влиянием собственно рельефа поверхности). Поле коэффициентов когерентности интерферограммы позволяет произвести отбраковку тех участков интерферограммы, где мала или отсутствует топографическая составляющая, и исключить их из процесса развёртывания. Проблема такого подхода заключается в том, что результат расчета коэффициента когерентности по известным соотношениям зависит от фазового уклона, вызванного рельефом местности и геометрией съёмки («топографическая фаза»).

Разработана модифицированная методика оценки пространственной когерентности интерферометрических пар радиолокационных изображений которая заключается в оценивании корреляции не комплексных отсчётов двух РЛИ $\dot{z}_1(m,n)$ и $\dot{z}_2(m,n)$, а двух величин $\dot{w}_1(m,n)=\dot{z}_1(m,n)\cdot\overline{z}_1(m+1,n)$, $\dot{w}_2(m,n)=\dot{z}_2(m,n)\cdot\overline{z}_2(m+1,n)$. В этом случае аргумент $\dot{w}_{1(2)}$ будет характеризовать уклон топографической фазы в направлении роста координаты m. Выражение для оценки когерентности приобретает вид:

$$\hat{\gamma}_1=\sqrt{\frac{\left|\sum \dot{w}_1(m,n)\cdot\overline{w}_2(m,n)\right|}{\sqrt{\sum\left|\dot{w}_1(m,n)\right|^2\cdot\sum\left|\dot{w}_2(m,n)\right|^2}}}\,. \qquad (1)$$

Модификация оценки позволяет решить проблему смещения (занижения) оценки под действием уклона (тренда) разностной фазы, который всегда имеет место при боковом обзоре, используемом в РСА.

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

Источники ошибок при построении ЦМР можно разделить на две группы: ошибки съемочной системы (декорреляция сигнала, ошибки распространения радиоволн, ошибки синтеза изображения и т. п.) и ошибки обработки (ошибки фильтрации и развертывания фазы, передискретизации и т.п.). К ошибкам первой группы относятся также погрешности определения местоположений РСА, наклонных дальностей, длины и угла наклона базы. На основе теоретического анализа показано, что для обеспечения высокой точности получаемых ЦМР одних орбитальных данных недостаточно, необходимо использовать вычисление параметров системы на основе привязки к наземным опорным точкам и даны рекомендации по выбору этих опорных точек [12].

Предложена методика экспериментальной оценки алгоритмов фильтрации и развертывания фазы при интерферометрической обработке данных космических РСА, включающая требования к тестовому участку, процедуру построения эталонной ЦМР, критерии оценки качества построенной модели.

Экспериментальное исследование алгоритмов интерферометрической обработки проводилось по материалам съемки тестового участка, содержащего как естественные изменения рельефа, так и антропогенные его нарушения (карьеры, отвалы), а также участки растительности разного типа (хвойные и лиственные леса, болота, сельскохозяйственные угодья), объекты с различной отражательной способностью радиоволн (водная поверхность, опоры ЛЭП, железные и автомобильные дороги, городская застройка).

Эталонная ЦМР тестового участка получена по данным планово-высотной основы цифровой топографической карты. На основании значений отметок высот методом интерполяции (триангуляции Делоне и сглаживания) построена эталонная цифровая модель рельефа с шагом дискретизации 10 м. Кроме этого с использованием пары геодезических GPS-приемников были получены координаты и высоты 10 контрольных точек – целей, хорошо распознаваемых на РЛИ.

Результат экспериментальной обработки фрагмента РЛИ тестового участка, полученного РСА ALOS PALSAR, в виде трехмерной картины приведен на рис. 3, а на рис. 4 приведено сравнение полученной ЦМР с эталонной по одному из сечений рельефа.

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

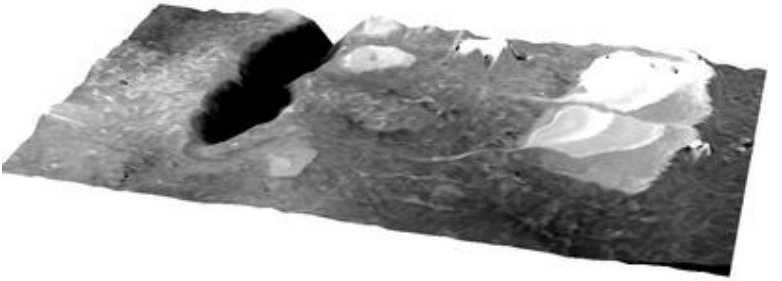


Рис. 3 – ЦМР тестового участка,
полученная в результате интерферометрической обработки

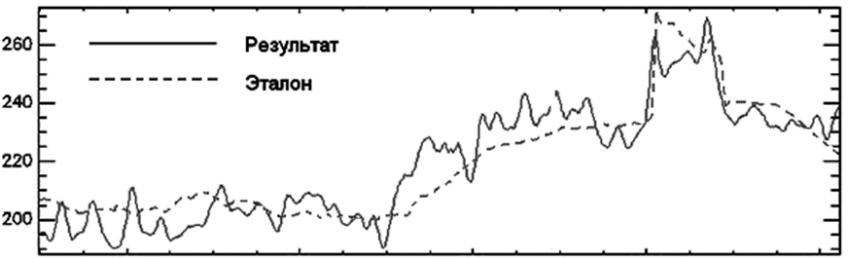


Рис. 4 – Сечения полученной ЦМР и эталона

(метод фильтрации – Goldstein, метод развертывания – «растущие пиксели»)

По результатам экспериментальной обработки наилучшие результаты по точности и быстродействию дала комбинация из алгоритма фильтрации Гольдштейна и алгоритма развертывания «растущие пиксели». Вертикальная точность цифровой модели рельефа, полученная в результате экспериментов, оказалась довольно высокой: при разрешении исходных изображений в 10 м она составила около 6-7 м. Полученной точности цифровой модели рельефа вполне достаточно для создания рельефа цифровых топографических карт масштаба 1:100 000 [13].

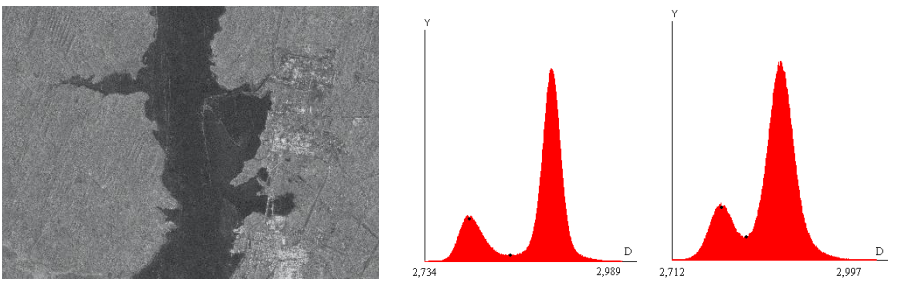
5. Фрактальная обработка космических радиолокационных изображений

Одной из задач анализа изображений, получаемых РСА в системах дистанционного зондирования Земли, является задача выделения границ слабоконтрастных областей. В последнее десятилетие перспективные методы решения подобного рода задач интенсивно развиваются в рамках

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

нового направления – теории фракталов в приложении к радиофизике и радиолокации [14, 15]. В рамках этого подхода радиолокационное изображение (РЛИ) рассматривается не как совокупность отдельных элементов с определенными характеристиками, а как некоторая структура, обладающая внутренними топологическими связями между элементами и характеризующая сложный и протяженный объект в целом. В частности, фрактальная размерность D, называемая также размерностью Хаусторфа-Безиковича, которая количественно учитывает сложность и хаотический характер изображения природных текстур, может быть использована в качестве эффективного признака сегментации РЛИ. В рамках настоящей работы под процессом фрактальной обработки понимается последовательное выполнение следующих этапов: построение поля фрактальных размерностей РЛИ, пороговая обработка поля фрактальных размерностей, кластеризация РЛИ по полю фрактальных размерностей.

Построение поля фрактальной размерности (Рис. 5) осуществлялось с использованием метода призмы и предложенной авторами модификации локально-дисперсионного метода, отличающегося от известного использованием набора разномасштабных изображений, полученных на основе вейвлет-преобразования исходного снимка [16].



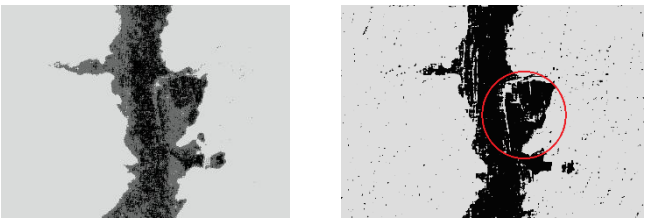
а) б) в)

Рис. 5. РЛИ водной поверхности с отмелями и прибрежных зон (*а*); гистограмма поля фрактальных размерностей анализируемого изображения; метод призмы (*б*); модифицированный локально-дисперсионный метод (*в*)

Обработке подвергались фрагменты космических РЛИ, содержащих границы суши и водоемов, нефтяных пятен на водной поверхности, сельскохозяйственные угодья с растительностью различной степени вегетации. Установлено, что построение поля фрактальной размерности и последующая многопороговая обработка РЛИ позволяют определять принадлежность исследуемых объектов к различным классам природных тек-

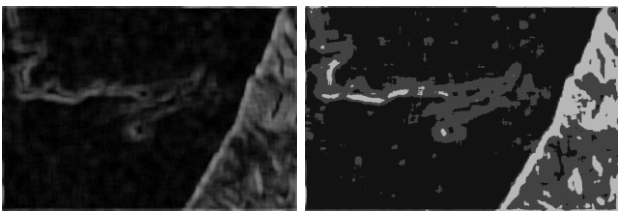
Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

стур (водная поверхность, отмели, кильватерные следы, нефтяные пятна, суша и др.) с использованием единственного параметра – фрактальной размерности D (Рис. 6, 7).



а) б)

Рис. 6. Фрактальная обработка РЛИ: поле фрактальных размерностей (а), результат пороговой обработки (*б*)



а) б) в)

Рис. 7. Анализ нефтяных разливов на морской поверхности: исходное РЛИ(*а*); поле фрактальных размерностей (*б*); разделение на три класса с использованием пороговой обработки (*в*).

Показано, что при кластеризации по полю фрактальной размерности, появляется возможность обнаружить области, слабо различимые на исходных РЛИ, например, в ряде случаев отделить кильватерные следы от других типов неоднородностей на морской поверхности.

Степень улучшения дифференциации различных областей на изображениях природных текстур при использовании фрактальной обработки оценивалась в работе на основе вычисления матриц попарных расстояний Бхаттачарья (2) и Джеффриса – Матусита (3):

$$B = \frac{\left(m_i - m_j\right)^2}{4 \cdot \left(\sigma_i^2 + \sigma_j^2\right)} + \ln\left(\frac{\sigma_i^2 + \sigma_j^2}{2 \cdot \sigma_i \sigma_j}\right) / 2, \quad (2)$$

$$J = 2 \cdot \left(1 - e^{-B}\right), \quad (3)$$

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

где m_i и σ_i^2 – математическое ожидание и дисперсия распределения интенсивности *i*-ой текстуры на амплитудном или фрактальном изображении.

Применение фрактальной обработки изображений разнородных областей позволяет увеличить расстояние Джеффриса – Матусита между этими областями в 2-2.5 раза, по сравнению с кластеризацией по амплитудному РЛИ, что увеличивает дифференциацию различных типов природных объектов при проведении процедуры кластеризации. Сравнение эффективности кластеризации по амплитудному РЛИ и по полю фрактальной размерности на основе обработки космического снимка TerraSAR-X (разрешение 1 м) показало, что применение фрактальной обработки при сегментации на 4 класса методами ISODATA и k-ближайших соседей приводит к снижению количества неправильно интерпретируемых пикселей в 3-5 раз [17].

Разработан программный комплекс, позволяющий моделировать тестовые изображения с заданными фрактальными свойствами и осуществлять фрактальную обработку РЛИ, получаемых в космических РСА с использованием различных алгоритмов. На основе анализа тестовых изображений установлено, что использование для обработки поля фрактальной размерности позволяет улучшить дифференциацию объектов в 3-5 раза по сравнению с амплитудными изображениями. Вместе с тем алгоритмы автоматической кластеризации обеспечивают успешное сегментирование тестовых изображений, если значения фрактальных размерностей соседних текстур различаются не менее, чем на 0.05.

6. Заключение

Многолетний опыт работы с системами и данными космического дистанционного зондирования явился основанием для создания в УрФУ Центра космического мониторинга - учебно-научного подразделения, способного осуществлять полный цикл работ: от приёма информации с природно-ресурсных спутников Земли до получения готовых информационных продуктов в виде тематических карт, аналитических данных оперативного космического мониторинга. Результаты научных исследований, приобретенные компетенции, программно-аппаратное обеспечение Центра позволили реализовать новые программы магистерской подготовки «Обработка сигналов и изображений в радиоэлектронных системах» и «Математическая геофизика и геоинформатика».

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

Список литературы

[1] Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / под ред. В.С. Вербы – М.: Радиотехника, 2010 - 680 с.

[2] Зраенко С.М., Коберниченко В.Г. Цифровое синтезирование апертуры при кусочно-линейной аппроксимации опорной функции // Известия вузов. Радиоэлектроника. 1987. Т. 30. № 8. С. 8-12.

[3] Неронский Л.Б., Коберниченко В.Г., Зраенко С.М. Цифровое синтезирование радиолокационных изображений земной поверхности в радиолокаторе с синтезированной апертурой космического аппарата «Алмаз-1» // Исследования Земли из космоса. 1993. №4. С.33-43.

[5] Волков А.В., Коберниченко В.Г. Моделирование сигналов и их обработки в РЛС с синтезированием апертуры // Радиотехника. 1981. Т. 36. №8. С. 31-33.

[6] Доросинский Л.Г. Лысенко Т.М. Классификация пространственно-распределенных объектов по данным РЛС бокового обзора // Радиотехника. 1996. №3. С.8-12.

[7] L.G. Dorosinskiy. Synthesis and analysis of Radar signal classification algorithms // International Journal of Pure and Applied Mathematics. 2016. V. 109. No. 3. P. 681-689.

[8] Л.Г. Доросинский. Введение в теорию обработки сигналов от пространственно-распределенных целей в РСА. – Ульяновск. Изд. Зебра, 2016. -143 с.

[9] Ivanov O.J., Kobernichenko V.G. Processing of coherent radar image of space re-mote sensing // X International Scientific Research Conference «Radiolocation, Navigation, Communication», 13-15 April 2004. Voronezh, NPF «Sakvoee», 2004. V.3, pp. 154-160.

[10] Алябьев А.А., Коберниченко В.Г. Использование материалов радиолокационной космической съемки для информационного обеспечения мониторинга пространственных данных // Геодезия и картография. 2007. №5. С. 37-45.

[11] Коберниченко В.Г., Сосновский А.В. Анализ алгоритмов интерферометрической обработки данных космической радиолокационной съемки //Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2010. Т. 13. №3. С. 98-106.

[12] Сосновский А.В., Коберниченко В.Г. О точности цифровых моделей рельефа, полученных методом космической радиолокационной интерферометрии // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2012. Т. 9. №2. С. 122-129.

[13] Коберниченко В. Г., Сосновский А. В. Особенности построения цифровых моделей рельефа на основе метода космической радиолокационной интерферометрии // Тр. СПИИРАН. Вып. 28 (2013), с. 194–208.

[14] Потапов А.А. Фракталы в радиофизике и радиолокации: топология выборки. - М.: Университетская книга, 2005 - 848 с.

[15] Потапов А.А. Стратегические направления в синтезе новых топологических радиолокационных обнаружителей малоконтрастных объектов на фоне интенсивных помех от земли, моря и осадков // Нелинейный мир. 2016. Т.14. №3. С. 6-22.

[16] Тренихин В.А., Коберниченко В.Г. Оценка фрактальной размерности космических снимков на основе модификации локально-дисперсионного метода // Нелинейный ми». 2009. Т.7. №2. С.146-153.

[17] Тренихин В.А., Коберниченко В.Г. Фрактальная кластеризация радиолокационных и многозональных изображений в системах дистанционного зондирования Земли // Известия вузов России. Радиоэлектроника. Специальный выпуск. 2012. С. 77-83.

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

On radar applications of vacuum and solid-state microwave devices

Borisov A.A., Galdetskiy A.V., Scherbakov S.V.
JSC "RPC "Istok" named after Shokin"
Fryazino,141190, Russian Federation
galdetskiy@istokmw.ru

Abstract: *Technical properties and applicability of vacuum and solid-state microwave devices in radar systems are compared. The problems of AESA exploiting in real jamming context are pointed out, which implies very strong requirements to AESA module's dynamic range. The prospects of radar applications of vacuum microwave devices are being demonstrated to depend not only on the progress in their performances but also on technical level of fast high-power phase-shifters. It is noted that new opportunities of mass and dimensions decreasing of microwave tubes are arising due to increase in output power of solid-state amplifiers.*

Keywords: *AESA, GaN transistor, phase shifter, MEMS, TWT, klystron.*

О радиолокационных применениях полупроводниковых и вакуумных СВЧ приборов

Борисов А.А., Галдецкий А.В., Щербаков С.В.
АО «НПП «Исток» им. Шокина»
Фрязино,141190, Россия
galdetskiy@istokmw.ru

Аннотация: *Проведено сравнение технических характеристик и возможностей применения вакуумных и полупроводниковых СВЧ приборов в радарных системах. Указано, что для реализации потенциала АФАР в помеховой обстановке необходимо обеспечить очень жесткие (трудновыполнимые) требования к динамическому диапазону модулей АФАР. Показано, что перспективы использования вакуумных СВЧ приборов в радиолокации зависят не только от прогресса в их характеристиках, но и от уровня развития быстродействующих мощных фазовращателей. Отмечаются возможности ослабления требований к усилению и понижения массогабаритных показателей вакуумных приборов благодаря повышению выходной мощности твердотельных усилителей.*

Ключевые слова: АФАР, GaN транзистор, фазовращатель, MEMS, ЛБВ, клистрон.

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

1. Введение

В последние годы в радиолокации и телекоммуникациях впечатляющий прогресс демонстрируют твердотельные приборы на основе GaN. Например, одиночный GaN транзистор достиг уровня мощности 300 Вт в X-диапазоне при кпд по добавленной мощности 37% и полосе полоса 16% [1]. Комбинация приборов такого класса с концепцией суммирования мощности в пространстве (АФАР) обещает создание радара сантиметрового диапазона вполне конкурентоспособного по уровню мощности с системами на основе ЛБВ или клистронов. В качестве примера можно привести обсуждение радара дальнего обнаружения Space Fence [2], который должен содержать 36000 передающих модулей общей мощностью 2.69 МВт (средняя мощность 0.81 МВт) в S-диапазоне.

В США GaN приборы прошли сертификацию для промышленных и военных применений.

В результате может сложиться впечатление, что эпоха вакуумных приборов в радиолокации проходит и твердотельные АФАР способны вытеснить пассивные ФАР на основе ЭВП из радарных приложений в сантиметровом диапазоне

Цель данной работы – указать на некоторые проблемы использования твердотельных АФАР и на актуальность разработки быстродействующих фазовращателей для ФАР, что позволит успешно конкурировать ФАР на основе электровакуумных приборов (ЭВП)

2. Параметры вакуумных приборов

Выбор вакуумного прибора для радара всегда диктуется набором компромиссов и ограничений: требуемая выходная мощность и имеющаяся мощность источника питания, допустимые масса и габариты, требуемая частота и полоса частот, допустимый уровень фазовых шумов, допустимое напряжение питания (в том числе исходя из высотности применения) и его качество, технологичность, надежность и др. По этой причине разрабатываются лампы с уникальным **комплексом** параметров, каждый из которых не является рекордным.

Для радара всегда требуется усилитель, а не генератор (кроме самых простых систем).

На практике в основном применяются ЛБВ и многолучевые клистроны (реже магнетроны - для морских применений где важна низковольтность). Типичные характеристики многолучевых клистронов показаны в Таблице 1.

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

Табл. 1. Характеристики многолучевых клистронов для радарных применений.

Table 1. Performances of multibeam klystrons for radar applications

Диапазон	Рвых имп, кВт	Рвых сред, кВт	Полоса, %	Uкат, кВ	Uмод, кВ
X	120	≥6	2	21–23	6–6,5
C	90	≥15	4,5	14	3,5
	200	≥11	3,2	21-24	4,5–5,5
	200	≥11	6,3	21-24	4,5–5,5
	600	≥12	3,6	31-34	6,5–7
S	700	12	10	31-33	5,5

Исходя из имеющихся данных по разработанным и применяемым ЛБВ и клистронам можно представить область их применения в координатах частота-мощность (Рис. 1)

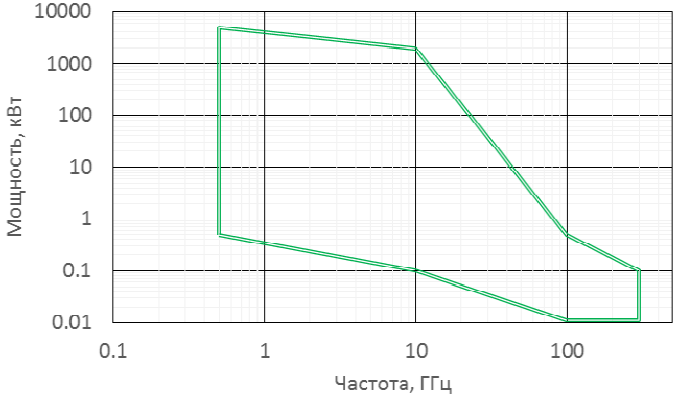


Рис. 1. Область достижимых мощностей клистронов и ЛБВ для радарных применений

Fig. 1. Achievable powers of TWT and klystrons for radar applications

3. Перспективы радарных применений полупроводниковых приборов

Наиболее обещающим типом твердотельных приборов в обозримой перспективе являются приборы на основе нитрида галлия (Рис. 2)

Очевидно, что на частотах 100 ГГц и выше наблюдается провал в выходной мощности более чем на 20 дБ, и в этих диапазонах вакуумные приборы определенно имеют преимущество. В сантиметровом диапазоне имеет место острая конкуренция. В частности впечатляющими являются параметры экспериментальных внутрисогласованных транзисторов компании Sumitomo (Табл. 2) [1]:

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

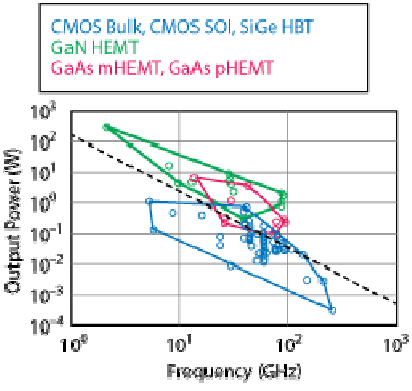


Рис. 2. Область достижимых мощностей полупроводниковых приборов [3]

Fig. 2. Achievable powers of solid-state devices [3]

Табл. 2. Параметры экспериментальных GaN транзисторов компании Sumitomo.

Table 2. Performances of experimental GaN transistors from Sumitomo

Параметр	Значение
Напряжение стока, В	65
Длительность импульса, мкс	100
Скважность	10
Диапазон частот, ГГц	8.5-10
Мощность насыщения, Вт	310
Усиление, дБ	10
КПД, %	37

С учетом возможности суммирования в пространстве мощностей от 10^3-10^4 излучателей это обещает весьма высокие параметры радара.

4. Быстродействие фазированных решеток

Важной характеристикой радара является скорость управления лучом, которая определяет количество одновременно обслуживаемых целей. В радаре на основе вакуумного прибора управление лучом, как правило, выполняется с помощью ферритовых фазовращателей. Это уникальные приборы сочетающие возможность пропускания высокой мощности и малые СВЧ потери. Однако характерные времена переключения таких фазовращателей составляют десятки микросекунд, что связано с инерционностью установления токов подмагничивания в обмотках. В активных твердотельных решетках времена переключения определяются транзисторными ключами и составляют единицы и десятки наносекунд. Таким образом, твердотельные радары в принципе могут одновременно обраба-

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

тывать значительно большее число задач, чем локаторы на основе пассивных ФАР с вакуумными приборами (если это не ограничивается цифровой частью системы). Это заставляет мириться с тем, что радары на основе АФАР значительно дороже чем радары на основе вакуумных приборов с пассивной ФАР.

Поэтому ключевой возможностью несимметричного ответа на вызов АФАР и сохранения конкурентоспособности вакуумных приборов в радарах сантиметрового диапазона является разработка быстрых, мощных фазовращателей с малыми потерями. Наиболее вероятными кандидатами на эту роль могут быть фазовращатели на основе MEMS ключей [4-6] (быстродействие ~5 мкс) и сегнетоэлектрические фазовращатели [7, 8] (время переключения единицы-десятки наносекунд).

5. Быстрые фазовращатели – ключевой компонент для ФАР на основе ЭВП

Рассмотрим физические ограничения и компромиссы, возникающие при разработке сегнетоэлектрических фазовращателей. Они обладают высоким быстродействием, малыми потерями, высокой пропускаемой СВЧ мощностью, малой мощностью управления, простой конструкцией и низкой стоимостью, потенциалом продвижения в миллиметровый диапазон. Основной их недостаток – сильная температурная зависимость параметров. Однако имеются возможности компенсации этой зависимости путем подбора материалов в многослойной конструкции подложки. Гистерезис в характеристике управления может быть учтен в цифровой части системы управления лучом (к тому же он минимизируется в конструкции дискретного фазовращателя). В традиционной конструкции низковольтное управление достигается при уменьшении расстояния между управляющим электродами, однако это приводит к уменьшению пропускаемой СВЧ мощности и увеличению омических потерь в электродах (Рис. 3а).

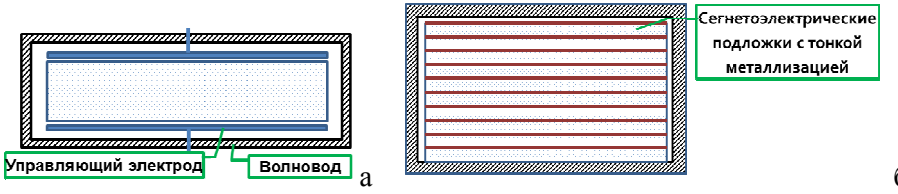


Рис. 3. а – традиционная конструкция фазовращателя, б – многослойная конструкция
Fig. 3. a – conventional design of phaseshifter, b – multilayer design

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

Аналоговое управление фазой (временем задержки) сигнала приводит к преобразованию шумов схемы управления в фазовые шумы СВЧ сигнала, а также требует высокой линейности высоковольтных АЦП и влечет за собой необходимость компромисса между быстродействием цепей управления и малым энергопотреблением.

Из-за указанных выше недостатков представляется разумным использовать фазовращатель с набором большого числа тонких сегнетоэлектрических слоев, что позволит обеспечить высокую пропускаемую мощность и низковольтное управление (Рис. 3б). Омические потери в электродах могут быть кардинально понижены при использовании низкоомных электродов с толщиной много меньше глубины скин-слоя.

Использование дискретного фазовращателя, имеющего набор секций с фиксированными фазовыми сдвигами (и фиксированными управляющими напряжениями), ослабит проблемы с быстродействием, мощностью управления, фазовыми шумами.

6. Работа АФАР в условиях помех

Существенной особенностью АФАР является отсутствие частотной и пространственной избирательности каждого отдельного элемента АФАР, поскольку каждый приемный модуль принимает все сигналы помех со всей полусферы, а диаграмма направленности решетки формируется после цепей суммирования (Рис. 4б). Рассмотрим требования к линейности приемного тракта модуля АФАР (Рис. 4а).

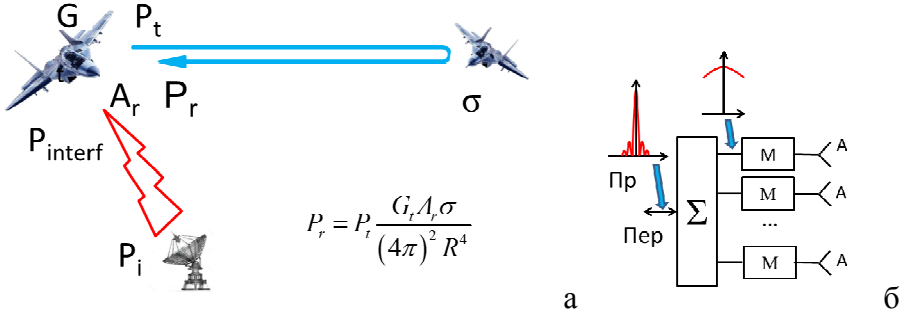


Рис. 4. а – схема работы АФАР в присутствии помехи, б – формирование диаграммы направленности модуля и системы в целом

Fig. 4. a – operation of AESA at interference influence, b – formation of directivity of each module and total system.

При типичных параметрах: мощность передатчика P_t = 10 кВт, коэффициент усиления антенны передатчика G_t = 30 дБ, дальность до цели

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

R = 300 км, площадь антенны приемника $A_r = 1$ м^2, ЭПР цели $\sigma = 1$ м^2, импульсная мощность помехи $P_i = 1$ кВт, расстояние до источника помехи $R_i = 5$ км получаем отношение мощности полезного сигнала к мощности помехи -105 дБ, что требует динамического диапазона приемного тракта модуля не менее 110 дБ. Для более сложных условий (stealth-цель, расстояние до источника помехи 3 км) требования к динамическому диапазону возрастают до 125 дБ, что является непростой задачей. Таким образом, радар с АФАР имеет повышенную уязвимость для мер противодействия и помех. В отличие от АФАР пассивные входные фазовращатели ФАР (пропускающие сигнал передатчика) имеют очень высокий динамический диапазон. Это обеспечивает реализацию узкой диаграммы направленности в последующем усилительном тракте и дополнительное подавление мешающих сигналов на 25-30 дБ за счет малого уровня боковых лепестков диаграммы направленности решетки.

7. Примеры кооперации вакуумных и твердотельных приборов

Данная проблема тесно связана с задачей защиты радиолокационного приемника. В АФАР полупроводниковые защитные устройства не очень эффективны, в частности по времени восстановления после воздействия помехи. В противоположность этому одиночный приемник в пассивной ФАР, не имеющий столь жестких ограничений по массогабаритным показателям, может быть эффективно защищен вакуумным прибором на циклотронном резонансе ЦЗУ [9, 10] – выдающимся прибором для радиолокационных применений (Табл. 3).

Табл. 3. Характеристики циклотронных защитных устройств, выпускаемых «Истоком».

Table 3. Performances of cyclotron wave protectors from JS Istok

	Частоты, ГГц	Полоса частот, %	КШ, дБ	Усиление, дБ	Максимальная входная мощность		Время восстановления, нс	Уровень ограничения, дБ
					имп, кВт	сред., Вт		
ЦЗУ	0,7...40	2...15	-	-0,5... -1,0	1...200	200... 2000	10...30	40...90
ЦЗУ+ МШУ	0,7...15	5...15	1,5-4	20..30	10...200	300... 2000	10...30	100...130

Имеются и другие примеры удачной кооперации вакуумных и твердотельных приборов СВЧ. Возрастание выходной мощности полупроводниковой усилительной цепочки дает возможность понизить требования к коэффициенту усиления вакуумного прибора, что в свою очередь дает возможность снизить его массо-габаритные показатели. Примером может служить широкополосная ЛБВ с низким усилением (бустер), которая яв-

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

ляется основой мощных СВЧ модулей (Microwave Power Module – MPM) – мощных усилителей, которые производятся не под конкретную систему, а для широкого использования в различных системах. Такая концепция компоненты-с-полки (COTS) позволяет значительно понизить стоимость и сроки разработки новых радиолокационных систем.

8. Заключение

Благодаря значительному прогрессу в развитии GaN приборов замена вакуумных радаров на твердотельные привлекает всеобщее внимание. В сантиметровом диапазоне они способны конкурировать с радарами на основе пассивных ФАР и ЭВП. В частности лампы с уровнем мощности в сотни ватт по-видимому будут вытесняться твердотельными усилителями. Одно из основных преимуществ твердотельных АФАР – высокое быстродействие управления лучом. Однако их стоимость очень велика, и они могут иметь серьезные проблемы при работе в условиях помех. В миллиметровых диапазонах радары на основе ЭВП имеют заметное преимущество по уровню мощности. Перспективы радарного применения вакуумных приборов в сантиметровом диапазоне зависят не только от параметров ламп, но и от характеристик системы управления лучом. Поэтому актуальной является задача разработки мощных, быстродействующих фазовращателей. Это позволит создавать недорогие радары с высоким уровнем параметров как разумную альтернативу АФАР.

Список литературы

[1] Kikuchi K., Nishihara M., Yamamoto H. et al, An X-Band 300-Watt Class High Power GaN HEMT Amplifier for Radar Applications // SEI Technical Review, 2015, V. 81, P. 40-44.

[2] Gallagher J., Haimerl J. A., Higgins T. and Gruber M., Space Fence Radar Leverages Power of GaN // Microwave journal, 2016, V. 8, P. S6-S10.

[3] Andersson K., Gustafsson D. and Hansryd J. GaN Powers Microwave Point-to-Point Radios // Microwave journal, 2017, V. 2, P. 22-34

[4]Nordquist C.D., Dyck W., Kraus M. et al. A DC to 10-GHz 6-b RF MEMS time delay circuit // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2006. V. 16. № 5. P. 305-307.

[5] Maciel J.J., Slocum J.F., Smith J.K. et al. MEMS Electronically Steerable Antennas for Fire Control Radars // in 2007 IEEE Radar Conference, 2007, P. 677-682.

[6] Косьмин Д.М., Котельников И.В., Осадчий В.Н., Лучинин В.В., Козырев А.Б. Фазовращатели для связных фазированных антенных решеток диапазона частот 2 ÷ 30 ГГц // Всероссийская конференция Микроэлектроника СВЧ. Санкт-Петербург. СПбГЭТУ. 4-7 июня 2012. Сборник трудов Т. 2, С. 102-105.

[7] Kozyrev A.B., Osadchy V.N., Pavlov A.S. et al. 30 GHz steerable beam antenna based on ferroelectric phase shifters. // Proc. of Progress In Electromagnetics Research Symposium, July 5-14, 2000, V. 1, P. 48

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

[8] Kazakov S., Shchelkunov S., Yakovlev V. et al, Fast High-Power Microwave Ferroelectric Phase Shifters for Accelerator Application // AIP Conference Proceedings, 2009, V. 1086, P. 477-482.

[9] V. Vanke, V. Lopukhin and V. Savvin, Supernoiseess Cyclotron-wave Amplifiers // Soviet Physics Uspekhi, 1970, V. 12(6), P. 743-755.

[10] Budzinsky Y.A., Kantyuk S.P. A new class of self-protecting low-noise microwave amplifiers // in 1993 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1993, V.2, P. 1123-1125.

References

[1] Kikuchi K., Nishihara M., Yamamoto H. et al, An X-Band 300-Watt Class High Power GaN HEMT Amplifier for Radar Applications // SEI Technical Review, 2015, V. 81, P. 40-44.

[2] Gallagher J., Haimerl J. A., Higgins T. and Gruber M., Space Fence Radar Leverages Power of GaN // Microwave journal, 2016, V. 8, P. S6-S10.

[3] Andersson K., Gustafsson D. and Hansryd J. GaN Powers Microwave Point-to-Point Radios // Microwave journal, 2017, V. 2, P. 22-34

[4] Nordquist C.D., Dyck W., Kraus M. et al. A DC to 10-GHz 6-b RF MEMS time delay circuit // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2006. V. 16. № 5. P. 305-307.

[5] Maciel J.J., Slocum J.F., Smith J.K. et al. MEMS Electronically Steerable Antennas for Fire Control Radars // in 2007 IEEE Radar Conference, 2007, P. 677-682.

[6] Kosmin D.M., Kotelnikov I.V., Osadchy V.N. et al. [Phaseshifters for communication phased arrays in frequency bands 2÷30 GHz] // in All-Russian conference Microwave microelectronics. S-Petersburg. LETI, June 4-7 2012. Digest V. 2, P. 102-105 (In Russian).

[7] Kozyrev A.B., Osadchy V.N., Pavlov A.S. et al. 30 GHz steerable beam antenna based on ferroelectric phase shifters. // Proc. of Progress In Electromagnetics Research Symposium, July 5-14, 2000, V. 1, P. 48

[8] Kazakov S., Shchelkunov S., Yakovlev V. et al, Fast High-Power Microwave Ferroelectric Phase Shifters for Accelerator Application // AIP Conference Proceedings, 2009, V. 1086, P. 477-482.

[9] V. Vanke, V. Lopukhin and V. Savvin, Supernoiseess Cyclotron-wave Amplifiers // Soviet Physics Uspekhi, 1970, V. 12(6), P. 743-755.

[10] Budzinsky Y.A., Kantyuk S.P. A new class of self-protecting low-noise microwave amplifiers // in 1993 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1993, V.2, P. 1123-1125.

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

Syntactic foams with specified characteristics. Perspective materials of ultrafast components and devices of electronic equipment, communication system

Oreshko V.V
Closed Joint-Stock Company «VEI-Termoelektro»,
Moscow, 111250, Russian Federation
oreshko_v@bk.ru
Systems Resources Ltd.,
Moscow, 141070, Russian Federation

Abstract: *Historical reference and mathematical and physical model of syntactic foam (SF) are presented. It is composite material with specified characteristics. A review of the components for binders and microspheres for microwave syntactic foams is conducted. Powder technology for the production of microwave dielectrics, sheet materials and complex products based on SF with a thermoplastic polymer matrix is described. The actuality, technical and economic perspectives of the use of SF plastics in the tasks of restoring the domestic technology for the production of the basic range of microwave frequency dielectrics, import substitution and the export of environmentally friendly powder technologies for the production of microwave insulators are discussed.*

Keywords: *microwave dielectric, microspheres, ball packing, polymer matrix, thermoplastic polymers – powders, modifiers, import substitution.*

Синтактные пены с задаваемыми характеристиками. Перспективные материалы сверхбыстродействующих компонентов и устройств радиоэлектронной аппаратуры, систем связи

Орешко В.В
ЗАО «ВЭИ-Термоэлектро», г. Москва, 111250, Российская Федерация
oreshko_v@bk.ru
НПП «Системные Ресурсы»,

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

г. Москва, 141070, Российская Федерация

Аннотация: *Историческая справка. Представлены математическая и физическая модели синтактной пены (СП) - композита с задаваемыми характеристиками. Приведен обзор компонентов - связующих и микросфер для СВЧ СП. Описана порошковая технология производства СВЧ диэлектриков, листовых материалов и изделий сложной формы на основе СП с термопластичной полимерной матрицей. Обсуждается актуальность, техническая и экономическая перспективы использования СП в задачах восстановления отечественной технологии производства базового ряда СВЧ диэлектриков, замещения импорта, экспорта экологически чистой порошковой технологии производства СВЧ диэлектриков.*

Ключевые слова: СВЧ диэлектрики, микросферы, упаковка шаров, полимерная матрица, термопластичные полимеры – порошки, модификаторы, замещение импорта.

1. Введение

Журнал «Электроника» в №4, 2004г. опубликовал статью заслуженного технолога России д.т.н., профессора А.М. Медведева с обнадежившим многих специалистов названием: «Российское производство печатных плат на подъёме». До «подъёма» было разрушено производство исходных отечественных электрорадиотехнических материалов на втором по объёму производства в Европе заводе «Молдавизолит», прекратились стройки заводов «Изолит» в Петропавловске (Казахстан) и Оше (Киргизия), закончилось производство медной фольги и бескислородной меди. Практически прекратилось к этому времени и отечественное производство СВЧ печатных плат, о чем в № 2 этого же журнала за 2004 г. в статье «Печатный монтаж - задача государственная» говорил д.т.н., профессор Ф. П. Галецкий - ведущий специалист печатного монтажа, заведующий лабораторией и разработчик печатных плат для сверхбыстродействующих ЭЦВМ НИИ ТМ и ВТ АН СССР. Для специалистов по производству СВЧ материалов, СВЧ печатных плат, компонентов и изделий эта статья была огоньком надежды на возрождение отечественных технологий, разрушенных в 90-е.

В разделе «О финансировании развития производства» А.М. Медведев цитирует бывшего тогда министром финансов РФ А. Кудрина: «Денег в России много, проектов нет». Сегодня объем импортируемых в РФ, фольгированных и нефольгированных СВЧ диэлектриков производства США, Германии, Канады, Японии, Китая по данным ТН ВЭД №№

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

3921190000 на 2014 г. составил примерно 0,7-1,1 млрд. долларов США. В каком положении сегодня оказываются предложения по развитию отечественной стратегически важной области производства СВЧ диэлектриков, в докладе показано на примере инновационной технологии СВЧ диэлектрики – синтактные пены.

Развитие техники высоких, сверхвысоких и оптических частот, сопровождалось разработкой новых материалов. Прикладные проекты в области техники связи, требования миниатюризации РЭА ставили перед учеными, разработчиками устройств задачи, которым, по своим базовым характеристикам, традиционные отечественные электрорадиотехнические материалы не отвечали. Импорт зарубежных СВЧ диэлектриков «налажен» не был. В полном соответствии с логикой и государственными интересами в этой области в 1985 г. была принята государственная программа «Применение полимерных материалов в СВЧ –технике». Руководствуясь программой, секция прикладных проблем АН СССР направила профильным организациям, НИИ и вузам тематическую карту НИР 245/86: «Диэлектрик» с задачей: «Исследование инженерных путей получения СВЧ материалов с заданными свойствами и размерами». ТЗ НИР ставило цели разработать:

– СВЧ диэлектрик (в т.ч. фольгированный) с задаваемыми характеристиками;

– технологию и оборудование для его производства;

– методы контроля технологического процесса и характеристик материала.

Техническое задание особо выделяло требование по значениям базовых характеристик СВЧ диэлектрика: относительной диэлектрической проницаемости и тангенсу угла диэлектрических потерь в диапазоне частот до 10 ГГц: $\acute{\varepsilon} \leq 2.0$, $tg\ \delta \leq 5x10\text{-}4$.

Выполнение НИР 245/86 приняла кафедра «Химии, электрорадиотехнических материалов и конструирования» (заведующий кафедрой проф. С.А. Яманов) Московского электротехнического института связи (МЭИС). Научным руководителем и ответственным исполнителем был утвержден автор этого доклада.

В совокупности, требования ТЗ по $\acute{\varepsilon}$, $tg\ \delta$, плотности материала (в т.ч. металлизированного), металлизации поверхности и отверстий исключали возможность применения каких-либо известных отечественных и зарубежных СВЧ диэлектриков. Так, материалы на основе фторопласта не отвечали условию $\acute{\varepsilon} < 2{,}0$, требованию «безопасности продуктов термического разложения», ограничению по плотности материала $Q \leq 1{,}5$. Предва-

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

рительный анализ, расчеты и модели показывали, что это должен быть СВЧ композит – синтактная пена.

Синтактные пены – это композиты, в которых связующее вещество наполнено полностью изолированными газоструктурными элементами (ГСЭ) - микросферами диаметром D, внутренним диаметром d и толщиной стенки сферы $h = D - d$.

2. Микросферы СВЧ синтактных пен

Шары и сферы, как элементы конструкций, всегда привлекали внимание математиков, физиков, механиков и конструкторов. Решались задачи плотной упаковки равновеликих шаров, заполнения объёма шарами равного диаметра и фракциями шаров разного диаметра. Исследовались механические характеристики: прочность жестких сфер в вязкоупругой среде, механическая прочность при точечной нагрузке, модели поляризации шара и «шара с дыркой» в постоянном и переменном электрическом поле. Сфера (микросфера), в классической модели, рассматривается как «однородная изотропная изолированная сферическая частица, надежно связанная с изотропной твёрдой матрицей, находящаяся в состоянии однородного одноосного напряжения для всех точек, удалённых от частицы». Эта модель остаётся базовой, после её опубликования J.N. Goodier в J. Appl. Mech. в 1933г. [1].

Как можно видеть, химический состав и структура оболочки, размеры и геометрические характеристики микросфер (*D, d, h*), упаковка, плотность и регулярность расположения, коэффициент заполнения микросферами объёма *Кзо* и характеристики связующего являются основными регуляторами задаваемых характеристик СП. Сегодня, производство микросфер различного химического состава (оболочки) и размеров достаточно развито. Безусловным пионером технологии производства в СССР (с 60-х годах) и сегодня в РФ остается НПО «Стеклопластик» (пос. Андреевка Московской области). Есть и другие отечественные и зарубежные производители как дешевых технических - боро и алюмосиликатных микросфер, так и дорогих - кварцевых и корундовых. Применение тех или других композиций в технологии СВЧ СП определяется на стадии моделирования СП, расчета задаваемых характеристик, контролируемых результатами испытаний опытных образцов. Характеристики микросфер некоторых производителей приведены ниже.

Характеристики полых корундовых микросфер ООО «КИТ- Строй» (СПб): оксид алюминия Al_2O_3 (корунд); химическая чистота – 99,6%; сфе-

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

рическая форма; размер микросфер 5-180 мкм; насыпная плотность – 0.8-2.0; огнеупорность – 17 000ºС; прочность при сухом сжатии до 120 МПа; теплопроводность – 0.1-3 Вт/(м·К).

Табл. 1. Микросферы НПО «Стеклопластик»

Table 1. Microspheres developed by «NPO Stekloplastic»

Марка	Группа	Истинная плотность, г/см^3	Мин. прочность (10% уровень разрушения в воде), МПа**	Макс. влажность, масс.%	Мин. плавучесть, об.%	Содержание аппрета, масс. %	Диаметр, мкм ***		
							*** * D90	*** * D50	*** * D10
МС-В	1Л	0,18-0,22	1,5	0,5	95	-	144	78	42
	2Л	0,23-0,27	2,0	0,5	95	-	131	75	38
	3Л	0,28-0,30	3,0	0,5	95	-	138	83	28
МС-ВП МС-ВП-А9*	1Л	0,21-0,25	3,0	0,3	95	0,10-0,35	109	72	40
	2Л	0,21-0.25	5,0	0,3	97	0,10-0,35	115	68	38
	2	0,26-0,32	6,0	0.3	97	0,10-0,35	104	64	34
	3	0,27-0,31	8,0	0,3	97	0,15-0,35	112	60	31
	4	0,28-0.32	11,5	0.3	97	0,10-0.35	75	51	36
	5	0.37-0,42	15,0	0,3	97	0,10-0.35	100	58	30

* – микросферы аппретированы аминопропилтриэтоксиланом; ** – методика по ТУ 6-48-91-92.4; ***– типичные значения; ****– максимальный размер частиц для фракции, содержащей соответственно 90, 50 и 10% масс. микросфер на интегральной кривой полного прохода.

Для использования микросфер в технологии производства базового ряда СВЧ диэлектриков все они должны проходить дополнительный технологический цикл «обогащения», обеспечивающий задаваемые конечные характеристики диэлектрика. Сюда входят операции модифицирования, фракционирования по размерам и плотности, а в случаях применения полифракций - предварительного фракционирования и смешения фракций в соотношениях, определённых расчётом базовых или приоритетных характеристик диэлектрика (*έ, tg δ*, теплостойкость, теплопроводность, радиационная стойкость, радиопрозрачность, светостойкость, механическая прочность, плотность, негорючесть и др.), приоритет которых определяется конструктором изделия. При этом, применяются способы «обогащения»: флотация, аэрофракционирование, высокотемпературная вакуумная

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

сушка, модификация. Упаковки микросфер разного состава, плотности, прочности, размера вскрываются и подвергаются технологическим операциям: обогащения и фракционирования. Микросферы ведут себя как активные, «летучие» порошки и работа с ними требует помещения, отвечающего условиям гермозоны.

3. Термопластичные связующие СВЧ СП

На этапе проработки состава СВЧ диэлектрика – СП с термопластичной полимерной матрицей по теме «Диэлектрик» рассматривался широкий спектр отечественных разработок высокомолекулярных соединений - высокотемпературных термопластов с высокой адгезией к металлам, медной фольге, стёклам, керамике. Как показали результаты измерений на опытных образцах, у высоко (предельно) наполненных СП электрофизические характеристики высоконаполненных полимеров - СП существенно определяются технологией формирования СП на всех этапах подготовки компонентов и формирования СП - изделия, средой, температурным и временным режимами, давления при формовании.

Среди термопластов, характеристики которых потенциально отвечали требованиям СВЧ связующего СВЧ СП, порошковой технологии СП, доступных в промышленных объёмах, рассматривались: полифениленоксид (ПФО), полистирол (ПС) и его производные, поли-1-4-метилпентен (темплен) и фторопласт Ф4-МБ. По совокупности характеристик, в процессе лабораторных испытаний, в качестве полимера-связующего наилучшие характеристики покали образцы СП со связующим Арилокс – 100, $\acute{\varepsilon} = 2{,}7$, $tg\ \delta = 6\text{x}10^{-4}$ (1 МГц), с температурой стеклования T_c =1800С, разработанный в КНПО «Карболит» под общим руководством к.х.н. Б.И. Юдкина. Этот композит высокомолекулярных соединений был принят как связующее базового ряда СВЧ диэлектриков на основе СП, а опытное производство было организовано на 2-х площадках: на заводе «Молдавизолит» г. Тирасполь и в ИТМ и ВТ АН СССР в г. Москве.

4. Технология производства СВЧ диэлектриков – СП

Существует два известных подхода трактовки свойств и явлений, происходящих в твердых веществах, формирующихся в природе: макроскопический или феноменологический и микроскопический или атомистический. Они показывают, что переход между агрегатными состояниями сопровождается изменением свободной энергии:

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

$F = U - TS$, где U - внутренняя энергия, T – температура;

$S = q / T$ – энтропия (связана с теплом).

В макроскопическом подходе характерна трактовка твердого тела как сплошной среды без детализации его внутреннего строения. Такая трактовка принята в дисциплине «сопротивление материалов» и механике статистических систем.

В микроскопическом подходе описание и объяснение свойств твердых тел основано на законах взаимодействия составляющих его частиц, т.е. на атомном уровне. В этом подходе и реализуется цепочка: структура – свойство. Микроскопический подход, на сегодня, является единственным строго научным подходом к интерпретации свойств и явлений в твердых телах.

Эти общеизвестные понятия приведены здесь для объяснения неудач в известных попытках некоторых организаций воспроизвести технологию производства СВЧ СП - типономиналов «Брикора» на площадках Таганрога, Ростова на Дону и др. Ошибки (невоспроизводимость характеристик) заложены в непрофессиональном подходе к подготовке исходных компонентов, смешению и прессованию на позициях макроскопического подхода формирования композита, что было проще и традиционно отработано в открытой технологии производства материалов ряда «Флан», где 2 статистические системы - навески порошков – частицы наполнителя и связующего, близкие по массе смешивались в скоростных смесителях типа «пьяная бочка». В результате на выходе получали новую статистическую систему, недостаточно воспроизводимую, для материала миллиметрового и микрометрового диапазонов недостаточно однородную.

Технологический процесс производства СВЧ диэлектрика и изделия на основе СП начинается предварительным расчетом заданных базовых характеристик композита при известных значениях базовых характеристик микросфер и связующего по формулам Лихтенеккера преобразованным для композитов – СП:

$$ln\varepsilon' = V_{1-x} \ln \varepsilon'_n + V_x (1 - d^3 / D^3) \ln \varepsilon'_d;$$

$$\ln tg\delta^* = V_{1-x} \ln tg\delta_n + V_x (1 - d^3 / D^3) \ln tg\delta_d;$$

где: V_x и V_{1-x} - объёмные доли микросфер и полимера; ε'_n и ε'_d - относительная диэлектрическая проницаемость полимера и оболочки материала смесителя (МС); $tg\delta_n$ и $tg\delta_d$ - значения $tg\delta$ полимера и диэлектрика оболочки МС; ε' и $tg\delta^*$ - расчетные (задаваемые) базовые характеристики СП.

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

Модель структуры СВЧ СП (шаровая упаковка сфер в полимерной матрице) реализуется в свойство, если в процессе смешения порошков связующего и МС:

– обеспечить преобразование 2-х статистических смесей микросфер и частиц порошка полимера-связующего в организованную (расчетную) текстуру СП, близкую к физической модели, сформированной СП;

– сохранить (закрепить) полученную текстуру в таком состоянии до достижения температуры высокоэластического состояния полимера-связующего;

– программно (с учетом реологических характеристик, текучести СП) спрессовать организованную текстуру.

При соблюдении этих условий результирующим веществом будет СВЧ СП, воспроизводимая при повторении операций с теми же компонентами в такой же технологической последовательности.

Физическая модель СП и текстуры СП - шаровая упаковка сфер с «прикрепленными» к каждой сфере частицами полимера в равном количестве частиц на каждую сферу, была реализована разработкой конструкции смесителя и контролируемого способа смешения компонентов трибоэлектрического ряда: порошка полимера - материала смесителя, с возможностью контроля формирования текстуры СП максимально близкой к физической модели СП. Для подготовки запрессовки расчетные объемные (весовые) соотношения компонентов смешиваются в специальном (типа Гессера) смесителе до состояния организации текстуры СП - физического «трибоэлектрета» (8,9,10,) и в состоянии текстуры переносится в пресс-форму высокотемпературного вакуумного пресса с программным управлением для формирования конечного изделия методом горячего масштабного прессования (формования).

СВЧ диэлектрики СП по базовым характеристикам, изотропности, воспроизводимости и стабильности характеристик относят к прецизионному классу. Результаты технологии СВЧ диэлектриков на основе СП («Брикор») имели взрывной характер потребности в этих материалах у отечественных разработчиков СВЧ РЭА. Это свидетельствует о том, что отечественная технология и производство СВЧ диэлектриков на основе СП не забыты и востребованы. На площадке и оборудовании специальной лаборатории СВЧ МПП НИИ ТМ и ВТ были получены наиболее высокие значения базовых характеристик СВЧ СП диэлектриков, образцы СВЧ диэлектриков - СП, в т.ч. фольгированных, заготовки антенн, образцы с низким $\acute{\varepsilon}$=1,7 и высокими значениями $\acute{\varepsilon}$>10. Характеристики материалов подтверждались измерениями внешних организаций, публиковались в специ-

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

альных выпусках института «Электроника», НПП «ИСТОК», з-да «Молдавизолит».

Очевидные преимущества и возможности экологически чистой порошковой технологии СВЧ СП. Перспективны новые варианты порошковых композиций в технологии 3D для изготовления высокоскоростных многослойных печатных плат, теплостойких, рельефных плат, антенн, радиопрозрачных обтекателей и укрытий, производства изделий сложной геометрической формы, возможность практически полной автоматизации технологических операций.

5. Практические результаты

Результаты НИР «Диэлектрик» использовались при выполнении НИОКР: Многослойная сферическая линза Люнеберга «ПЕНА»; «Тальник - ПК»; «Тальник - 4»; «Удаль-МС»; «Бастион»; «Кедр-М».

Внедрены в производство з-да «Молдавизолит» пять типономиналов СВЧ СП: «Брикор»: СВЧ диэлектрика, фольгированного с 2-х сторон электролитической медной фольгой толщиной 5 (с протектором), 18 мкм, или 35 мкм и более толщиной 0.5;1,0;1,5;2,0;4,0;8,0 мм, размером 260х340 и 400х600.

Характеристики фольгированных материалов для подложек (6,7) высокоскоростных ПП СВЧ СП базового ряда «Брикор ФТ – 2,3»:

негорючий, изотропный облицованный с 2-х сторон (5, 18 или 35 мкм электролитической гальваностойкой медной фольгой) 1,0;1,5;2,0;4,0;8,0;

- диэлектрическая проницаемость, $\acute{\varepsilon}$ (10 ГГц) - 2,3;
- тангенс угла диэлектрических потерь $tg\ \delta$ (10 ГГц) - $5x10^{-4}$;
- температура размягчения по ВИКА, ºС - не менее 180;
- прочность на отслаивание фольги Н/мм, - не менее 1,2;
- уход линейных размеров после травления, %, - не более 0,2;
- плотность диэлектрика, г/см^3 - 1,5.

Другие СВЧ СП базового ряда «Брикор»: ФА-1,8; АА-2,0; АА-2,2; АА-2,4, где цифра в наименовании - это $\acute{\varepsilon}$ (10 ГГц).

Результаты НИР «Диэлектрик» могут послужить научно - техническим заделом для организации проектного финансирования восстановления отечественного производства СВЧ диэлектриков – СП, замещения импорта в области спецматериалов сверхбыстродействующих аналоговых и цифровых устройств систем техники связи, спецтехники. При этом, на оборудовании малотоннажного производства прецизионных СВЧ

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

диэлектриков – СП экономически целесообразна организация (побочного) производства:

– технических СП и изделий на их основе общетехнического и гражданского назначения, технических и строительных материалов и изделий;

– на основе композиций СП: связующих; порошков вторичной переработки резин, пластиков, наполнителей;

– полифракций алюмо и боросиликатных микросфер.

6. Заключение

Представлены: анализ состояния в области производства СВЧ диэлектриков для сверхбыстродействующих цифровых компонентов, устройств и систем, уровня зависимости от импорта СВЧ диэлектриков.

Обоснована актуальность задачи замещения импорта в режиме проектного финансирования с использованием задела - разработок отечественных технологий - на примере разработки композиций и производства СВЧ диэлектриков – «Синтактных пен с термопластичной полимерной матрицей».

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам НИР «Диэлектрик» и др. НИОКР в области разработки и производства отечественных диэлектриков для сверхбыстродействующих устройств - синтактных пен с термопластичной полимерной матрицей, изделий на их основе. Автор выражает признательность всем участникам разработки на разных этапах НИР «Диэлектрик», ОКР и внедрения результатов НИР в производство, а также инициаторам возрождения потерянных в 90-е конкурентоспособных отечественных технологий, благодарность НПП «Сетевые Ресурсы», лично д.ф.-м.н. Обухову И.А. за помощь в подготовке материала доклада.

Список литературы

[1] Goodier J.N. Concentration of stress around spherical and cylindrical inclusions and flaws// J.Appl.Mech.1933. No 55, P. 39-44.

[2] Ташлыков В.А., Клейнер В.И., Стоцкая Л.Л. Релаксационные переходы в поливинилциклогексане //Выскомолекулярные соединения,1972 т.(А) XIV, С. 432- 439.

[3] Берлин А.А., Шутов Ф.А. Упрочненные газонаполненные пластмассы//НИИТЭхим, 1977.

[4] Берлин А.А., Шутов Ф.А. Химия и технология газонаполненных высокополимеров// Наука, 1980.

[5] Бакнелл К.Б. Ударопрочные пластики//Химия,1981.

[6] Фольгированный диэлектрик «БРИКОР- ФТ»//инф. Сб. «Новости СВЧ техники», НПП «Исток», 11, №9,1994.

[7] Новый отечественный материал для СВЧ подложек//инф. Сб. «Новости СВЧ техники», НПП «Исток», 13-15, №3,1995.

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

[8] Патент: Барбара Э. Вильямс (US), Ян Харпур (GB), Грэхэм Херн (GB) Способ наведения электростатического заряда на порошки для использования таких порошков для изготовления покрытий B05D1 нанесение зернистых материалов// Энексус корпорейшн (US).

[9] Рыбников Ю.С,. Липаев С.М., Крашенинников А.И. и др. Кинетика накопления и рассасывания зарядов в органических и кремнийорганических материалах// Электроника органических материалов. Под ред. А.А. Овчинникова. Наука- 1985. М. с. 111-115.

[10] Рыбников Ю.С., Липаев С.М. Крашенинников А.И. и др. Трибоэлектретный эффект при трибоэлектризации порошковых лакокрасочных материалов// ЛКМ и их применение Химия, 1986, №3, С. 38-40.

[11] Галецкий Ф.П., Новиков А.А. Особенности разработки многослойных печатных плат для сверхбыстродействующих ЭЦВМ// ИТМ и ВТ АН СССР,1973.

[12] Галецкий Ф.П. Печатные платы быстродействующих устройств// ИНФОТЕХН, 1992, с.112.

References

[1] Goodier J.N. Concentration of stress around spherical and cylindrical inclusions and flaws// J.Appl.Mech.1933. No 55, P. 39-44.

[2] Tashlykov V. A., Kleiner V. I., Stotskaia L. L. [Relaxation transitions in polyvinylcyclohexane]. *Vyskomolekuliarnye soedineniia*, 1972 т.(A) XIV, P. 432- 439. (In Russian).

[3] Berlin A. A., Shutov F. A. [Reinforced gas-filled plastics]. *NIITEkhim*, 1977. (In Russian).

[4] Berlin A. A., Shutov F. A. [Chemistry and technology of gas-filled high polymers]. *Nauka*, 1980. (In Russian).

[5] Baknell K. B. [Impact-resistant plastics].*Khimiia*, 1981. (In Russian).

[6] [Foil dielectric "BRIKOR- FT"] *inf. Sb. Novosti SVCH tekhniki, NPP "Istok"* P. 11, №9, 1994. (In Russian).

[7] [New domestic material for microwave substrates] *inf. Sb. Novosti SVCH tekhniki, NPP "Istok",* P. 13-15, №3,1995. (In Russian).

[8] Patent: Barbara E. Viliams (US) Ian Kharpur (GB) Grekhem Khern (GB) [Method for directing electrostatic charge to powders for the use of such powders for coatings B05D1 application of granular materials] *Eneksus Corporation.* (In Russian).

[9] Rybnikov U. S., Lipaev S. M., Krasheninnikov A. I. [Kinetics of accumulation and resorption of charges in organic and silicone materials] *Elektronika organicheskikh materialov Pod red A A Ovchinnikova Nauka*- 1985 P. 111-115. (In Russian).

[10] Rybnikov U. S., Lipaev S. M., Krasheninnikov A. I. [Triboelectret effect for triboelectrization of powder coatings] *LKM i ikh primenenie Khimiia* 1986, №3, P. 38-40. (In Russian).

[11] Galetskii F. P., Novikov A. A. [Features of the development of multi-layer printed circuit boards for ultra-fast computers] *ITM i VT AN SSSR*, 1973. (In Russian).

[12] Galetskii F. P. [Printed circuit boards of high-speed devices] *INFO-TEKHN*, 1992, P. 112. (In Russian).

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

Low-dimensional transit-time diodes for terahertz generation and detection

Vyurkov V.V., Rudenko K.V., Lukichev V.F.
Institute of Physics and Technology of Russian Academy of Science,
Moscow, 117218, Russia
Moscow Institute of Physics and Technology (State University)
Moscow, 117303, Russia
vyurkov@ftian.ru

Abstract: *The review of existing possibilities for progress in a THz frequency range, both from optical devices, and from the side of electronic devices is carried out. We consider in detail our proposal on the use of low-dimensional transit-time diodes based on thin layers of silicon (2D) and on an array of silicon nanowires (1D) for the generation and detection of terahertz radiation. It is shown that the effect of variable injection in BARITT diodes with their low-dimensional implementation is significantly enhanced in comparison with bulk diode structures. This ensures generation even in the case of strong scattering of carriers in the structure.*

Keywords: *generation and detection of THz radiation, transit-time diodes, low-dimensional structures, "silicon-on-insulator", silicon nanowires.*

Низкоразмерные пролетные диоды для генерации и детектирования терагерцового излучения

Вьюрков В.В., Руденко К.В., Лукичев В.Ф.
Физико-технологический институт РАН,
Москва, 117218, Россия
Московский физико-технический институт (Государственный университет)
Москва, 117303, Россия
vyurkov@ftian.ru

Аннотация: *Проведен обзор существующих возможностей продвижения в терагерцовый диапазон частот, как со стороны оптических устройств, так и со стороны электронных устройств. Подробно рассматривается наше предложение по использованию низкоразмерных пролетных диодов на основе тонких слоев кремния (2D) и массива кремниевых нанопроводов (1D) для генерации и детектирования терагерцового излучения. Показано, что эффект переменной инжекции в*

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

BARITT-диодах при их низкоразмерном воплощении значительно усиливается по сравнению с трехмерными диодами. Это обеспечивает генерацию даже в случае сильного рассеяния носителей в структуре.

Ключевые слова: *генерация и детектирование терагерцового излучения, пролетные диоды, низкоразмерные структуры, «кремний на изоляторе», кремниевые нанопровода.*

1. Введение

Проведен обзор существующих возможностей продвижения в терагерцовый диапазон частот, как со стороны оптических устройств, так и со стороны электронных устройств. Как известно, именно в терагерцовом диапазоне частот существует экспоненциальный провал по мощности источников (рис. 1). Удивительное обстоятельство заключается в том, что для каждого источника причины такого провала являются своими особенными [1].

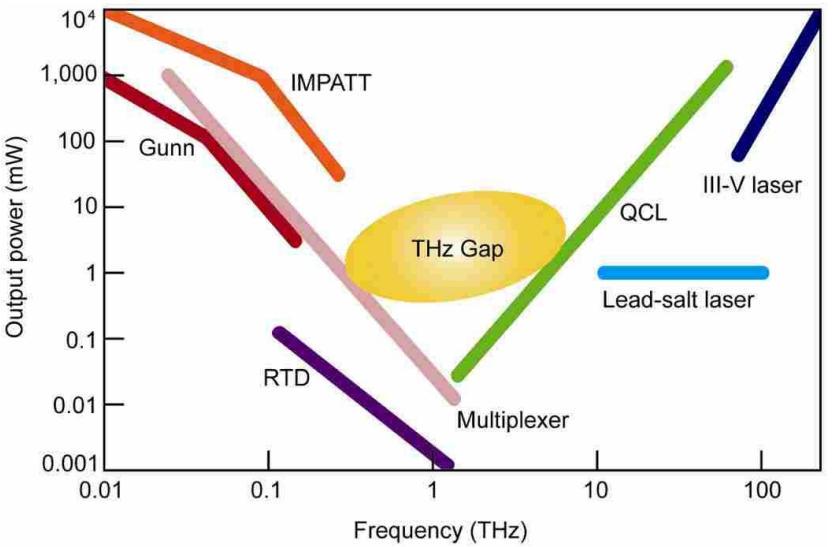


Рис. 1. Экспоненциальный провал по мощности источников в районе ТГц излучения.
Fig. 1. Exponential gap in output power in the THz range of frequencies.

В настоящей работе рассматривается наше предложение по использованию низкоразмерных твердотельных пролетных диодов на основе тонких слоев кремния (2D) и массива кремниевых нанопроводов (1D) для генерации и детектирования терагерцового излучения [2-5]. Показано, что эффект переменной инжекции в BARITT-диодах при их низкоразмерном

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

воплощении значительно усиливается по сравнению с трехмерными аналогами. Это обеспечивает генерацию даже в случае сильного рассеяния носителей в структуре.

Пониженная размерность приводит также к уменьшению выходной емкости, которая в объемных диодах препятствует выводу излучения наружу с помощью волновода или антенны (рис. 2).

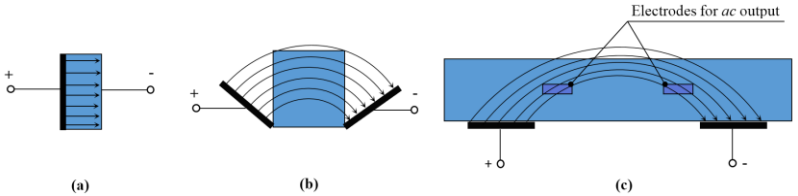


Рис. 2. Преобразование диода для снижения выходной емкости. Снятие возникающего переменного тока может осуществляться через дополнительные контакты (плавающие затворы).

Fig. 2. Transformation of the diode for the sake of lower output capacitance. The alternating current could be putout from additional electrodes (floating gates).

Для реализации прибора разработаны и продемонстрированы ключевые технологии, позволяющие сформировать низкоразмерные диодные структуры, сопряженные с антенной для вывода генерируемого терагерцового излучения (рис. 3) [6].

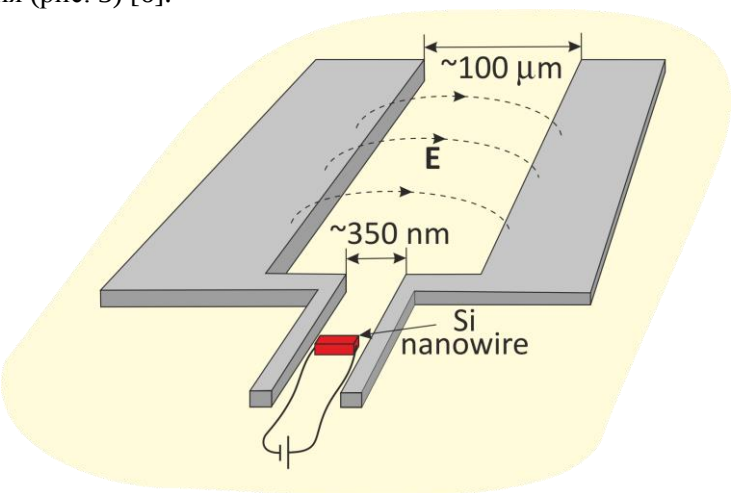


Рис. 3. Условный вид генерирующей структуры, например, массив кремниевых нанопроволок, вставленный в антенну или волновод.

Fig. 3. Schematic view of the generating structure, for example, an array of silicon nanowires inserted into antenna or waveguide.

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

2. Пролетные диоды

Ключевым свойством структуры для генерации излучения является наличие отрицательной проводимости (отрицательной реальной части импеданса) на частоте генерации. При этом вовсе не обязательно присутствие отрицательной дифференциальной проводимости на статических характеристиках диода, как это происходит в туннельных и резонансно-туннельных диодах.

В пролетных диодах отрицательная проводимость вызвана задержкой отклика тока на приложенное переменное напряжение, вызванное конечным временем пролета. Однако сложность задачи заключается в том, что только наличие задержки не может гарантировать отрицательную проводимость. Только определенный вид функции отклика на δ- или θ-импульс приложенного напряжения обусловливает отрицательную проводимость на определенных частотах.

Первыми пролетными диодами, которые использовали для генерации СВЧ излучения, были электронные лампы. В них реализовывался баллистический (без рассеяния) режим протекания тока. Одно из предложений получения ТГц генерации с помощью твердотельных низкоразмерных структур (а именно квантовых баллистических нитей на основе A_3B_5 гетероструктур) было выдвинуто в 1994 году [2]. Оказалось, что в них происходит возникновение отрицательной проводимости на ТГц частотах. Современное оборудование в производстве кремниевых структур также позволяет создавать низкоразмерные структуры, такие как тонкие пленки (2D) и массивы нанопроволок (1D).

К сожалению, отрицательная проводимость в твердотельных пролетных диодах носит пороговый характер по отношению к интенсивности рассеяния, что вполне аналогично возникновению порога генерации в оптических устройствах. Для появления отрицательной проводимости в диодах с диффузионным протеканием тока (в режиме сильного рассеяния) требуются дополнительные эффекты, такие как ударная ионизация в лавинно-пролётных диодах (IMPATT) [7] или переменная инжекция в BARITT диодах [8]. В данной работе мы рассматриваем совместное действие рассеяния и BARITT эффекта в кремниевых наноструктурах и демонстрируем возможность возникновения отрицательной проводимости на ТГц частотах даже в случае сильного рассеяния. Что касается IMPATT эффекта, то он приводит к снижению эффективности и возникновению гораздо более высокого уровня шума из-за хаотичности процесса ударной ионизации.

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

3. Аналитическая модель пролетного диода

В настоящей работе нами предлагается сравнительно простая модель BARITT-диодов, которая, однако, позволяет выявить основные условия для возникновения отрицательной проводимости.

К промежутку длиной L приложено переменное и постоянное, однородное в пространстве поле:

$$E(t) = E_0 + E_1 \sin(\omega t + \varphi), \quad (1)$$

где E_0 – напряженность постоянного поля, E_1 – напряженность переменного поля. Электроны влетают в канал только из левого контакта с близкой к нулю скоростью и произвольной фазе поля φ. Однонаправленная инжекция обусловлена неравенством

$$kT << eE_0L = eV_0. \quad (2)$$

Решается уравнение движения с учетом силы трения, обусловленной рассеянием:

$$m\frac{dv}{dt} = eE(t) - \frac{mv}{\tau}, \quad (3)$$

где τ – время рассеяния (релаксации импульса). В чистом кремнии при комнатной температуре $\tau \approx 10^{-12} s$.

Для BARITT-эффекта необходимо учесть изменение плотности инжектируемых частиц под влиянием приложенного переменного напряжения

$$n = n_0(1 + \alpha \frac{eV}{kT} \sin(\omega t + \varphi)), \quad (4)$$

где n_0 - плотность инжектируемых частиц с учетом постоянного напряжения. Формула (4) отражает термоэмиссионный характер инжекции. Максимальное значение параметра α равно единице. К нему можно приблизиться при введении дополнительного электрода (затвора) в структуру диода, т.е., фактически, превращения его в полевой транзистор. В диодной структуре вершина потенциального барьера находится посередине между контактами истока и стока, и значение параметра α равно 1/2.

Отметим, что в трехмерном диоде при весьма малом приложенном постоянном напряжении вершина потенциального барьера смещается к

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

контакту истока, при этом высота барьера начинает слабо зависеть от переменного поля. Именно это обстоятельство обусловливает малую мощность генерации в объемных BARITT-диодах.

Для расчета переменного тока во внешней цепи используется теорема Шокли-Рамо [9], которая была применена для решения данной задачи в работе [2]. Ток, наведенный отдельной частицей во внешней цепи равен

$$j(t) = \frac{e}{V_0} \int_0^L E_0(x) v(x,t) dx \,. \qquad (5)$$

Далее вычисляется поглощаемая энергия при пролете отдельной частицей промежутка между контактами и проводится усреднение по начальной фазе поля φ. Знак поглощаемой энергии указывает на наличие отрицательной или положительной проводимости.

Расчеты показывают, что BARITT-эффект обеспечивает отрицательную проводимость даже в случае сильного рассеяния, хотя ее абсолютная величина, естественно, убывает при увеличении интенсивности рассеяния.

4. Детектирование

Детектирование ТГц-излучения может быть произведено с помощью тех же структур, что и для генерации. Детектирование может быть основано на выпрямляющих свойствах диодов. В этом случае коэффициент выпрямления для термоэмиссионного тока по порядку величины равен $(eV/kT)^2$, где V- приложенное к структуре переменное (ТГц) напряжение. Для несимметричной структуры детектирование возможно и в отсутствие постоянного напряжения (фотовольтаический эффект).

5. Заключение

Показано, что наличие баллистического (без рассеяния) переноса достаточно само по себе для возникновения отрицательной проводимости на частотах порядка обратного времени пролета. При наличии рассеяния появление отрицательной проводимости имеет пороговый характер в зависимости от интенсивности рассеяния, как это происходит, например, в лазерах. Однако имеются эффекты, которые обусловливают возникновение отрицательной проводимости даже в случае сильного рассеяния. К ним относится ударная ионизация в IMPATT-диодах и переменная инжекция в BARITT-диодах. Первые обладают сильным шумом, вторые в трехмерном воплощении – малой мощностью из-за слабости эффекта. Анализ показы-

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

вает, что в предложенной нами структуре эффект переменной инжекции является сильным, что может обеспечить высокую эффективность преобразования постоянного тока в терагерцовые колебания.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проектов Российского фонда фундаментальных исследований №№ 17-07-00994, 16-29-09510, 16-29-03402), часть теоретической работы была также поддержана грантом Российского фонда научных исследований (РНФ) № 14-29-00277. Авторы также признательны Межведомственному суперкомпьютерному центру Российской академии наук (http://www.jscc.ru/eng/index.shtml).

Список литературы

[1] Dhillon S.S., Vitiello M.S., Linfield E.H. et al. The 2017 terahertz science and technology Roadmap (Topical Review) // J. Phys. D: Appl. Phys. 2017, V. 50. P. 043001.

[2] Fedichkin L. and V'yurkov V., "Quantum ballistic channel as an ultrahigh frequency generator," Appl. Phys. Lett. 64, 2535-2536 (1994).

[3] Pilgun A., Vyurkov V., Fedichkin L., Borzdov V., and Orlikovsky A., "Terahertz oscillations from nanowires," Int. Conf. Micro- and Nanoelectronics – 2012, Oct. 2012, Zvenigorod, Russia, Book of Abstracts P1-09 (2012).

[4] Vyurkov V., Svintsov D., Pilgun A., and Orlikovsky A.., "Nanowire transit-time diodes for terahertz generation," Proc. 4th Russia-Japan-USA Symposium on Fundamental & Applied Problems of Terahertz Devices & Technologies (RJUS TeraTech-2015), Chernogolovka, Russia, 58-59 (2015).

[5] R. Khabutdinov, I. Semenikhin, F. Davydov, V. Vyurkov, L. Fedichkin, K. Rudenko,A.V. Borzdov, V.M. Borzdov. Low-dimensional transit-time diodes for terahertz generation. Proc. SPIE, v. 10224, p. 102240M, 2016.

[6] Andrey V. Miakonkikh ; Andrey A. Tatarintsev ; Alexander E. Rogozhin and Konstantin V. Rudenko / "Technology for fabrication of sub-20 nm silicon planar nanowires array " // Proc. SPIE 10224, International Conference on Micro- and Nano-Electronics 2016, 102241V (December 30, 2016); doi:10.1117/12.2267112;

[7]. Tager A.S., "in Russian," Sov. Phys. Usp. 9, 892 (1967).

[8] Coleman D.J., Jr., "Transit-Time Oscillations in BARITT Diodes," J. Appl. Phys. 43, 1812-1818 (1972).

[9] Shockley W., "Currents to Conductors Induced by a Moving Point Charge," J. Appl. Phys., 9, 635-636 (1938).

References

[1] Dhillon S.S., Vitiello M.S., Linfield E.H. et al. The 2017 terahertz science and technology Roadmap (Topical Review) // J. Phys. D: Appl. Phys. 2017, V. 50. P. 043001.

[2] Fedichkin L. and V'yurkov V., "Quantum ballistic channel as an ultrahigh frequency generator," Appl. Phys. Lett. 64, 2535-2536 (1994).

[3] Pilgun A., Vyurkov V., Fedichkin L., Borzdov V., and Orlikovsky A., "Terahertz oscillations from nanowires," Int. Conf. Micro- and Nanoelectronics – 2012, Oct. 2012, Zvenigorod, Russia, Book of Abstracts P1-09 (2012).

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

[4] Vyurkov V., Svintsov D., Pilgun A., and Orlikovsky A.., “Nanowire transit-time diodes for terahertz generation,” Proc. 4th Russia-Japan-USA Symposium on Fundamental & Applied Problems of Terahertz Devices & Technologies (RJUS TeraTech-2015), Chernogolovka, Russia, 58-59 (2015).

[5] R. Khabutdinov, I. Semenikhin, F. Davydov, V. Vyurkov, L. Fedichkin, K. Rudenko, A.V. Borzdov, V.M. Borzdov. Low-dimensional transit-time diodes for terahertz generation. Proc. SPIE, v. 10224, p. 102240M, 2016.

[6] Andrey V. Miakonkikh ; Andrey A. Tatarintsev ; Alexander E. Rogozhin and Konstantin V. Rudenko / "Technology for fabrication of sub-20 nm silicon planar nanowires array " // Proc. SPIE 10224, International Conference on Micro- and Nano-Electronics 2016, 102241V (December 30, 2016); doi:10.1117/12.2267112;

[7] Tager A.S., “in Russian,” Sov. Phys. Usp. 9, 892 (1967).

[8] Coleman D.J., Jr., “Transit-Time Oscillations in BARITT Diodes,” J. Appl. Phys. 43, 1812-1818 (1972).

[9] Shockley W., “Currents to Conductors Induced by a Moving Point Charge,” J. Appl. Phys., 9, 635-636 (1938).

Acknowledgements

The research was supported by the grants of Russian Academy of Sciences and the Russian Foundation for Basic Research (RFBR) (#17-07-00994, 16-29-09510, 16-29-03402), the theoretical part of this work (V. Vyurkov) was supported by the grant of the Russian Scientific Foundation (RSF) (#14-29-00277). The authors are also grateful to the Joint Supercomputer Center of the Russian Academy of Sciences (http://www.jscc.ru/eng/index.shtml).

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

GaN microwave SPDT switch with insulated electrodes

[1]A.S. Adonin, [1]A.Yu. Evgrafov, [1]V.M. Minnebaev, [2]A.V. Miakonkikh, [1]A.V. Perevezentsev, [2]K.V. Rudenko [1]
[1]*JSC «S&PE «Pulsar»,105187, Moscow, Russia*
adonin@pulsarnpp.ru
[2]*Institute of Physics and Technology RAS (FTIAN RAS), 117218 Moscow, Russia*
miakonkikh@ftian.ru

Abstract: *This report shows the development of the microwave SPDT switches using electromagnetic simulation based on CAD Microwave Office. SPDT microwave MIC of switches were examined in the frequency range of 2-20 GHz. Structure was realized by C^3HFET technology on AlGaN/GaN heterostructures using high-K insulator (HfO_2) and insulated contacts with capacitive coupling. Switching time is ≤ 10 ns. Loss dB in «on» state at input power 5-10 W at 9,5 GHz is ≤ 0,9 dB, in «off» state ≤ 25 dB.*

Keywords: *GaN, heterostructures, high-K insulator, microwave switch, insulated electrodes.*

GaN СВЧ SPDT переключатель с изолированными электродами

[1]А.С. Адонин, [1]А.Ю. Евграфов, [1]В.М. Миннебаев, [2]А.В. Мяконьких, [1]А.В. Перевезенцев, [2]К.В. Руденко
[1]*ОАО «НПП «Пульсар», г. Москва, 105187, Российская Федерация*
adonin@pulsarnpp.ru
[2]*Физико-технологический институт РАН (ФТИАН РАН), г. Москва, 117218, Российская Федерация*
miakonkikh@ftian.ru

Аннотация: *В настоящем сообщении показана разработка СВЧ SPDT переключателей с использованием электромагнитного моделирования на базе САПР Microwave Office. Исследованы СВЧ МИС SPDT переключатели в диапазоне частот 2-20 ГГц. Реализованы изделия по C^3 HFET технологии на AlGaN/GaN гетероструктурах с использованием high-K диэлектрика (HfO_2) и изолированных контактов с емкостной связью. Время переключения ≤ 10 нс. Потери в состоянии «включено» при входной мощности 5-7 Вт на частоте 9,5 ГГц сотавляют ≤ 0,9 дБ, в состоянии «выключено» ≤ - 25 дБ.*

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

Ключевые слова: *Нитрид галлия, гетероструктуры, диэлектрик с высокой диэлектрической проницаемостью, СВЧ-ключ, изолированные электроды.*

1. Введение

Приёмопередающий (T/R) переключатель является одним из ключевых элементов устройств беспроводной связи [1], а современным системам спутниковых коммуникаций, космической связи и радиолокации необходимы переключатели с низкими потерями при высокой переключаемой СВЧ мощности, с высокой линейностью, низким энергопотреблением и широким диапазоном рабочих температур [2]. В работах зарубежных и отечественных авторов [3-6] показана эффективность применения C^3MOSHFET технологии при изготовлении СВЧ переключателей на гетероструктурах AlGaN/GaN. В настоящей работе рассматриваются вопросы проектирования СВЧ МИС при их изготовлении по C^3 (Capacitively Coupled Contact) HFET технологии, с использованием ёмкостной связи между изолированными электродами и двумерным электронным газом (2DEG). Структура простого SPST (Single Pole, Single Throw) переключателя представляет собой встречно-штыревые управляемые напряжением варакторы, схема C^3HFET ключа приведена на рис.1.

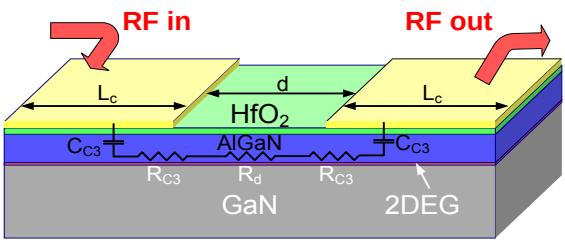


Рис. 1. Схема C^3MOSHFET SPST ключа
Fig. 1. Design of C^3MOSHFET SPST switch

При подаче радиочастотного сигнала формируется эффективная линия передачи «RC-линия». Компонент вертикального тока является исключительно ёмкостным, а компонент горизонтального тока проходит через канал 2DEG низкого сопротивления – это обеспечивает наличие низкого импеданса контактов.

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

2. Электромагнитное моделирование СВЧ C^{3}MOSHFET переключателей

Разработка конструкции СВЧ SPDT переключателей проводилась с использованием электромагнитного моделирования на базе САПР Microwave Office и результатов исследований приведенных в работах [5,6,7]. По ранее отработанным моделям была разработана конструкция GaN МИС СВЧ SPDT переключателя, схема которого приведена на рис.2.

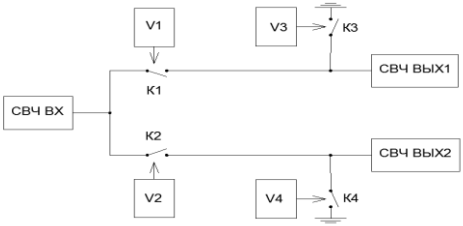


Рис.2. Структурная схема МИС СВЧ SPDT, V1…V4 - управляющие напряжения, К1… К4 - управляющие ключи
Fig. 2. Structural diagram of MIC microwave SPDT, V1 ... V4 - control voltages, K1 ... K4 - control keys

Как видно из структурной схемы GaN МИС СВЧ SPDT (рис. 3) конструкция предусматривает использование последовательно включенных (по входу СВЧ сигнала) ключей К1 и К2 и параллельно подключенных шунтирующих ключей К3 и К4. Для улучшения характеристик коэффициента передачи сигнала S21 [дБ] разработанного SPDT переключателя с раздельным вводом СВЧ сигнала и управляющих напряжений была проведена дополнительная оптимизация топологии МИС СВЧ (рис. 4).

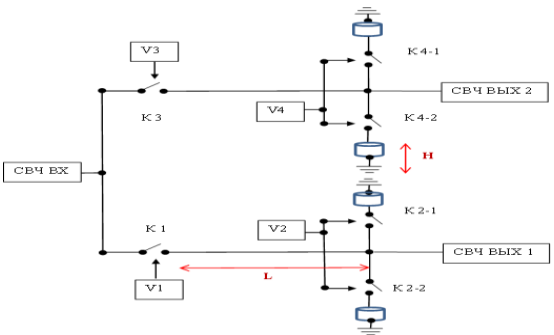


Рис.3 Оптимизация топологии МИС СВЧ SPDT
Fig. 3. Optimization of design of MIC microwave SPDT

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

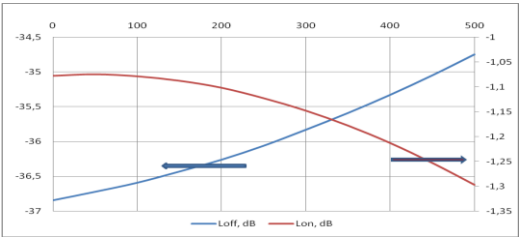


Рис.4 Расчетные потери в SPDTна частоте 10 ГГц в зависимости от расстояния L (мкм) между последовательной и параллельными структурами

Fig. 4. Estimated loss in SPDT at a frequency of 10 GHz as a function of the distance L (μm) between the serial and parallel structures

Результаты моделирования показали важность оптимизации расстояния между последовательно и параллельно подключенными ключами. Для уменьшения потерь это расстояние должно быть минимальным. Ещё большее влияние на параметры коэффициента передачи сигнала S21 [дБ] оказывает толщина подложки при реализации «сквозной металлизации» (рис.5).

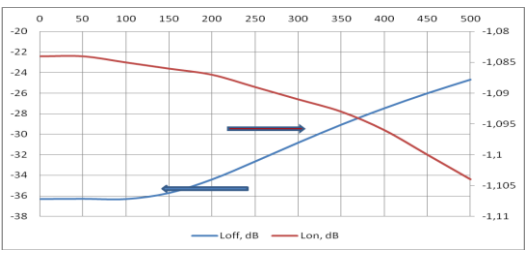


Рис.5 Расчетные потери МИС СВЧ SPDT на частоте 10 ГГц в зависимости от толщины H (мкм) металлизированных отверстий заземления

Рис. 5. Estimated losses of MIS MICRO SPDT at 10 GHz, depending on the thickness H (μm) of metallized ground holes

Указанные рекомендации были учтены при корректировке топологии кристалла МИС СВЧ SPDT. При изготовлении GaN МИС СВЧ использовались гетероструктуры AlGaN/GaN на сапфире отечественного производства. Измерение параметров C^3HFET SPDT переключателей проводилось с помощью копланарных зондов Microtech и векторного анализатора цепей N5220A. Результаты измерений СВЧ параметров SPDT переключателей приведены на рис.6.

Из рис. 7 и 8 видно, что СВЧ параметры МИС СВЧ SPDT сравнимы с параметрами МИС СВЧ SPDT аналогов и пригодны для организации промышленного производства.

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

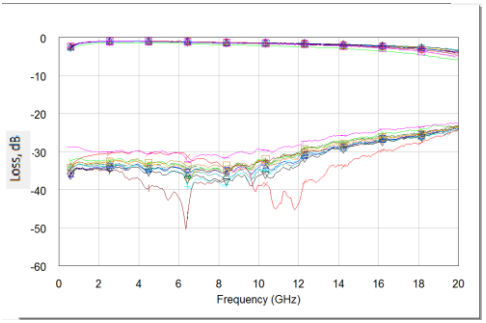


Рис.6. СВЧ параметры МИС СВЧ SPDT опытной партии
Fig. 6. Parameters of MIC microwave SPDT experienced batch

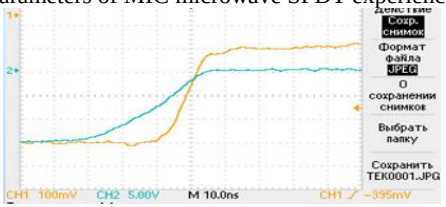


Рис. 7 Оценка времени включения МИС СВЧ SPDT
Fig. 7. Evaluation of the switching-on time of the MIC microwave SPDT



Рис.8 Оценка времени выключения МИС СВЧ SPDT
Fig. 8. Evaluation of the switching-off time of the MIC microwave SPDT

3. Заключение

Показана эффективность использования электромагнитного моделирования СВЧ МИС на AlGaN/GaN гетероструктурах. Простая C^3MOSHFET технология позволяет использовать экономически эффективную сапфировую подложку при изготовлении мощных СВЧ МИС с $P_{вх} \geq 10$ Вт для создания СВЧ управляющих устройств.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнялась в рамках Федеральной целевой программы Российской Федерации «Развитие промышленности и повышение ее конкурентоспособности» по подпрограмме «Развитие промышленности редких и редкоземельных металлов».

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

Список литературы

[1] Васильев А.Г., Колковский Ю.В., Концевой Ю.А. СВЧ приборы и устройства на широкозонных полупроводниках // Москва, Техносфера, 2011.

[2]. Pat Hindle. The State of RF and Microwave Switches. //Microwave Journal, 2010, Vol. 53, No. 11, pp 20-36.

[3]. Simin G. et al. High-Power RF Switching Using III-Nitride Metal–Oxide–Semiconductor Heterojunction Capacitors // IEEE Electron Dev. Lett., Vol. 26, No. 2, 2005

[4]. Simin G. et al. III-nitride transistors with capacitively coupled contacts //APPLIED PHYS. LETT., 2006, p.89.

[5] Adonin A. S., Evgrafov A. Yu., Minnebaev V. M., Perevezentsev A.V., Chernyh A.V., Miakonkikh A.V., Rogozhin A.E., Rudenko K.V. Microwave C^{3}HFET AlGaN/GaN switch utilizing contacts with capacitive coupling // 25th Int. Crimean conference “CriMiCo’2015” Conference proceedings.V. 2 P. 1244-1246, 2015.

[6] Адонин А.С., Евграфов А.Ю., Миннебаев В.М., Перевезенцев А.В., Черных А.В., Мяконьких А.В., Рогожин А.Е., Руденко К.В. СВЧ ключ без омических контактов на AlGaN/GaN гетероструктурах// Электронная техника. Сер.2. 2015. № 4 (238). С. 6-14.

[7] Адонин А.С., Евграфов А.Ю., Миннебаев В.М., Иващенко Н.Г., Мяконьких А.В., Рогожин А.Е., Руденко К.В. Электромагнитное моделирование, технология и изготовление СВЧ C^{3}MOSHFET переключателей на AlGaN/GaN гетероструктрах//Микроэлектроника, 2017, Т. 46. № 3 (в печати).

References

[1] Vasiliev A.G. et al [Microwave devices and devices on wide-gap semiconductors] Moscow, Technosphera, 2011 (In Russian).

[2]. Pat Hindle [The State of RF and Microwave Switches] Microwave Journal, 2010, Vol. 53, No. 11, pp 20-36.

[3]. Simin G. et al. High-Power RF Switching Using III-Nitride Metal–Oxide–Semiconductor Heterojunction Capacitors // IEEE Electron Dev. Lett., Vol. 26, No. 2, 2005

[4]. Simin G. et al. III-nitride transistors with capacitively coupled contacts //Applied Phys. Lett., 2006, p.89

[5] Adonin A. S., Evgrafov A. Yu., Minnebaev V. M., Perevezentsev A.V., Chernyh A.V., Miakonkikh A.V., Rogozhin A.E., Rudenko K.V.. Microwave C3HFET AlGaN/GaN switch utilizing contacts with capacitive coupling // 25th Int. Crimean conference “CriMiCo’2015” Conference proceedings V. 2 P. 1244-1246, 2015

[6] Adonin A.S., Evgrafov A.Yu., Minnebaev V.M., Perevezentsev A.V., Chernyh A.V., Miakonkikh A.V., Rogozhin A.E., Rudenko K.V. [Microwave swithch without ohmic contacts on AlGaN/GaN heterostructures] Electronic engineering. Ser.2. 2015. V. 238, No. 4. P. 6-14

[7] Adonin A.S., Evgrafov A.Yu., Minnebaev V.M., Ivashenko N.G., Miakonkikh A.V., Rogozhin A.E., Rudenko K.V.[Electromagnetic modeling, technology and fabrication of microwave C^{3}MOSHFET switches on AlGaN/GaN heterostructures] Russian microelectronics, 2017, V. 46. no. 3 (In press).

Acknowledgements

The study was carried out within the framework of the Federal Target Program of the Russian Federation "Development of Industry and Enhancing Its Competitiveness" under the subprogram "Development of the Industry of Rare and Rare-Earth Metals."

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

Пассивный утроитель частоты на встречно-параллельных диодах с барьером Шоттки

Груша А.В., Крутов А.В., Ребров А.С.
АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино,141190, Россия
info@istokmw.ru

Аннотация: *В докладе представлены результаты исследований пассивного утроителя частоты на встречно-параллельных диодах с барьером Шоттки. Описаны разновидности умножительных устройств, также описаны различные варианты схемотехнического построения умножительных устройств. Приведены результаты моделирования и экспериментальных исследований основных характеристик пассивного утроителя – потерь преобразования, уровня подавления второй гармоники.*

Ключевые слова: пассивый утроитель частоты, встречно-параллельное включение диодов, вертикальные диоды с барьером Шоттки, подавление четных гармоник.

1. Введение

Для формирования СВЧ сигнала часто используют умножители частоты. По типу активного нелинейного элемента умножители частоты разделяют на транзисторные (активные) и диодные (пассивные). Активные при определенных условиях могут терять устойчивость, что приводит к возбуждению тракта. Поэтому необходимо предусматривать дополнительные меры по устойчивости тракта.

Наиболее часто встречаются пассивные преобразователи частоты с умножением в четное число раз. Основной схемой построения таких умножителей, является балансная схема. Достоинством которой, является подавление нечетных гармонических составляющих в выходном сигнале.

В случае если необходимо умножение в нечетное число раз, необходимо применять встречно-параллельное включение диодов. Принципиальное отличие такого включения диодов в схеме, является достаточно глубокое подавление всех четных гармоник.

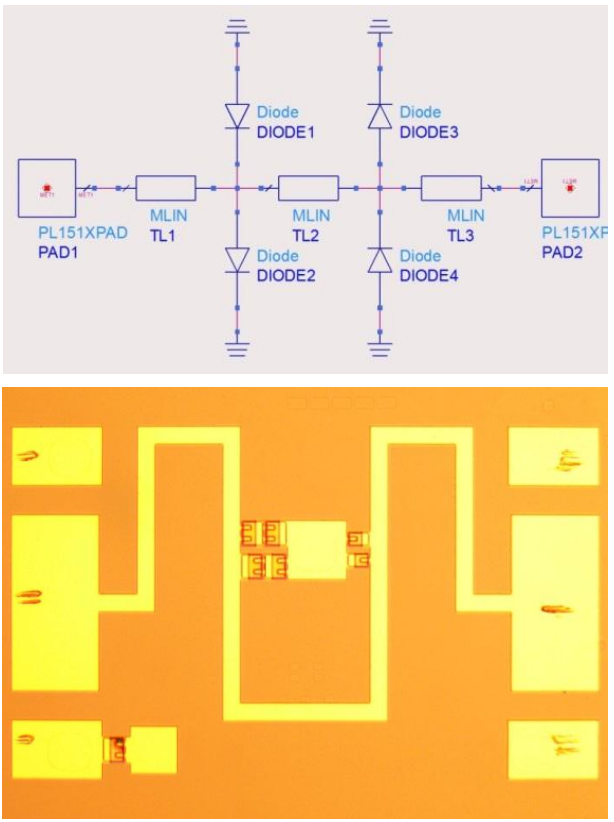
Монолитная интегральная схема (МИС) ограничителя мощности М44427 [1] имеет две литеры, перекрывая полосу рабочих частот до 40 ГГц. В данном докладе представлены результаты исследования МИС

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

M44427 литер 1 в режиме утроителя частоты, в диапазоне входных частот 1-10 ГГц.

2. Описание конструкции пассивного утроителя частоты

Принципиальная схема и микрофотография кристалла утроителя частоты приведена на рис.1.. В схеме используются высокоомные линии передачи шириной 30 мкм. Вход и выход схемы имеет контактные площадки для зондовых СВЧ измерений на кристалле. В качестве активного элемента используется четверка диодов с барьером Шоттки включенных встречно-параллельно.



а)

б)

Рис. 1. Принципиальная схема (а) и микрофотография (б) кристалла утроителя частоты

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

3. Моделирование и экспериментальные результаты

Моделирование проводилось с помощью пакета программ Advanced Design System, фирмы Keysight Technologies. Для моделирования утроителя частоты использовалась модель диода с барьером Шоттки описанная в [2] и электромагнитная модель топологии. Для корректного моделирования уровня подавления четных гармоник, в модель был добавлен технологический разброс основных параметров диода. На рис.2 и рис.3 показаны результаты моделирования и экспериментальных исследований утроителя частоты, при мощности на входе +14 дБм, включающие в себя характеристики потерь преобразования и уровни подавления второй гармоники.

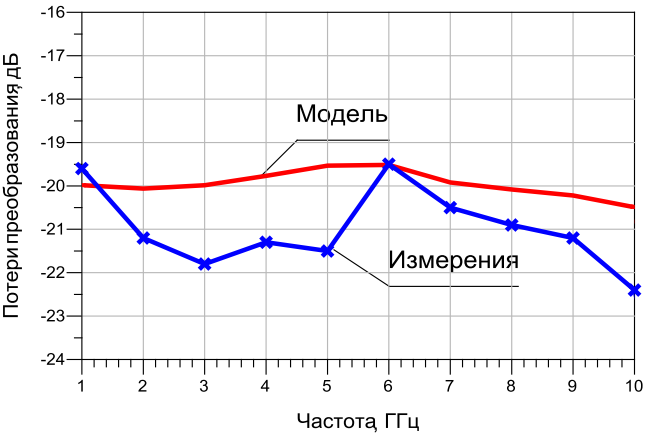


Рис. 2. Характеристика потерь преобразования

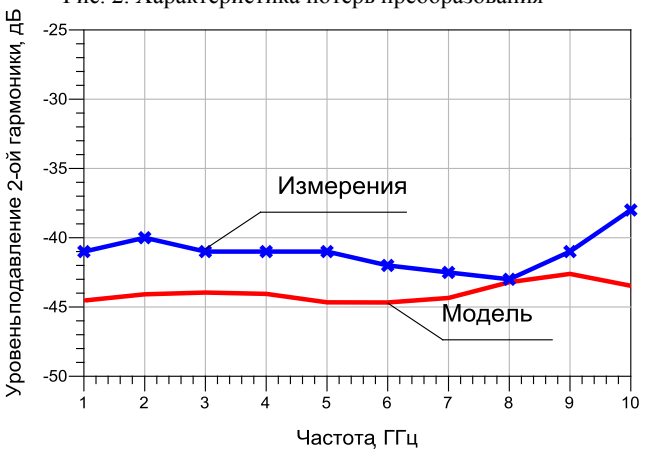


Рис. 3. Характеристика уровня подавления второй гармоник

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

Результаты моделирования и эксперимента показали схожесть результатов. Потери преобразования устройства составили 19,5-22,5 дБ при уровне входной мощности +14 дБм. При этом уровень подавления второй гармоники составил 36-40 дБ. Для улучшения потерь преобразования необходимо в топологию добавить цепи фильтрации. Для повышения мощности выходного сигнала (3-я гармоника) можно повысить уровень входной мощности до +18 дБм.

Ниже приведена таблица 1, в которой приведены основные параметры зарубежных аналогов.

Табл. 1. — Основные параметров зарубежных утроителей частоты

	HMC-XTB110 (Analog Devices) [3]	TGC1430G (Qorvo) [4]	**M44427-1**
Входной диапазон частот, ГГц	24,0-30,0	8,5-13,5	1,0-10,0
Потери преобразования, дБ	18,0-21,5	15,0-24,0	19,5-22,5
Входная мощность, дБм	13	18	14-18
Уровень подавления 2-ой гармоники, дБ	—	32-40	36-40
Габаритные размеры кристалла, мм	1,1 x 1,4	1,49 x 1,99	1,12 x 0,82

4. Заключение

Утроитель частоты является одним из режимов работы ограничителей мощности М44427, которые выполнены в виде монолитных схем на арсениде галлия, где в качестве активного элемента использованы диоды Шоттки с вертикальной структурой.

Кристаллы данной МИС отличаются малыми габаритами (менее 1 мм^2) и имеют контактные площадки для проведения зондовых СВЧ измерений на пластине. Приведена принципиальная схема и топология кристалла первой литеры М44427.

Показаны результаты моделирования и экспериментальные исследования утроителя частоты, включающие в себя характеристики потерь преобразования и уровни подавления гармоник.

По результатам измерений основных параметров, М44427-1 не уступает зарубежным аналогам.

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

Список литературы

[1] Груша А.В., Крутов А.В., Ребров А.С. Ограничители СВЧ мощности М44427 // Электроника и Микроэлектроника СВЧ. VI Всероссийская научно-техническая конференция. Санкт-Петербург. 2017. С. 236-240.

[2] Груша А.В., Крутов А.В., Ребров А.С. Нелинейная модель диода с барьером Шоттки на основе модели из Advanced Design System // Электроника и Микроэлектроника СВЧ. VI Всероссийская научно-техническая конференция. Санкт-Петербург. 2017. С. 203-307.

[3] GaAs MMIC passive x3 frequency multiplier, HMC-XTB110 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.analog.com/en/products/rf-microwave/frequency-dividers-multipliers-detectors/frequency-multipliers/hmc-xtb110.html/, свободный (дата обращения: 26.06.2017).

[4] 20 - 40 GHz Frequency Tripler , TGC1430G [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.qorvo.com/products/p/TGC1430G, свободный (дата обращения: 26.06.2017).

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

Temperature Dependences of Low-signal and Noise Parameters of Power AlGaN/GaN HEMT in L- and S-bands

Nikolay A. Torkhov[1,2], Leonid I. Babak[2]

[1]*Joint-Stock Company "Research Institute of Semiconductor Devices"*
Tomsk, 634034, Russian Federation
[2]*Tomsk State University of Control System and Radioelecrtronics, Lenina st. 40*
Tomsk, 634050, Russian Federation, E-mail: trkf@mail.ru.

Abstract: *Low noise operation modes of the normally opened 200×6=1200 um AlGaN/GaN field HEMT with 0.5 um Z-gate and active control field electrode at the frequency range of 1–10 GHz are defined. The anomalous behavior of the frequency dependence $K_{N,min}(f)$ at low frequencies is explained. The existence of the noise ratio thermal stability point reveals the ability to use the transistor in designing of the broad-band and thermally stable low noise L- and S-band amplifiers resistant to external powerful (>10 W) microwave influence.*

Keywords*: AlGaN/GaN, HEMT, Z-gate, control field electrode, noise ratio, noise resistance, gain ratio, temperature.*

Температурные зависимости малосигнальных и шумовых параметров мощных AlGaN/GaN HEMT L- и S-диапазонов

[1,2]Торхов Н.А., [2]Бабак Л.И.
[1]*АО «Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов»*
г. Томск, 634034, Россия
[2]*Томский университет систем управления и радиоэлектроники*
г. Томск, 634050, Россия, E-mail: trkf@mail.ru.

Аннотация: *Определены малошумящие режимы работы нормально открытых 200×6=1200 мкм AlGaN/GaN полевых HEMT с Z-затвором диной 0.5 мкм и активным модулирующим полевым электродом в частотном диапазоне 1 –*

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

10 ГГц, а также объяснено аномальное поведение частотной зависимости $K_{Ш,мин}(f)$ на низких частотах. Наличие термостабильной рабочей точки по коэффициенту шума указывает на возможность использования данного транзистора для проектирования широкополосных и термостабильных малошумящих усилителей L- и S-диапазонов, устойчивых к внешним мощным (>10 Вт) радиочастотным воздействиям.

Ключевые слова: *AlGaN/GaN, HEMT, Z-затвор, модулирующий полевой электрод, коэффициент шума, шумовое сопротивление, коэффициент усиления, температура*.

1. Введение

Использование активных модулирующих полевых электродов (изолированных от затвора и электрически соединенных с истоком) совместно с Field-plate-затворами в AlGaN/GaN HEMT L- и S-диапазонов приводит к улучшению практически всех приборных характеристик: увеличению максимальных значений малосигнальных коэффициентов усиления по мощности G_{max} и по току H_{21}, увеличению выходной мощности P_{out}, коэффициента усиления K_y, коэффициента полезного действия КПД (η), уменьшению коэффициента шума $K_ш$, и шумового сопротивления $R_Ш$ [1 - 3]. При этом часто наблюдается аномальное поведение коэффициента шума $K_Ш(f)$ – его значение увеличивается с понижением частоты от $K_Ш$(50 ГГц)=0.537 дБ на высоких частотах до нескольких децибел на низких (<8 ГГц) [4], что, согласно [5], может быть связано с наличием дополнительного источника шума на низких частотах. Описываются факторы, влияющие на значение $K_Ш$ [5]. Согласно литературным данным физические механизмы влияния активных полевых электродов на приборные характеристики AlGaN/GaN HEMT все еще не нашли достаточно полного объяснения. В частности, мало литературных данных и о влиянии таких электродов на температурные зависимости малосигнальных и шумовых характеристик AlGaN/GaN HEMT. Кроме этого, исследование температурных зависимостей $G_{max}(f)$, $K_Ш(f)$ и $R_Ш$ любых транзисторов является необходимым условием при проведении температурных испытаний, без чего практически невозможно проектирование СВЧ-устройств на их основе для работы в отличающихся от нормальных климатических условиях.

В связи с этим в данной работе исследуется влияние температуры на малосигнальные и шумовые параметры AlGaN/GaN HEMT с Z-образным затвором и активным модулирующим полевым электродом.

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

2. Методическая часть

Конструкция гетероэпитаксиальной структуры и краткий маршрут изготовления исследуемых 200×6=1200 мкм нормально открытых 5-и ваттных AlGaN/GaN полевых HEMT с длиной Z-затвора 0.5 мкм и активным модулирующим полевым электродом с КПД≈54 процента были описаны в работах [1 – 3, 6]. Статические и мощностные характеристики этого транзистора были представлены в [7].

Для измерения малосигнальных ($G_{max}(f)$) и шумовых ($K_Ш(f)$, нормированного $R_Ш$) параметров в диапазоне 2 – 12 ГГц использовалась собранная на основе зондовой станции Cascade Microtech MPS150 измерительная установка (далее – установка) дополнительная комплектация которой состояла из источника шума Agilent 346TK01 (50 ГГЦ), двух адаптеров питания BIAS NETWORK (0,4 – 50 ГГЦ), тюнера Maury MT982BL01 (0.8 -18 ГГц), СВЧ-кабелей, двух СВЧ-зондов, векторный анализатор цепей PNA-X 5247l (67 ГГц), импульсной измерительной системы AMCAD BILT BM106-AM200 с головками питания по затвору AM212 и по стоку AM221. Перед измерениями на установке проводились векторная калибровка в плоскости зондов и однопортовая калибровка в плоскости источника шума. Температура подложки с расположенной на ней полупроводниковой пластиной в интервале температур ΔT от -65 °C до +85 °C регулировалась “термочаком” – специальным предметным столиком зондовой станции, оснащенным системами охлаждения и подогрева.

3. Экспериментальная часть

Перед проведением температурных измерений, для определения оптимальных режимов работы транзистора, были проведены исследования малосигнальных режимов его работы в нормальных условиях (НУ). Результаты измерений шумовых параметров в зависимости от смещения на затворе показали, что во всех случаях наблюдается линейное увеличение значений $K_{Ш,мин}$ с ростом частоты f (рис. 1*а*, прямые 1 – 4). Согласно рис. 1*а*, увеличение модуля $|U_{gs}|$ приводит к уменьшению токов стока I_{ds} и затвора I_{gs}, что, согласно общим физическим представлениям, должно приводить к уменьшению значений коэффициента шума и уменьшению наклона линейной зависимости $K_{Ш,мин=}K_{Ш,мин}(f)$, минимальные значения которых достигаются при U_{gs}=-4 – -5 В – практически полностью закрытом транзисторе – так называемый AB-режим работы. В этом режиме работы, как и в A-режиме, ток стока $|I_{ds}|$=45 мкА остается меньше тока затво-

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

ра $|I_{gs}|$=51 мкА. При этом ток I_{ds} определяется в основном резистивным сопротивлением канала, а ток I_{gs} – процессами рассеяния электронов на потенциальном барьере полевого затвора Шоттки. Напомним, что рассеяние электронов на барьере Шоттки не является резистивным, т.е. не сопровождается потерей электронами энергии. В общем случае токопрохождение через барьер Шоттки конечно характеризуется последовательным резистивным сопротивлением R_{gs}, но оно меньше резистивного сопротивления канала сток-исток R_{ds} и не зависит от смещения на затворе U_{gs}. В этом случае, согласно рис. 1, шумовые параметры транзистора будут определяться резистивным зависящим от U_{gs} сопротивлением R_{ds}. Из физической модели данного HEMT следует, что уменьшение значений $K_{Ш,мин}$ управляемого транзистора связано с уменьшением плотности электронов в 2D-канале.

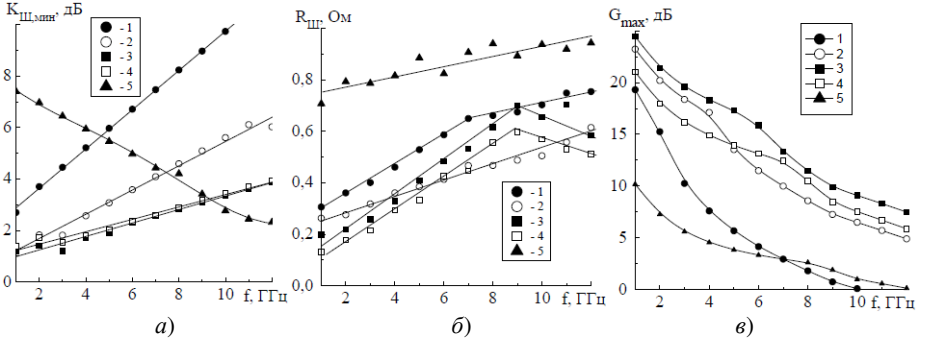


Рис. 1. Частотные зависимости $K_{Ш,мин}$ – *а*); $R_Ш$ – *б*) и G_{max} – *в*) AlGaN/GaN HEMT, измеренных при НУ (T=+23,5 °C), U_{ds}=+20 В и U_{gs}: -2 В (I_{ds}=620 мА, I_{gs}=-54 мкА) – 1); -3 В (I_{ds}=390 мА, I_{gs}=-42 мкА) – 2); -4 В (I_{ds}=150 мА, I_{gs}=-42 мкА) – 3); -5 В (I_{ds}=45 мкА, I_{gs}= -51 мкА) – 4); -6 В (I_{ds}=719 мкА, I_{gs}=-203 мкА) – 5).

Fig.1. AlGaN/GaN HEMT frequency dependencies $K_{N,min}(f)$ – a), $R_N(f)$ – b), and $G_{max}(f)$ – c) measured at normal conditions (T=+23,5 °C), U_{ds}=+20 В и U_{gs}: -2 В (I_{ds}=620 мА, I_{gs}=-54 мкА) – 1); -3 В (I_{ds}=390 мА, I_{gs}=-42 мкА) – 2); -4 В (I_{ds}=150 мА, I_{gs}=-42 мкА) – 3); -5 В (I_{ds}=45 мкА, I_{gs}=-51 мкА) – 4); -6 В (I_{ds}=719 мкА, I_{gs}=-203 мкА) – 5).

При U_{gs}=-6 В наблюдается описанное в [5] аномальное нелинейное поведение $K_{Ш,мин}$=$K_{Ш,мин}(f)$, проявляющееся в значительном нелинейном увеличении значений $K_{Ш,мин}(f)$ на низких частотах (f=1 – 4 ГГц), и уменьшении на высоких (f=5 – 12 ГГц) (рис. 1*а*, кривая 5). Физическое моделирование показало, что при значениях U_{gs} по модулю превышающих напряжение отсечки $|U_{gs}|>|U_{отс}$=-5 В|, в исследуемых HEMT наблюдается большой заброс электронов в полуизолирующий высокоомный буферный слой

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

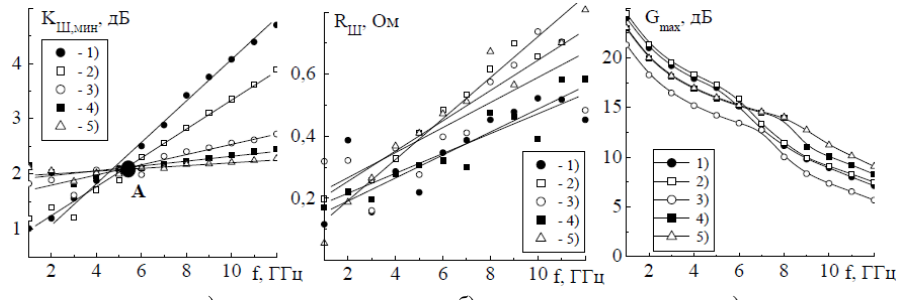
i-GaN. Это, как и следовало ожидать, сопровождается всплеском значений тока стока I_{ds} до 719 мкА и тока затвора I_{gs}(U_{gs}=-6 В) до -203 мкА и, как следствие, аномальным повышением значений шумового сопротивления $R_Ш$, зависимость которого от частоты $R_Ш=R_Ш(f)$ практически линейна (рис. 1*б*, кривая 5). В этом случае движение инжектированных в буферный слой электронов уже не управляется затвором, что и приводит к резкому снижению значений $G_{max}(f)$, что мы и наблюдаем на рис. 1*в*, кривая 5. Из-за того, что на низких частотах диффузионная длина инжектированных в буферный слой электронов превышает их диффузионную длину на высоких частотах, то и дополнительное резистивное сопротивление (а, следовательно, и рассеиваемая мощность), вносимое инжектированными в буферный слой электронами, больше, чем на высоких, что и приводит к значительному увеличению значений $K_{Ш,мин}$ при $|U_{gs}|>|U_{отс}|$. Таким образом дополнительное сопротивление, вносимое инжектированными в буферный слой электронами на низких частотах, вероятно, и есть тот дополнительный источник шума, на существование которого указывали авторы [5].

Частотные зависимости шумового сопротивления $R_{Ш=}R_Ш(f)$, как и $K_{Ш,мин=}K_{Ш,мин}(f)$, при $U_{gs}|\leq|U_{отс}|$ линейно увеличиваются в диапазоне 1 – 8 ГГц, а в диапазоне 8 – 12 гГГц либо выходят на насыщение, либо даже уменьшаются (рис. 1*б*, прямые 1 – 4). При этом минимальным значениям $R_Ш(f)$ соответствуют минимальные значения $K_{Ш,мин}(f)$. Таким образом при НУ были определен оптимальный малосигнальный АВ-режим работы транзистора (U_{ds}=20 В, U_{gs}=-5 – -4 В, $K_{Ш,мин}$=0.8 – 3 дБ, G_{max}=24 – 10 дБ). Небольшой разброс значений шумового сопротивления (0.1 – 0.6 Ом) и достаточно большие значения G_{max} (рис. 1*в*) в исследуемом диапазоне СВЧ-частот указывают на возможность использования данного транзистора для проектирования широкополосных малошумящих усилителей мощности (МШУ) в L- и S-диапазонах.

Исследование температурных зависимостей $G_{max}(f)$, $K_Ш(f)$ и $R_Ш(f)$ осуществлялось в оптимальном малосигнальном АВ-режиме работы транзистора (U_{ds}=20 В, U_{gs}=-5 В). Понижение температуры Т подложки приводит к уменьшению наклона линейных зависимостей $K_{Ш,мин}(f)$ (Рис. 2). Следует заметить, что при этом все прямые $K_{Ш,мин}(f,T)$ пересекаются в области частоты f≈5.5 ГГц, что указывает на существование термостабильной точки “А” по этому параметру (рис. 2, *а*, прямые 1 – 5). В термостабильной рабочей точке А значение $K_{Ш,мин}$≈2 дБ остается практически постоянным во всем исследуемом диапазоне температур (-65 °С – +85 °С),

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

что, учитывая незначительные (2 – 3 дБ) изменения G_{max}, может быть использовано для проектирования термостабильных МШУ (рис. 2, *в*).



а) *б*) *в*)

Рис. 2. Частотные зависимости шумовых параметров $K_{Ш,мин}(f)$, $R_Ш(f)$ и $G(f)$ от температуры T при U_{gS}=-5 В, U_{dS}=+20 В: 1) – T=+85 °C, I_{dS}=129 мкА, I_{gs}=-147 мА; 2) – T=+50 °C, I_{dS}=68 мкА, I_{gs}=-86 мА; 3) – T=+23 °C, I_{dS}=61 мкА, I_{gs}=-72 мА; 4) – T=-30 °C, I_{dS}=55 мкА, I_{gs}=-69 мА; 5) – T=-65 °C, I_{dS}=51 мкА, I_{gs}=-63 мА.

Fig.2. Frequency dependencies of noise parameters $K_{N,min}(f)$, $R_N(f)$, and $G(f)$ vs. temperature at U_{gS}=-5 V, U_{dS}=+20 V: 1) – T=+85 °C, I_{dS}=129 мкА, I_{gs}=-147 мА; 2) – T=+50 °C, I_{dS}=68 мкА, I_{gs}=-86 мА; 3) – T=+23 °C, I_{dS}=61 мкА, I_{gs}=-72 мА; 4) – T=-30 °C, I_{dS}=55 мкА, I_{gs}=-69 мА; 5) – T=-65 °C, I_{dS}=51 мкА, I_{gs}=-63 мА.

Измерения показали, что понижение температуры сопровождается уменьшением токов затвора I_{gs} и стока I_{dS}. При этом большие значения тока затвора I_{gs} указывают на то, что именно этот ток вносит больший вклад в образование $K_Ш(f)$. Согласно физической модели исследуемых HEMT, уменьшение значений I_{gS} и I_{dS} с понижением температуры связано с уменьшением плотности электронов в 2D-канале в управляемом транзисторе. Полученные данные указывают на возможность использования данного транзистора для проектирования термостабильных малошумящих усилителей L- и S-диапазонов, устойчивых к внешним мощным радиочастотным воздействиям, значительно превышающим 10 Вт.

4. Заключение

Результаты исследований шумовых характеристик 5-ваттных нормально открытых AlGaN/GaN HEMT в частотном диапазоне f=1 – 10 ГГц позволили определить его малошумящие режимы работы (U_{ds}=20 В, U_{gs}= -5 – -4 В, $K_{Ш,мин}$=0.8 – 3 дБ, G_{max}=24 – 10 дБ), а также объяснить аномальное поведение частотной зависимости $K_{Ш,мин}(f)$ при $|U_{gs}|>|U_{отс}|$, заклю-

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

чающееся в частотной зависимости дополнительного сопротивления, вносимого инжектированными в буферный слой электронами. Полученные результаты указывают на возможность использования данного транзистора для проектирования широкополосных и термостабильных малошумящих усилителей L- и S-диапазонов, устойчивых к внешним мощным превышающим 10 Вт радиочастотным воздействиям. Для выявления физических механизмов появления термостабильных рабочих точек по $K_{Ш,мин}$ необходимо проведение дальнейших исследований.

Список литературы. References

[1]. N.A. Torkhov, L.I. Babak, A.A. Kokolov, I.D. Filimonova. The influence of the additional field plate electrode on the power and noise performance of AlGaN/GaN HEMT. 26rd International Crimean Conference. Microwave & Telecommunication Technology Conference Proceedings September 4—10, 2016. 226-232. Sevastopol, Crimea, Russia. www.crimico.com.

[2]. N.A. Torkhov, L.I. Babac, E.A. Syschenko, L.V. Osokina. TEMPERATURE DEPENDENCES OF NOISE PARAMETERS OF POWER AlGaN/GaN HEMT IN L- AND S-BANDS. The VIII International Conference on Physics and Technology of nanogeterostructure Microwave Electronics (In honour of RAS Corresponding Member, Professor V.G. Mokerov). May 24, 2017, Collection of works, Moscow, Russia, MEPhI, PP. 38-39.

[3]. N.A. Torkhov, L.I. Babac. Noise Parameters of L- and S-Band AlGaN/GaN HEMTs. “Nitrides of gallium, indium and aluminum” - structures and devices. The 11th All-Russian Conference. Theses of reports. 1-3 February, Moscow. Lomonosov Moscow State University. 2017, 112-113.

[4]. Shakti Tripathi, Gurjit Kaur. Analysis of Noise Figure of GaN HEMT at High Frequency Range for Microwave Applications // International Journal of Computer Applications. 2013. V. 70. No. 20. P. 0975 – 8887.

[5]. S. D. Nsele, L. Escotte, J.-G. Tartarin, S. Piotrowicz. Noise characteristics of AlInN/GaN HEMTs at microwave frequencies // HAL Id: hal-00859789 https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00859789. 2013. Submitted on 9 Sep.

[6]. Torkhov N. A. The design of the high-frequency field effect transistor with an additional field electrode // Application 2016102627 from 26.01.2016.

[7]. Torkhov N.A., Bozshkov V.G., Litvin S.V., Khalturina I.D., Sysuev V.G., Arbuzova N.N. Effect of The Electric Field Electrode on The Electric Characteristics of AlGaN/GaN HEMT Whith a Γ-Gate. 25rd International Crimean Conference. Microwave & Telecommunication Technology Conference Proceedings September 6—12, 2015. 607-608. Sevastopol, Crimea, Russia. www.crimico.com.

Выражение признательности. Acknowledgements.

Авторы выражают благодарность коллективу АО «НПП «ИСТОК» имени Шокина за помощь в проведении СВЧ-измерений.

The authors are thank the staff of JSC "NPP" Istok " for the assistance in the microwave measurements.

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

X-band GaAs power internal-matching transistor with specific power 1W/mm

[1]Makovetskaya A.A., [1]Pchelin V.A., [1]Lapin V.G., [1]Pashkovsky A.B.,
[1]Lukashin V.M., [1]Scherbakov S.V., [2]Zhuravlev K.S., [2]Toropov A.I.
[1]*JSC «RPC «ISTOK» named after A.I.Shokin*
Fryazino, 141190, Russian Federation
solidstate10@mail.ru
[2]*A.V. Rzhanov Institute of Semiconductor Physics*
Novosibirsk, 630090, Russian Federation
zhur@thermo.isp.nsc.ru

Abstract: *The first results of power internal matching transistor (IMT), based on heterostructure field effect transistor with a donor-acceptor doping (DA-DpHEMT) development is shown. At a frequency of 9.2 GHz in pulse mode IMT on DA-DpHEMT with Γ-shaped gate length about 0.3 microns and 4.8 mm width under input power of 600 mW and the drain voltage of 9.5 V, demonstrated output power more than 6 watts. It is shown that IMT on DA-DpHEMT has specific power more than 1 W/mm in a range of frequencies not less than 1 GHz.*

Keywords: *FET, internal-matching transistor, power amplifier, donor-acceptor doping.*

GaAs ВСТ X-диапазона с удельной выходной мощностью более 1 Вт/мм

[1]Маковецкая А.А., [1]Пчелин В.А., [1]Лапин В.Г., [1]Пашковский А.Б.,
[1]Лукашин В.М., [1]Щербаков С.В., [2]Журавлев К.С., [2]Торопов А.И.
[1] *АО «НПП «Исток» им. Шокина»*
г. Фрязино, 141190, Российская Федерация
solidstate10@mail.ru
[2]*Институт физики полупроводников им. А.В. Ржанова*
г. Новосибирск, 630090, Российская Федерация
zhur@thermo.isp.nsc.ru

Аннотация: *Представлены первые результаты разработки мощного внутрисогласованного транзистора (ВСТ), изготовленного на основе полевого транзистора на гетероструктуре с донорно-акцепторным легированием (DA-pHEMT). При длине Г-образного затвора около 0,3мкм с шириной 4,8 мм на частоте 9 ГГц при входной мощности 600 мВт и напряжении на стоке 9,5 В, в импульсном режиме*

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

выходная мощность ВСТ на DA-pHEMT составила более 6 Вт. Показано, что ВСТ с DA-DpHEMT-транзистором имеет удельную выходную мощность более 1 Вт/мм в диапазоне частот не менее 1 ГГц.

Ключевые слова: полевой транзистор, ВСТ, усилитель мощности, донорно-акцепторное легирование.

1. Введение

Транзисторные усилители мощности, основой которых являются гетероструктурные полевые транзисторы с внутренним согласованием (ВСТ), широко востребованы в большом числе систем СВЧ электроники, и с каждым годом к ним предъявляют всё возрастающие требования по выходным характеристикам. Одним из перспективных методов повышения мощности полевых транзисторов является использование для их изготовления AlGaAs-InGaAs-GaAs гетероструктур с дополнительным донорно-акцепторным легированием (DA-DpHEMT-структур). С момента первых разработок полевые транзисторы данного типа продемонстрировали существенное (в 1,5-2 раза) увеличение коэффициента усиления по мощности, по сравнению с приборами на традиционных DpHEMT-структурах. Этот результат был получен на мощном серийном транзисторе с длиной затвора 0,4-0,5 мкм и шириной 0,8мм. На частоте 10 ГГц в импульсном режиме удельная выходная мощность такого транзистора составила более 1,7 Вт/мм при коэффициенте усиления более 9,5 дБ и КПД до 50% [1]. Этот результат был подтвержден во время последующих экспериментов на DA-DpHEMT с общей шириной затвора 0,4 мм, 0,8 мм и 1,2 мм и длиной затвора 0,25 и 0,5 мкм[2-4]. Однако все измерения мощности проводились с помощью измерительной установки, в которой согласующие трансформаторы обеспечивали хорошее согласование в одной задаваемой точке частотного диапазона. Для максимально эффективного применения DA-DpHEMT важно исследование транзисторов с существенно большей шириной затвора в реально используемых на практике согласующих схемах и в достаточно широкой полосе частот.

2. Сравнение выходных характеристик ВСТ на основе DA-DpHEMT и DpHEMT, изготовленных по одной технологии

Для изучения возможностей данного типа транзисторов в реальной схеме усилителя были изготовлены DA-DpHEMT с шириной затвора 4,8 мм. Несколько экземпляров транзисторов были смонтированы в идентичные тестовые схемы, обычно используемые в АО «НПП «Исток» им. Шо-

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

кина» для отбраковки по мощности серийных транзисторов типа pHEMT в диапазоне частот 8-12ГГц (Рис.1).

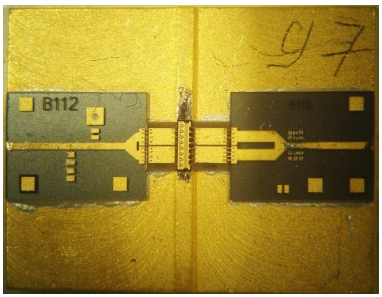


Рис. 1. Фотография тестовой схемы с DA-DpHEMT.

Fig. 1. Photo of IMT based on DA-DpHEMT.

Были проанализированы данные измерений тестовых схем на основе DpHEMT за 5 предыдущих лет и выбраны наиболее типичные образцы для сравнения с данными измерений тестовых схем на основе DA-DpHEMT.

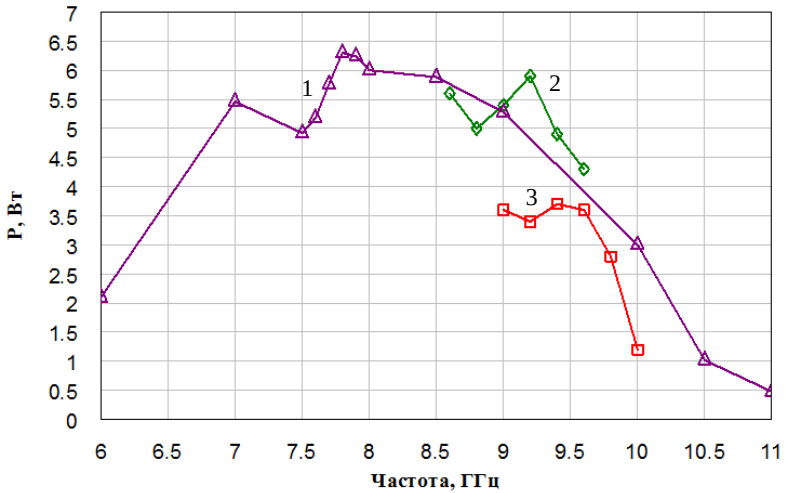


Рис. 2. Зависимость выходной мощности ВСТ от частоты на основе транзисторов: 1 - DA-DpHEMT (Образец 1) при U_d=9В, 2 - DA-DpHEMT (Образец 2) при U_d=9В, 3 - DpHEMT при U_d=8В.

Fig. 2. Output power vs. frequency of IMT type 2 based on: 1 - DA-DpHEMT (Sample 1) under U_d=8V, 2 - DA-DpHEMT (Sample 2) under U_d=9V, 3 - DpHEMT under U_d=8V.

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

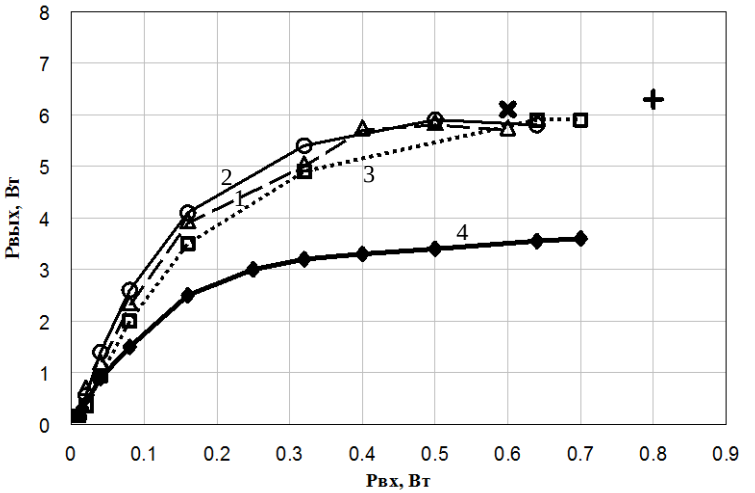


Рис. 3. Амплитудные характеристики тестовых схем на частоте 9,2 ГГц на основе транзисторов: 1 - DA-DpHEMT (Образец 2) при U_d=9В (— —Δ— —), U_d=9.5В (×) , U_d=10 В (+), 2 - DA-DpHEMT (Образец 3) при U_d=9В, 3 - DA-DpHEMT (Образец 4) при U_d=9В, 4 - DpHEMT при U_d=8В.

Fig. 3. Output power vs. input power of IMT based on: 1 - DA-DpHEMT (Sample 2) under U_d=9V (— —Δ— —), U_d=9.5V (×) , U_d=10 B=V (+), 2 - DA-DpHEMT (Sample 3) under U_d=9V, 2 - DA-DpHEMT (Sample 4) under U_d=9V, 4 - DpHEMT under U_d=8V.

На рис. 2 приведены зависимости выходной мощности ВСТ от частоты для нескольких тестовых схем с DA-DpHEMT и аналогичные измеренные характеристики для схемы с DpHEMT, а на рис. 3 приведено семейство графиков измеренных амплитудных характеристик тестовых схем. Из сравнения результатов видно, что выходная СВЧ мощность в тестовых схемах с DA-DpHEMT более чем в 1,5 раза превосходит выходную СВЧ мощность в тестовых схемах с DpHEMT. Из рис. 2 видно, что в полосе частот 7,5-8,5ГГц, а также на частоте 9,2 ГГц, выходная мощность ВСТ на основе DA-DpHEMT составила около 6 Вт, а в диапазоне частот 7-9 ГГц – 5,5 Вт, что соответствует удельной выходной мощности транзистора 1,25 Вт/мм и 1,14 Вт/мм соответственно. Данный уровень удельной выходной мощности превосходит мировые достижения в области разработки мощных транзисторов на AlGaAs-InGaAs-GaAs гетероструктурах [5], т.к. получен при большом значении общей ширины затвора – 4800 мкм и в достаточно широком диапазоне частот. Из рис. 3 видно, что на частоте 9 ГГц при входной мощности 600 мВт и напряжении на стоке 9,5 В, в импульсном режиме выходная мощность ВСТ на DA-DpHEMT составила

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

более 6 Вт. Следует отметить, что оба типа транзисторов, сравниваемых по поведению в составе одинаковых тестовых схем, были изготовлены по одной и той же технологии с использованием метода оптической литографии, имели одинаковую топологию и длину затвора.

3. Сравнение выходных характеристик ВСТ на основе DA-DpHEMT и DpHEMT, изготовленных по разным технологиям

Для сравнения были выбраны DA-DpHEMT и DpHEMT-транзисторы со следующими геометрическими характеристиками обусловленными технологией изготовления: DA-DpHEMT транзистор с длиной затвора 0,25 мкм, общей шириной 4800 мкм, размером кристалла 600x1950 мкм и толщиной полупроводниковой подложки 100 мкм, расстоянием между затворами 28 мкм; DpHEMT-транзистор с длиной затвора 0,25 мкм и общей шириной 6720 мкм, размером кристалла 580x1830 мкм и толщиной полупроводниковой подложки 30 мкм, расстоянием между затворами 14 мкм. На рис. 4 приведены фотографии сравниваемых транзисторов.

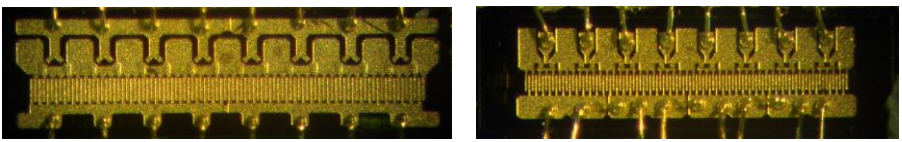


Рис. 4. Фотографии транзисторов: а) DA-DpHEMT, б) DpHEMT.

Fig. 4. Photo of transistors: a) DA-DpHEMT, б) DpHEMT.

На рис. 5 приведены зависимости выходной мощности и тока стока ВСТ от частоты для двух тестовых схем с DA-DpHEMT и аналогичные измеренные характеристики для схемы с DpHEMT. Из сравнения результатов видно, что при входной мощности 500 мВт и напряжении на стоке 9 В выходная СВЧ мощность, ток стока и КПД тестовых схем на основе DA-DpHEMT и DpHEMT практически равны и составляют около 6 Вт, 1,5 мА и 40% соответственно.

Таким образом, DA-DpHEMT имеет следующие преимущества перед DpHEMT:

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

1) При практически равных значениях выходная мощность и КПД DA-DpHEMT обладает общей шириной затвора в 1,4 раза меньшей, чем DpHEMT;
2) DA-DpHEMT изготовлены с помощью метода оптической литографии, который сокращает время операции экспонирования в 10 раз, и ведет к снижению общей стоимости изделия;
3) Большая толщина кристалла (100 мкм) обеспечивает простоту монтажа DA-DpHEMT.

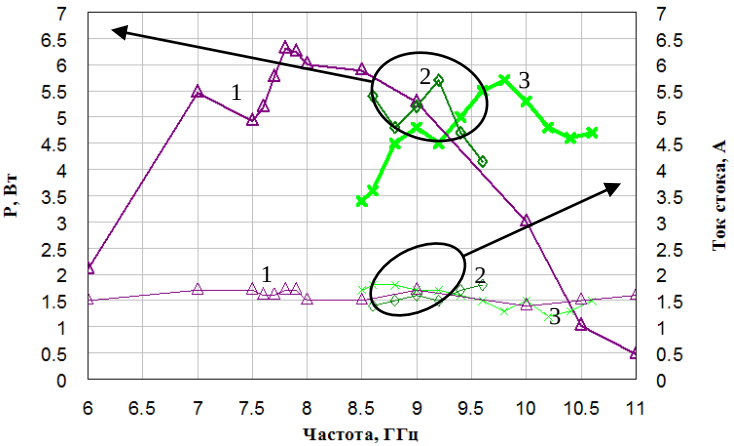


Рис. 5. Зависимость выходной мощности и тока стока ВСТ типа 2 от частоты на основе транзисторов: 1 - DA-DpHEMT (Образец 1) при U_d=9В, 2 - DA-DpHEMT (Образец 2) при U_d=9В, 3 - DpHEMT (Образец 3) при U_d=8В.

Fig. 5. Output power and drain current vs. frequency of IMT type 2 based on: 1 - DA-DpHEMT (Sample 1) under U_d=8V, 2 - DA-DpHEMT (Sample 2) under U_d=9V, 3 - DpHEMT (Sample 3) under U_d=8V.

4. Заключение

В работе проведены исследования DA-DpHEMT с большой шириной затвора (4800 мкм) в реально используемых на практике согласующих схемах. Показано, что мощные полевые транзисторы с донорно-акцепторным легированием обеспечивают в усилителях выходную СВЧ мощность более чем в 1,5 раза превышающую выходную мощность усилителей на транзисторах на традиционной гетероструктуре в диапазоне частот не менее 1 ГГц. При этом удельная выходная мощность транзисторов составляет более 1 Вт/мм, что находится на уровне лучших мировых достижений.

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

Также показано, что DA-DpHEMT имеют ряд преимуществ перед DpHEMT, изготовленными с применением метода электронной литографии.

Приведенные выше результаты позволяют сделать вывод, о перспективности дальнейших исследований DA-DpHEMT-транзисторов.

Список литературы

[1] Лукашин В.М., Пашковский А.Б., Журавлев К.С., Торопов А.И., Лапин В.Г., Соколов А.Б. Уменьшение роли поперечного пространственного переноса электронов и рост выходной мощности гетероструктурных полевых транзисторов // Письма в ЖТФ. 2012. Т. 38. № 17. С. 84-89.

[2] Лукашин В.М., Пашковский А.Б., Журавлев К.С., Торопов А.И., Лапин В.Г., Голант Е.И., Капралова А.А. Перспективы развития мощных полевых транзисторов на гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием // Физика и Техника Полупроводников. 2014. Т. 48. № 5. С. 684-692.

[3] Лукашин В.М., Пашковский А.Б., Лапин В.Г., Щербаков С.В., Журавлев К.С., Торопов А.И., Капралова А.А. Управление положением оптимальной рабочей точки мощного гетероструктурного полевого транзистора путем формирования подзатворного потенциального барьера на основе донорно-акцепторной структуры // Письма в ЖТФ. 2015. Т. 41. № 3. С. 81-87.

[4] Борисов А.А., Пашковский А.Б., Лукашин В.М., Лапин В.Г., Щербаков С.В., Маковецкая А.А., Журавлев К.С., Торопов А.И. Анализ малосигнальных СВЧ характеристик DA-HEMT // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. 2016. №1 (528). С. 65-69

[5] D. Fanning, L. Witkowski, J. Stidham, H.-Q. Tserng, M. Muir and P. Saunier Dielectrically defined optical T-gate for high power GaAs pHEMTs // GaAs MANTECH Conference

References

[1]. Lukashin V. M., Pashkovskii A. B., Zhuravlev K. S., Toropov A. I., Lapin V. G., Sokolov A. B. Decreasing the Role of Transverse Spatial Electron Transport and Increasing the Output Power of Heterostructure Field_Effect Transistors // Technical Physics Letters, 2012, Vol. 38, No. 9, pp. 819–821.

[2]. Lukashin V.M., Pashkovskii A.B., Lapin V.G., Golant E.I., Kapralova A.A., Zhuravlev K.S., Toropov A.I. Prospects for the development of high-power field-effect transistors based on heterostructures with donor-acceptor doping. // Semiconductors. 2014. Т. 48. № 5. P. 666-674.

[3] Lukashin V.M., Pashkovskii A.B., Lapin V.G., Shcherbakov S.V., Zhuravlev K.S., Toropov A.I., Kapralova A.A. Adjusting the Position of the Optimum Operating Point of a Power Heterostructure Field Effect Transistor by Forming a Gate Potential Barrier Based on a Donor–Acceptor Structure // Technical Physics Letters, 2015, vol. 41, no. 2, pp. 142-145.

[4] Borisov A.A., Pashkovskii A.B., Lukashin V.M., Lapin V.G., Shcherbakov S.V., Makovetskaya A.A., Zhuravlev K.S., Toropov A.I. [Small-signal microwave performance of DA-HEMT research]. *Elektronnaya tekhnika. Ser 1. SVCh-tekhnika*, 2016, no. 1 (528), pp. 65-69. (In Russian).

[5] D. Fanning, L. Witkowski, J. Stidham, H.-Q. Tserng, M. Muir and P. Saunier Dielectrically defined optical T-gate for high power GaAs pHEMTs // GaAs MANTECH Conference

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

An X-band amplitude/phase control MMIC

Gugin A.Y., Kondratenko A.V.
PeterSoft Engineering Ltd.
100, Kuznechikhinskaya St., office 54,
Nizhny Novgorod, 603122, Russian Federation
kondratenkoaleks@gmail.com

Abstract: *This report presents design results for an amplitude/phase control MMIC (Core Chip) which is based on WIN Semiconductors' 0.15um GaAs pHEMT process. The MMIC is a highly integrated transmit/receive (T/R) 3-port device which consists of integrated T/R switches, a 6-bit phase shifter, a 5-bit attenuator, driver amplifiers and digital control logic. It covers the frequency range 8 to 11.5 GHz and can be used in telecommunication and radar applications.*

Keywords: *AESA, core chip, multifunctional circuit, amplitude and gain control, phase shifter, attenuator and digital control logic.*

Монолитная интегральная схема управления амплитудой и фазой сигнала X-диапазона частот

Гугин А.Ю., Кондратенко А.В.
ООО «ПитерСофт Инжиниринг»
Ул. Кузнечихинская, дом 100, офис 54
г. Нижний Новгород, 603122, Российская Федерация
kondratenkoaleks@gmail.com

Аннотация: *В докладе представлены результаты проектирования монолитной интегральной схемы (МИС) управления амплитудой и фазой сигнала (в иностранной терминологии – Core Chip), выполненной на основе 0.15 мкм GaAs pHEMT процесса фабрики WIN Semiconductors. МИС представляет собой 3х-портовое устройство высокой степени интеграции, включающее коммутаторы, фазовращатель, аттенюатор, буферные усилители, а также драйвер управления. Микросхема предназначена для применения в телекоммуникационных и радиолокационных приложениях в диапазоне частот 8-11.5 ГГц.*

Ключевые слова: АФАР, core chip, многофункциональная схема, управление амплитудными и фазовыми состояниями, фазовращатель, аттенюатор, цифровой драйвер управления.

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

1. Введение

В настоящее время использование электронной компонентной базы высокой степени интеграции является трендом при построении радиотрактов приемо-передающих модулей (ППМ) АФАР. Интеграция нескольких функциональных узлов на один кристалл позволяет уменьшить габаритные размеры и увеличить технологичность сборки ППМ, что, в конечном счете, приводит к снижению стоимости производства. Кроме того, исключение большого числа сварных межсоединений за счет повышения степени интеграции позволяет добиться качественного улучшения параметров ППМ и минимизировать их разброс от модуля к модулю.

В данном докладе представлены результаты проектирования многофункциональной МИС управления амплитудой и фазой сигнала (в иностранной терминологии Core Chip), выполненной на основе 0.15 мкм GaAs pHEMT технологического процесса фабрики WIN Semiconductors (Тайвань) и предназначенной для применения в составе ППМ АФАР.

Выбор указанной фабрики-изготовителя обусловлен как отсутствием отечественных технологических процессов, на основе которых возможно создание и последующее серийное производство подобных МИС высокой степени интеграции, так и предпочтением ряда потенциальных Заказчиков по отношению к другим доступным зарубежным фабрикам.

2. Проектирование МИС

Многофункциональная МИС управления амплитудой и фазой сигнала содержит в своем составе: три двухпозиционных коммутатора, обеспечивающих переключение режимов «Прием/Передача»; малошумящий усилитель (МШУ) на входе приемного канала; 6-разрядный фазовращатель, 5-разрядный аттенюатор, а также два буферных усилителя в общем плече; предварительный усилитель мощности (ПУМ) на выходе передающего канала; цепи стабилизации затворного смещения активных элементов усилителей и цифровой драйвер управления.

Выбор 3х-портового решения для многофункциональной МИС диктуется как требованием минимизации количества кристаллов, реализующих СВЧ тракт ППМ (МШУ, УМ, схема управления амплитудой и фазой) [1], так и желанием получить аналог отечественной разработки для замены таких зарубежных позиций, как CHC3014-99F компании UMS (Франция) и VWA 5000049 AA (ICS50049CH), предлагаемой компанией VectraWave (Франция) как аналог микросхемы XZ1002-BD компании M/A-COM (США), снятой с производства в 2014 году.

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

Функциональная схема и топология кристалла разработанной многофункциональной МИС приведены на рис. 1. Габаритные размеры составляют 4.0×5.1×0.1 мм.

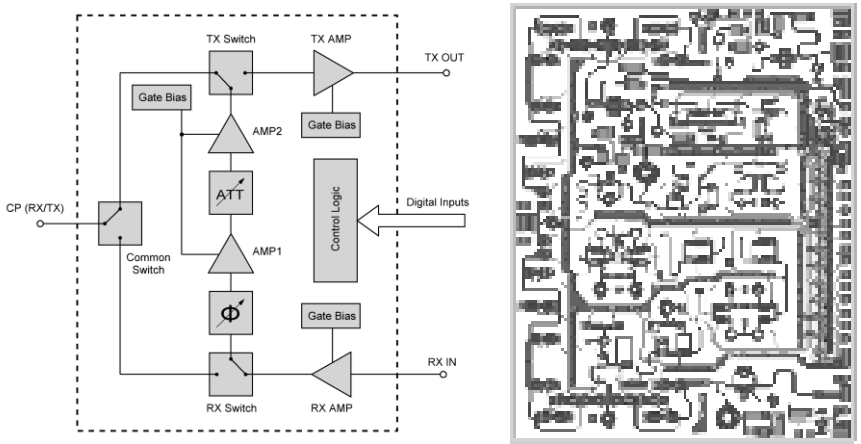


Рис. 1. Функциональная схема и топология кристалла многофункциональной МИС.

Fig. 1. The block diagram and layout of the MMIC core chip.

В качестве коммутационных элементов в составе функциональных узлов переключателей режимов «Прием/Передача», фазовращателя и атенюатора выступают нормально открытые полевые транзисторы с затвором Шоттки (ПТШ), работающие в режиме управляемого сопротивления канала. ПТШ уже давно и прочно заняли свое место среди прочих управляемых элементов малой и средней мощности и в сравнении с pin-диодами обладают такими преимуществами как более высокое быстродействие, малая мощность потребления по цепям управления и более простая реализация драйверов управления.

Функциональный узел фазовращателя содержит в своем составе шесть секций с номинальным вносимым фазовым сдвигом 5.625º, 11.25º, 22.5º, 45º, 90º и 180º. Секции «90º» и «180º» выполнены на основе коммутируемых звеньев ФВЧ и ФНЧ третьего порядка. Основным достоинством данного схемного решения является малая неравномерность вносимого фазового сдвига в рабочей полосе частот, а также низкая чувствительность ключевых параметров (вносимого фазового сдвига и паразитной амплитудной конверсии) к технологическим вариациям параметров коммутационных элементов. Основной недостаток схемного решения – высокие начальные потери, обусловленные коммутаторами на входе/выходе сек-

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

ций, в сравнении с другими реализациями. В секциях «5.625º» и «11.25º» коммутация производится между «вырожденными» ФВЧ и ФНЧ – конденсатором и катушкой индуктивности соответственно. Благодаря такому схемному решению удалось снизить вносимые потери. В секциях «22.5º» и «45º» коммутационные элементы являются составными частями фазосдвигающих цепей [2]. Данное решение является компромиссным по таким показателям как чувствительность ключевых электрических параметров к технологическому разбросу параметров активных элементов, уровень начальных потерь и габаритные размеры секции. Порядок включения секций – компромиссный выбор между динамикой функционального узла фазовращателя, ошибкой установки фазовых состояний за счет взаимного влияния секций и удобством топологической упаковки узла на общий кристалл.

В отличие от фазовращателя аттенюатор является широкополосным узлом, способным выполнять свои функции в диапазоне частот 0-20 ГГц. Данный узел может быть интегрирован в состав других многофункциональных МИС управления амплитудой и фазой, предназначенных для работы в диапазонах частот до 20 ГГц, а также реализован в виде отдельной МИС широкополосного 5-разрядного аттенюатора.

Разработанный функциональный узел аттенюатора содержит в своем составе пять секций с номинальным вносимым ослаблением 0.9 дБ, 1.8 дБ, 3.6 дБ, 7.2 дБ и 14.4 дБ. Для снижения вносимых потерь узла в опорном состоянии старшие секции («7.2 дБ» и «14.4 дБ»), вносящие основной вклад в паразитную фазовую конверсию аттенюатора, минимизации которой было уделено особое внимание в процессе проектирования, были реализованы без использования двухпозиционных коммутаторов на входе/выходе секций. Коммутационные элементы были интегрированы «внутрь» секций с включением дополнительных элементов (отрезков линий или катушек индуктивности), компенсирующих фазовые набеги, возникающие при переключении состояний [3].

МШУ на входе приемного канала и первый буферный усилитель общего плеча выполнены по однокаскадной схеме с применением отрицательной параллельной обратной связи. Данное решение позволило реализовать требования по коэффициенту шума и динамике каскадов при минимальной неравномерности коэффициента усиления в рабочей полосе частот и низком КСВн входа/выхода.

Второй буферный усилитель общего плеча, а также ПУМ на выходе передающего канала также выполнены по однокаскадной схеме, однако без использования параллельной обратной связи. По сути, это явилось

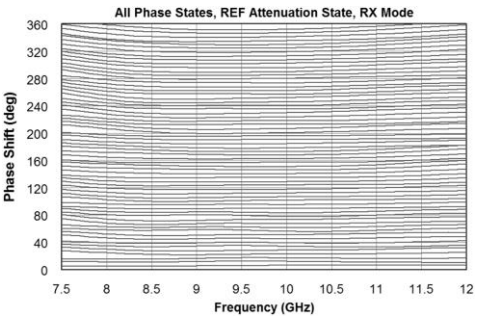
Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

компромиссным решением между чувствительностью каскадов к технологическому разбросу параметров элементов, реализацией выходных согласующих цепей с заданной токовой нагрузкой и ограниченной площадью для упаковки каскадов на общий кристалл.

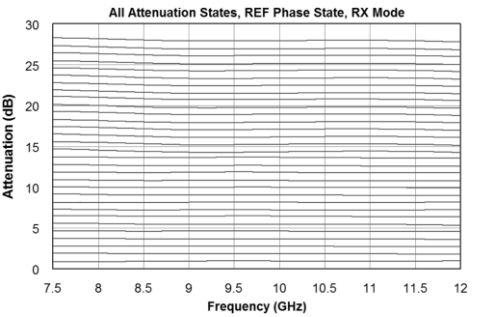
Для возможности использования уровней ТТЛ для переключения режимов «Прием/Передача» и управления состояниями фазовращателя и аттенюатора в состав многофункциональной МИС включен 12-разрядный драйвер управления параллельного типа, секции которого построены на основе дифференциального каскада и требуют одно напряжение питания отрицательной полярности.

3. Результаты моделирования характеристик МИС

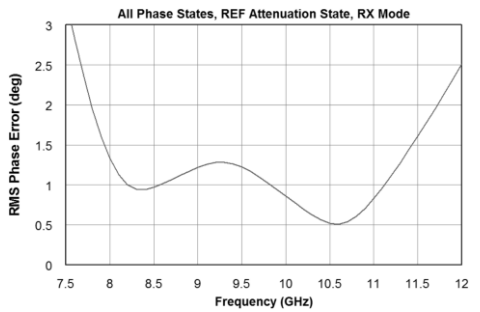
Частотные зависимости, характеризующие разработанную многофункциональную МИС управления, представлены на рис. 2.



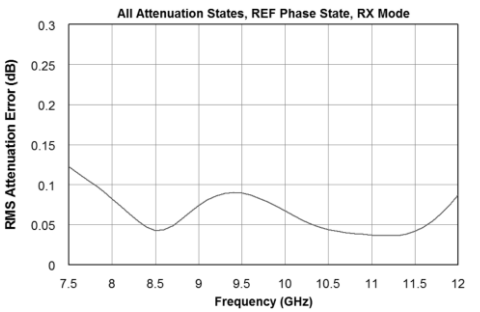
Вносимый фазовый сдвиг
(все состояния ФВ, режим приема)
Phase shift (all PhS states, RX mode)



Вносимое ослабление
(все состояния ATT, режим приема)
Attenuation (all ATT states, RX mode)

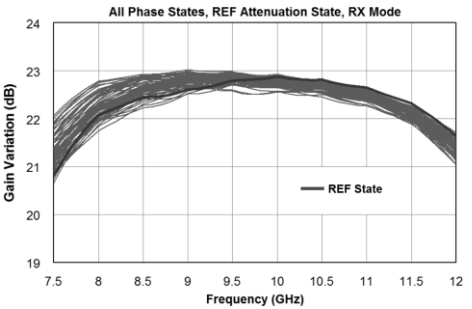


СКО ошибки вносимого фазового сдвига
(все состояния ФВ, режим приема)
RMS phase error (all PhS states, RX mode)

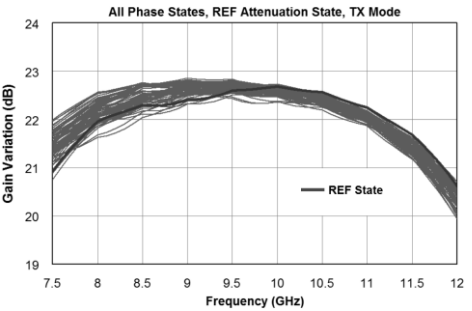


СКО ошибки вносимого ослабления
(все состояния ATT, режим приема)
RMS attenuation error (all states, RX mode)

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



Коэффициент усиления в режиме приема
(все состояния ФВ, опорное состояние АТТ)
RX mode gain (all PhS states, REF ATT state)



Коэффициент усиления в режиме передачи
(все состояния ФВ, опорное состояние АТТ)
TX mode gain (all PhS states, REF ATT state)

Рис. 2. Частотные зависимости основных параметров многофункциональной МИС.

Fig. 2. MMIC core chip main parameters vs. frequency.

Очевидно, что многофункциональная МИС управления амплитудой и фазой сигнала характеризуется гораздо большим количеством параметров. В таблице 1 приведены сводные характеристики разработанной микросхемы, включая режимы работы.

Табл. 1. Основные параметры многофункциональной МИС.

Table 1. Main parameters of the MMIC core chip.

Наименование параметра, Единица измерения Parameter, Unit	Значение Value
Диапазон рабочих частот, ГГц Frequency range, GHz	8-11.5
Коэффициент усиления в режиме приема, дБ, не менее Receive small-signal gain, dB, min.	21.5
Коэффициент усиления в режиме передачи, дБ, не менее Transmit small-signal gain, dB, min.	21
Возвратные потери по входу (Прием/Передача), дБ, не менее Input return loss (RX/TX mode), dB, min.	12
Возвратные потери по выходу (Прием/Передача), дБ, не менее Output return loss (RX/TX mode), dB, min.	13
Выходная мощность при 1дБ компрессии в режиме приема, дБм, не менее Receive output power at 1dB compression point, dBm, min.	17
Выходная мощность при 1дБ компрессии в режиме передачи, дБм, не менее Transmit output power at 1dB compression point, dBm, min.	22
Коэффициент шума в режиме приема, дБ, типовое значение Receive noise figure, dB, typ.	5
Диапазон вносимого фазового сдвига (6 бит, шаг 5.625°), град. Phase shifter range (6 bit, 5.625° step), deg	354
Среднеквадратическое значение ошибки вносимого фазового сдвига, град., не более RMS phase error, deg, max.	1.6

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

Наименование параметра, Единица измерения Parameter, Unit	Значение Value
Диапазон вносимого ослабления (5 бит, шаг 0.9 дБ), дБ Attenuation range (5 bit, 0.9 dB step), dB	27.9
Среднеквадратическое значение ошибки вносимого ослабления, дБ, не более RMS attenuation error, dB, max.	0.1
Напряжение питания усилительных каскадов, В Supply voltage for the amplifiers, VDC	+5
Напряжение смещения усилительных каскадов, В Gate bias voltage for the amplifiers, VDC	-5
Напряжение питания драйвера управления, В Supply voltage for the digital control logic, VDC	-5
Уровни сигналов управления (Логический ноль / Логическая единица), В Control voltages (Low / High), VDC	0…+0.7 / +2.2…+5.0
Ток покоя по цепи питания усилительных каскадов (Прием/Передача), мА DC current for the amplifiers' supply bus (RX/TX mode), mA	205/285

4. Заключение

Проектирование многофункциональной МИС выполнено в системе автоматизированного проектирования NI AWR Design Environment. Качество библиотеки модельных элементов WIN Semiconductors, проверенные в процессе предыдущих проектов подходы к проектированию, а также стабильность технологического процесса позволяют рассчитывать на удовлетворительный результат после первой итерации изготовления МИС.

Список литературы

[1] Golden K. A 3-chip MMIC solution for X-band phased array radar / K. Golden, A. Bessemoulin, A. Dadello, P. Hales // Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems (COMSAC), IEEE International Conference. – 2011, 7-9 November. – P. 1–4.

[2] Moye C. A compact broadband, six-bit MMIC phasor with integrated digital drivers / C. Moye, G. Sakamoto, M. Brand // IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium. – 1990, May. – Digest of papers. – P. 123–126

[3] Ku B. 6-bit CMOS digital attenuators with low phase variations for X-band phased-array systems / B. Ku, S. Hong // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2010, July. – Vol. 58. – P. 1651–1663.

References

[1] Golden K. A 3-chip MMIC solution for X-band phased array radar / K. Golden, A. Bessemoulin, A. Dadello, P. Hales // Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems (COMSAC), IEEE International Conference. – 2011, 7-9 November. – P. 1–4.

[2] Moye C. A compact broadband, six-bit MMIC phasor with integrated digital drivers / C. Moye, G. Sakamoto, M. Brand // IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium. – 1990, May. – Digest of papers. – P. 123–126

[3] Ku B. 6-bit CMOS digital attenuators with low phase variations for X-band phased-array systems / B. Ku, S. Hong // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2010, July. – Vol. 58. – P. 1651–1663.

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

L-band low noise amplifier MMICs

Zykov D.D., Karaban V.M.,
Kondratenko A.V., Shelupanov A.A.
Tomsk state university of control systems and radioelectronics
40, Lenin Ave.,
Tomsk, 634050, Russian Federation
kondratenkoaleks@gmail.com

Abstract: *This report presents design and manufacturing results for a single-stage low noise amplifier MMIC and another low noise amplifier MMIC with an integrated input SPDT switch. Both the circuits are based on OMMIC's ED02AH process certified by the European Space Agency and can be used in different L-band receiver systems.*

Keywords: low noise amplifier, SPDT switch, active gate stabilization circuit, noise figure, scattering parameters.

Монолитные интегральные схемы малошумящих усилителей L-диапазона частот

Зыков Д.Д., Карабан В.М.,
Кондратенко А.В., Шелупанов А.А.
ФГБОУ ВО «ТУСУР»
Пр. Ленина, д. 40,
г. Томск, 634050, Российская Федерация
kondratenkoaleks@gmail.com

Аннотация: *В докладе представлены результаты разработки монолитной интегральной схемы (МИС) однокаскадного малошумящего усилителя (МШУ), а также МИС МШУ с интегрированным двухпозиционным коммутатором на входе. Обе микросхемы выполнены на основе GaAs технологического процесса ED02AH компании OMMIC, сертифицированного Европейским космическим агентством, и предназначены для применения в составе приемных трактов систем различного назначения, работающих в L-диапазоне частот.*

Ключевые слова: Малошумящий усилитель, двухпозиционный коммутатор, активная схема стабилизации затворного смещения, коэффициент шума, параметры рассеяния.

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

1. Введение

Как правило, при реализации минимального коэффициента шума увеличивается рассогласование усилителя по входу ввиду несоответствия условий согласования на максимум коэффициента передачи по мощности и минимум коэффициента шума. И классическим схемотехническим решением, позволяющим «сблизить» данные условия, является использование последовательной обратной связи по переменному току, которая конструктивно представляет собой включение катушки индуктивности или высокоомного отрезка линии в исток транзистора входного каскада. Однако при проектировании монолитных интегральных схем малошумящих усилителей (МИС МШУ) на относительно «низкие» диапазоны частот (условно до 3 ГГц) вышеописанное классическое решение в ряде случаев становится непригодным. Транзисторы с периферией затвора, приемлемой с точки зрения потребления тока, имеют достаточно высокое входное сопротивление, которое дополнительно увеличивается за счет введения последовательной обратной связи. Как следствие, возрастает порядок входной согласующей цепи и вклад ее омических потерь в результирующий коэффициент шума усилителя. Поэтому предпочтительным является использование параллельной обратной связи по напряжению. Варьируя параметрами обратной связи и суммарной шириной затвора транзистора входного каскада, можно в значительной степени упростить структуру согласующих цепей, реализовав при этом достаточно широкую полосу рабочих частот и малые габариты кристалла.

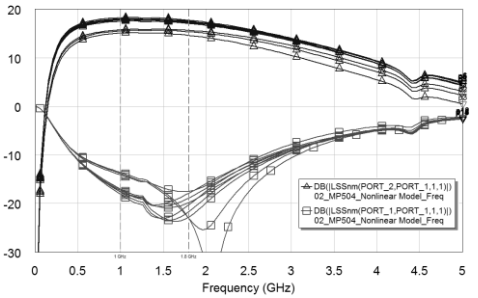
В данном докладе представлены результаты разработки МИС однокаскадного МШУ, а также МИС МШУ с интегрированным двухпозиционным коммутатором на входе. Обе микросхемы выполнены на основе GaAs технологического процесса ED02AH компании OMMIC, выбор которого обусловлен не только подходящий технической спецификацией, но и наличием сертификации Европейского космического агентства [1].

2. Проектирование и изготовление МИС

Исходя из требований Заказчика по коэффициенту усиления, обе микросхемы усилителей выполнены по однокаскадной схеме с применением комбинированной обратной связи (последовательной по току, параллельной по напряжению). Только такое схемное решение позволило реализовать требования по коэффициенту шума и динамике каскадов при минимальной неравномерности коэффициента усиления в рабочей полосе частот и низком КСВн входа/выхода.

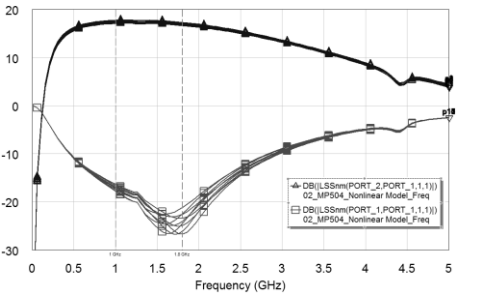
Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Для снижения зависимости СВЧ параметров усилителей от технологического разброса напряжения отсечки транзисторов, температурного режима работы и внешнего напряжения смещения, а также в целях отказа от использования ряда внешних компонентов, на оба кристалла интегрирована цепь активной стабилизации затворного смещения [2]. Об эффективности примененного решения можно судить по результатам моделирования частотных характеристик усилительного каскада без схемы стабилизации затворного смещения и с ее использованием при вариациях напряжения отсечки транзисторов от минус 1.2 В до минус 0.7 В и температуры окружающей среды от минус 40 ºС до 80 ºС (модели из библиотеки элементов OMMIC ED02AH верифицированы в указанных диапазонах). Как видно из рис. 1, схема стабилизации позволяет минимизировать разброс коэффициента усиления примерно с 3 дБ до 0.5 дБ.



S-параметры усилительного каскада без схемы стабилизации затворного смещения

S-parameters for the amplifier stage without the gate stabilization circuit



S-параметры усилительного каскада со схемой стабилизации затворного смещения

S-parameters for the amplifier stage with the gate stabilization circuit

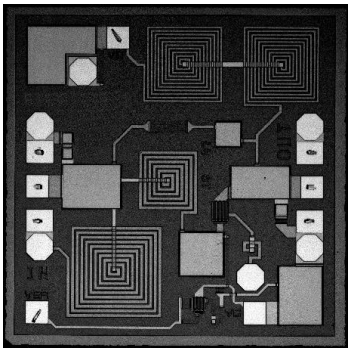
Рис. 1. Частотные характеристики при вариациях напряжения отсечки и температуры.

Fig. 1. Frequency response vs. pinch-off voltage and temperature variations.

Для возможности использования в приемном тракте с двумя антенными системами в одной из разработанных микросхем на входе интегрирован двухпозиционный коммутатор, в каждом плече которого содержатся один последовательно включенный транзистор и два параллельно включенных транзистора, работающие в режиме управляемого сопротивления канала. Для реализации требования Заказчика по управлению коммутатором сигналами положительной полярности реализовано смещение общего потенциала схемы на величину положительного уровня логической единицы, которая в данном случае составляет 5 В [3].

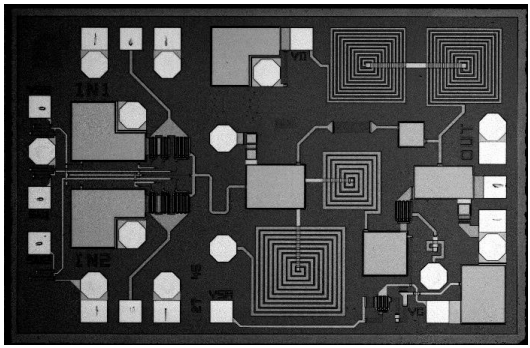
Copyright © 2017 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

Фотографии топологий кристаллов МИС однокаскадного МШУ и МШУ с интегрированным двухпозиционным коммутатором на входе приведены на рис. 2. Габаритные размеры составляют 1.5×1.5×0.1 мм и 2.3×1.5×0.1 мм соответственно.



МИС однокаскадного МШУ

The single-stage LNA MMIC (MMIC #1)



МИС однокаскадного МШУ с интегрированным двухпозиционным коммутатором на входе

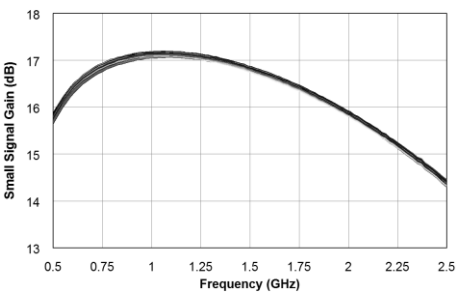
The single stage LNA MMIC with the integrated input SPDT switch (MMIC #2)

Рис. 2. Топологии кристаллов разработанных МИС.

Fig. 2. Layouts of the designed MMICs.

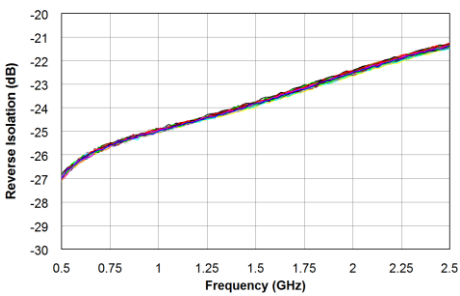
3. Экспериментальные характеристики МИС

Частотные зависимости, соответствующие экспериментальной выборке МИС однокаскадного МШУ, представлены на рис. 3.



Коэффициент усиления, дБ

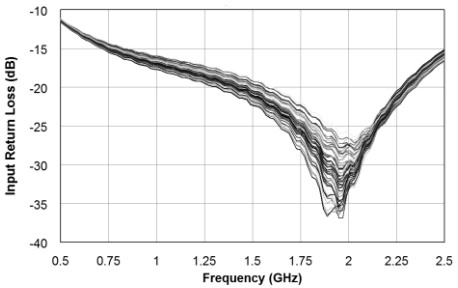
Small-signal gain, dB



Коэффициент обратной передачи, дБ

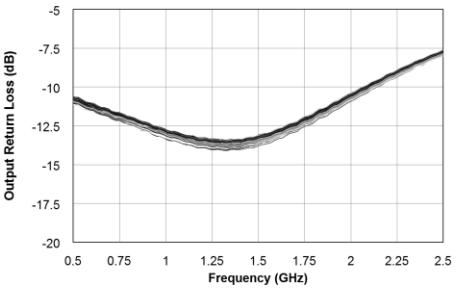
Reverse isolation, dB

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



Коэффициент отражения от входа, дБ

Input return loss, dB



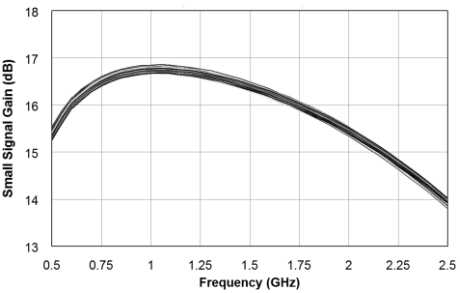
Коэффициент отражения от выхода, дБ

Output return loss, dB

Рис. 3. Частотные зависимости основных параметров МИС однокаскадного МШУ.

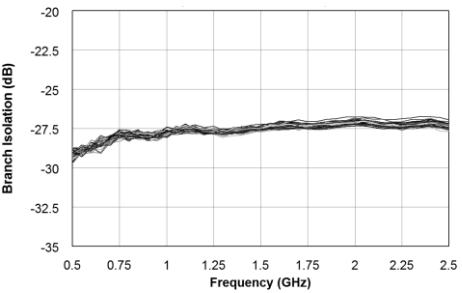
Fig. 3. Main parameters vs. frequency for the single-stage LNA MMIC.

Частотные зависимости, соответствующие экспериментальной выборке МИС МШУ с интегрированным двухпозиционным коммутатором на входе, представлены на рис. 4.



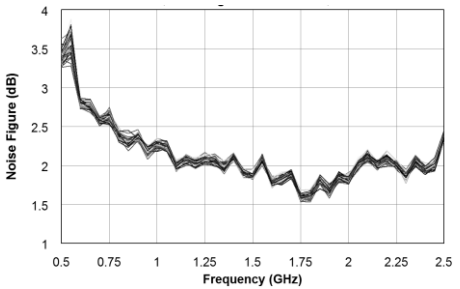
Коэффициент усиления открытого плеча, дБ

Small-signal gain for the open branch, dB



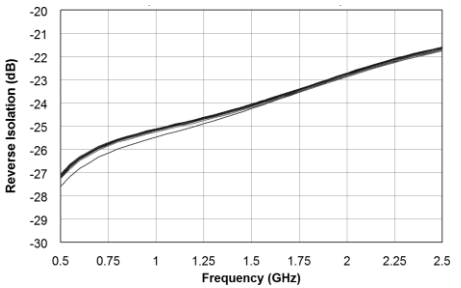
Коэффициент передачи закрытого плеча, дБ

Isolation for the closed branch, dB



Коэффициент шума открытого плеча, дБ

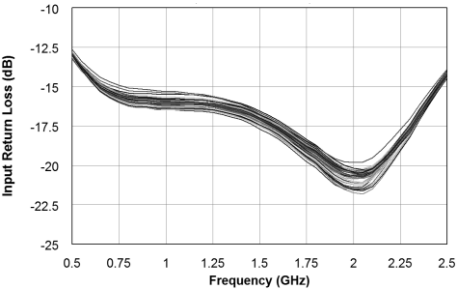
Noise figure for the open branch, dB



Коэффициент обратной передачи открытого плеча, дБ

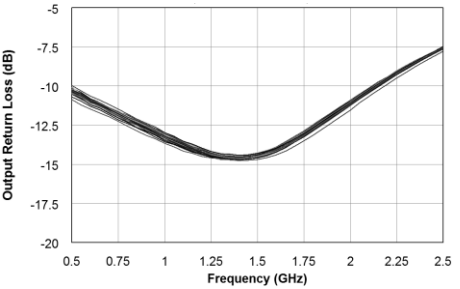
Reverse isolation for the open branch, dB

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



Коэффициент отражения от входа открытого плеча, дБ

Input return loss for the open branch, dB



Коэффициент отражения от выхода, дБ

Output return loss, dB

Рис. 4. Частотные зависимости параметров МИС МШУ с интегрированным коммутатором.

Fig. 4. Main parameters vs. frequency for the LNA MMIC with the integrated switch.

Следует отметить, что усилительные каскады обеих микросхем идентичны, поэтому измерения коэффициента шума МИС однокаскадного МШУ были проведены лишь в нескольких частотных точках для подтверждения, что коэффициент шума меньше значения аналогичного параметра для второй МИС с переключаемыми входами на величину вносимых потерь интегрированного на входе коммутатора. Данный факт объясняет отсутствие графика частотной зависимости коэффициента шума для МИС однокаскадного МШУ.

В таблице 1 приведены сводные характеристики разработанных микросхем, включая режимы работы.

Табл. 1. Основные параметры разработанных МИС.

Table 1. Main parameters of the designed MMICs.

Наименование параметра, Единица измерения Parameter, Unit	Значение Value	
	MMIC #1	MMIC #2
Диапазон рабочих частот, ГГц Frequency range, GHz	1-2	1-2
Коэффициент усиления, дБ, не менее Small-signal gain, dB, min.	15.5	15.0
Возвратные потери по входу, дБ, не менее Input return loss, dB, min.	15	15
Возвратные потери по выходу, дБ, не менее Output return loss, dB, min.	12	12
Развязка в обратном направлении передачи, дБ, не менее Reverse isolation, dB, min.	22	22

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

Наименование параметра, Единица измерения Parameter, Unit	Значение Value	
	MMIC #1	MMIC #2
Развязка закрытого плеча, дБ, не менее Isolation for the closed branch, dB, min.	–	26
Коэффициент шума, дБ, не более Noise figure, dB, max.	1.8	2.3
Выходная мощность при 1дБ компрессии, дБм, не менее Output power at 1dB compression point, dBm, min.	17	17
Напряжение питания / смещения усилительного каскада, В Supply / Bias voltage for the amplifier stage, VDC	+5/-5	+5/-5
Уровни сигналов управления (Логический ноль / Логическая единица), В Control voltages (Low / High), VDC	–	0/+5
Ток покоя по цепи питания усилительного каскада, мА, не более DC current for the amplifier stage supply bus, mA, max.	80	80

4. Заключение

Проектирование МИС усилителей выполнено в системе автоматизированного проектирования NI AWR Design Environment. Качество библиотеки модельных элементов компании OMMIC, достаточно «низкий» диапазон рабочих частот, а также опыт топологической упаковки позволили исключить процедуру электромагнитного моделирования пассивных частей микросхем, сократив при этом время разработки и приведя к удовлетворительному совпадению расчетных и экспериментальных результатов. Работа выполнена совместно с АО «НПФ «Микран» (г. Томск).

Список литературы

[1] Сокращенный каталог продукции и услуг компании OMMIC за 2016 год [Электронный ресурс], http://www.ommic.com/actualite/wsf2014-15 (дата обращения 04.08.2017).

[2] de Hek A.P. On-chip active gate bias circuit for MMIC amplifier applications with 100% threshold voltage variation compensation / A.P. de Hek, E.B. Busking // Proceedings of the 1st European Microwave Integrated Circuits Conference. – 2006, 10-13 September. – P. 525–528.

[3] Аржанов С.Н. Комплект управляющих СВЧ GaAs МИС для систем АФАР / С.Н. Аржанов, А.А. Баров, А.Н. Гусев и др. // 17-я Международная Крымская конференция ‹‹СВЧ – техника и телекоммуникационные технологии›› – 2007 – Том. 1. – С. 75–76.

References

[1] OMMIC Products and Services Portfolio Short Form 2016 [Internet source], http://www.ommic.com/actualite/wsf2014-15 (access date: August 4, 2017).

[2] de Hek A.P. On-chip active gate bias circuit for MMIC amplifier applications with 100% threshold voltage variation compensation / A.P. de Hek, E.B. Busking // Proceedings of the 1st European Microwave Integrated Circuits Conference. – 2006, 10-13 September. – P. 525–528.

[3] Arzhanov S.N. A set of control GaAs MMICs for active electronically scanned arrays / S.N. Arzhanov, A.A. Barov, A.N. Gusev at alias // Proceedings of the 17th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology›› – 2007. – Vol. 1. – P. 75–76.

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

Double-balanced mixer with band 2-4.5 GHz based on 0.25 um BiCMOS technology

Andrey A. Kokolov[1], Feodor I. Sheyerman[1], Andrei S. Salnikov[1], Schevlyakov M.L.[2], Leonid I. Babak[1]
[1]*Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)*
Tomsk, 634005, Russian Federation
kokolovaa@gmail.com
[2]*LEMZ-T Ltd.*
Tomsk, 634055, Russian Federation
tomsk@lemz.ru

Abstract: *A MMIC passive mixer with on-chip integrated baluns based on 0.25 µm SiGe BiCMOS technology is presented. A double-balanced mixer core is implemented using resistive-FET topology. The measured performances of MMIC mixer over 2-4.5 GHz frequency band in a coaxial test bench are as follows: conversion gain G_C is more than -10 dB; return losses at RF and IF ports are better than -10 dB; RF-IF isolation is more than 25 dB; LO-IF and LO-RF isolations are more than 40 dB; input 1-dB compression point IP_{1dB} is more than 9 dBm; chip size is 1.74×0.6 mm2.*

Keywords: *double-balanced mixer, SiGe BiCMOS, MMICs, on-chip balun.*

Двойной балансный смеситель диапазона 2-4,5 ГГц на 0,25 мкм БиКМОП технологии

[1]Коколов А.А., [1]Шеерман Ф.И., [1]Сальников А.С.,
[2]Шевляков М.Л., [1]Бабак Л.И.
[1]*Томскийй государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)*
г. Томск, 634005, Российская Федерация
kokolovaa@gmail.com
[2]*ООО «ЛЭМЗ-Т»*
г. Томск, 634055, Российская Федерация
tomsk@lemz.ru

Аннотация: *Рассмотрены вопросы разработки СВЧ МИС пассивного смесителя с интегрированными симметруирующими трансформаторами на основе 0,25 мкм SiGe БиКМОП технологии. Смеситель выполнен по двойной балансной схеме с использованием CMOS транзисторов в ключевом режиме. Получены следую-*

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

щие характеристики: коэффициент передачи не менее -10 дБ в диапазоне частот ВЧ f_{RF} = 2-4,5 ГГц; диапазон ПЧ сигнала f_{IF}=50-500 МГц; уровень сигнала гетеродина $P_{LO} \geq 13$ дБм; согласование по входам ВЧ и ПЧ не менее -10 дБ; уровень развязки ВЧ-ПЧ (RF-IF) не менее 25 дБ, уровень развязок гетеродин-ПЧ (LO-IF) и гетеродин-ВЧ (LO-RF) не менее 40 дБ; уровень входной мощности $P_{1dB} \geq 9$ дБм; размеры 1,74×0,6 мм^2.

Ключевые слова: двойной балансный смеситель, SiGe БиКМОП, СВЧ МИС, интегральный симметрирующий трансформатор.

1. Введение

При разработке современных радиоэлектронных систем необходимо достичь заданных характеристик при соблюдении экономических требований. В полосе частот S- и L-диапазонов работает большое количество протоколов беспроводной связи (мобильная связь, беспроводной интернет, спутниковая навигация и т.п.). В связи с этим весьма актуальным является вопрос разработки универсальной широкополосной электронной компонентной базы, в частности, монолитных интегральных схем (МИС), перекрывающих сразу несколько различных частотных поддиапазонов.

В последнее время кремниевые КМОП и БиКМОП технологии позволяют получить сравнимые с GaAs МИС характеристики. Вместе с тем, кремниевые МИС имеют целый ряд преимуществ – они более дешевые, могут интегрироваться на одном кристалле с цифровыми схемами и обеспечивают меньшие габариты устройств.

Одним из ключевых элементов, во многом определяющий большинство параметров радиоэлектронной системы, является смеситель. выполняющий функцию преобразования сигнала высокой частоты (RF) в промежуточную частоту (IF) при подаче сигнала гетеродина (LO). Применение двойной балансной схемы смесителя позволяет увеличить подавление RF сигнала и гетеродина на выходе IF (развязка), а также обеспечивает подавление интермодуляций второго порядка [1].

Как правило, двойные балансные смесители требует наличие дифференциального сигнала на входе RF и LO. Для преобразования дифференциального (симметричного) тракта сигнала в несимметричный используются симметрирующие трансформаторы (СТ). При реализации двойного балансного смесителя в виде МИС размещение СТ непосредственно на кристалле исключает необходимость дополнительных внешних трансформаторов и упрощает дальнейшее применение МИС, однако приводит к

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

ограничению частотного диапазона и некоторому ухудшению характеристик смесителя.

В статье рассматривается разработка и экспериментальное исследование СВЧ МИС пассивного широкополосного двойного балансного смесителя на основе 0.25 мкм SiGe БиКМОП технологии.

2. Разработка широкополосного смесителя

Активные смесители на основе ячейки Гильберта [2] позволяют решить проблему низкого коэффициента преобразования G_C, снизить требования к мощности гетеродина. При использовании активных балунов такие смесители занимают гораздо меньшую площадь, по сравнению с пассивными. Но они потребляют мощность постоянного тока и имеют пониженную линейность (уровень интермодуляций IIP3 значительно хуже, чем у пассивных смесителей).

Пассивные балансные смесители [3, 4] имеют следующие преимущества: не требуется питание, высокое значение точки сжатия по входу P_{1dB} и, соответственно, уровня интермодуляций третьего порядка по входу IIP3. Недостатки: достаточно большие потери преобразования – порядка 7 - 10 дБ; требуется уровень мощности гетеродина порядка 10 дБм и более (это часто обеспечивается встроенным LO усилителем [5]).

Исходя из требований к линейности (уровень интермодуляций по входу IIP3 > 15 дБм) была пассивная двойная балансная схема смесителя на основе КМОП транзисторов, работающих в ключевом режиме [3, 4], и встроенных СТ.

Для диапазона частот 2-4,5 ГГц был разработан интегрированный на кремниевую подложку СТ в виде двух спиральных катушек индуктивности с лицевой связью. В кремниевых технологиях используется многослойная металлизация, поэтому можно изготовить катушки как с боковой связью (в одном слое), так и с лицевой (в разных слоях друг под другом). Для получения широкой полосы частот катушки сделаны несимметричными, т.е. с разным количеством витков. Для оценки параметров СТ и его отдельных катушек использовалось электромагнитное моделирование (ADS Momentum).

На рис. 2 представлена принципиальная схема разработанного смесителя на основе КМОП транзисторов, работающих в ключевом режиме.

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

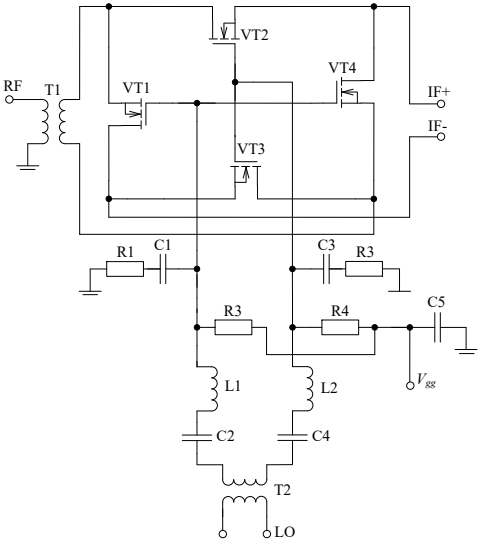


Рис. 2. Принципиальная схема смесителя на основе КМОП в ключевом режиме

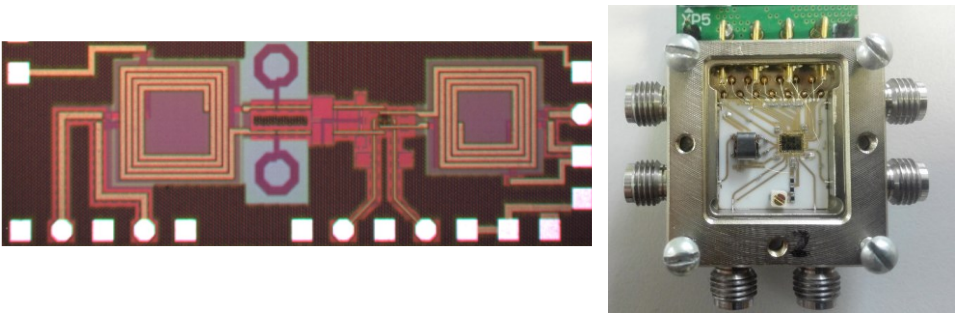
Fig. 2. Resistive FET mixer circuit based on CMOS

Трансформаторы T1 и T2 обеспечивают переход от дифференциального тракта к несимметричному и согласование с сопротивлением тракта 50 Ом. Элементы R1, R3, C1, C3, L1, L2 выполняют функцию цепей согласования тракта гетеродина. Для снижения требований к гетеродину и улучшению согласования на затворы транзисторов через элементы R3, R4 и C5 подается напряжение смещения V_{gg} = 0,6 В.

3. Экспериментальное исследование СВЧ МИС

Фотография топологии изготовленной СВЧ МИС смесителя (размеры 1,74×0,6 мм2) приведена на рис. 3а. Для проведения измерений СВЧ МИС в коаксиальном тракте был разработан специальный измерительный макет, в котором микросхема размещена на керамической подложке и разварена на микрополосковые линии при помощи золотой проволоки (рис. 4б). Выход IF смесителя преобразован в несимметричный при помощи внешнего моточного широкополосного СТ. Измерения проводились при помощи 2-портового векторного анализатора цепей R&S ZVA и внешнего генератора, использовалась скалярная калибровка с учетом рассогласования ВЧ и ПЧ трактов.

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



а) *б)*

Рис. 3. а) Топология СВЧ МИС смесителя; б) измерительный макет

Fig. 3. a) Broadband SiGe mixer layout; b) test bench for coaxial measurements

Как видно из рис. 4, в диапазоне 1,2-4,5 ГГц коэффициент преобразования G_C МИС смесителя составляет -8…-10 дБ (P_{LO} = 15 дБм, P_{RF} = -10 дБм, $f_{IF} = f_{LO} - f_{RF}$ = 500 МГц). Коэффициент отражения по входу ВЧ составляет не менее -10 дБ в диапазоне 1,8-4,5 ГГц.

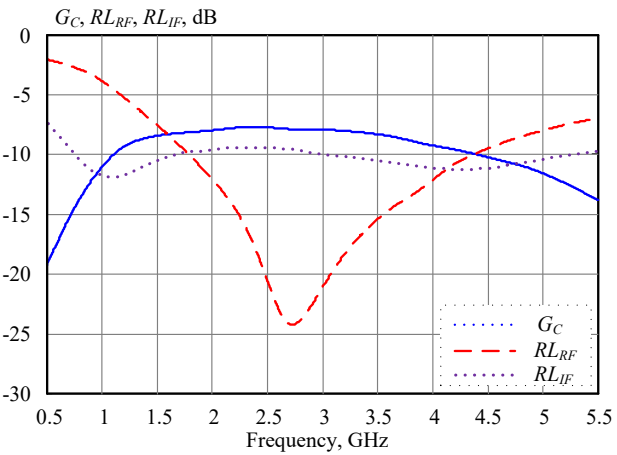


Рис. 4. Коэффициент преобразования G_C и коэффициенты отражения по входам ВЧ и ПЧ (P_{LO}=15 дБм, f_{IF}=500 МГц, V_{gg} = 0,6 В)

Fig. 4. Measured conversion gain G_C and return losses RL_{RF} and RL_{IF}

(P_{LO}=15 dBm, f_{IF}=500 MHz, V_{gg} = 0,6 V).

Измеренный уровень развязок при P_{LO}=15 дБм и f_{IF}=150 МГц приведен на рис. 5. Снижение развязки ВЧ-ПЧ до 25 дБ в диапазоне частот 1,5-3 дБ обусловлено влиянием заземляющих разварочных проволочек (пара-

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

зитная индуктивность порядка 0,5 нГн). Уровень развязок гетеродин-ПЧ и гетеродин-ВЧ соотносится с моделированием и составляет порядка 40 дБ.

Измеренный уровень входной мощности при сжатии коэффициента преобразования на 1 дБ IP_{1dB} составляет не менее 9 дБм (в худшей точке) при мощности гетеродина P_{LO} = 15 дБм. Таким образом, уровень IIP3 составляет не менее 18,6 дБм ($IIP_3 = IP_{1dB}$+9.6 dB).

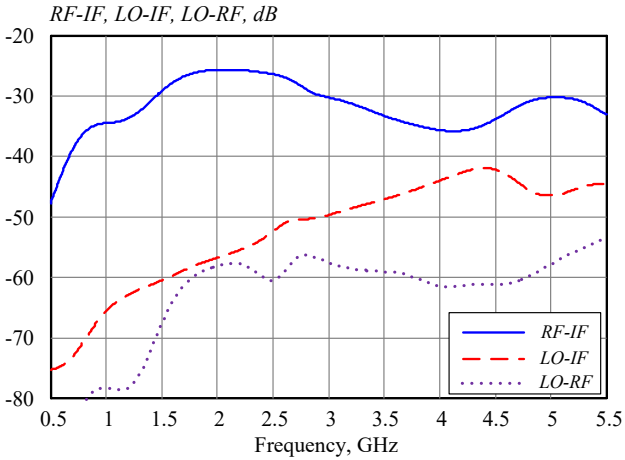


Рис. 5. Уровни развязок МИС смесителя (P_{LO}=15 дБм, V_{gg}=0,6 В, f_{IF}=150 МГц)

Fig. 5. Measured *RF-IF*, *LO-IF*, *LO-RF* isolations (P_{LO}=15 dBm, V_{gg}=0.6 V, f_{IF}=150 MHz)

4. Заключение

В статье описаны основные этапы разработки и результаты экспериментального исследования СВЧ МИС пассивного двойного балансного смесителя, изготовленной на основе 0.25 мкм SiGe БиКМОП технологии. Достоинствами микросхемы являются малые габариты, широкополосность и хорошая динамика. Величина коэффициента преобразования МИС составляет не менее -10 дБ в полосе частот f_{KF} = 1,2-4.5 ГГц, диапазон ПЧ сигнала f_{IF} = 50-500 МГц; уровень сигнала гетеродина $P_{LO} \geq$ 13 дБм; согласование по входам ВЧ и ПЧ не менее -10 дБ; уровень развязки ВЧ-ПЧ (*RF-IF*) не менее 25 дБ, уровень развязок гетеродин-ПЧ (*LO-IF*) и гетеродин-ВЧ (*LO-RF*) не менее 40 дБ; уровень входной мощности $P_{1dB} \geq$ 9 дБм; размеры 1,74×0,6 мм^2. Микросхема является перекрывает частоты нескольких диапазонов, это делает ее универсальной и позволяет использовать в приемниках и приемо-передатчиках различных частотных поддиапазонов, а также в широкополосных трактах.

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

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при финансовой поддержке прикладных научных исследований Министерством образования и науки РФ. Уникальный идентификатор ПНИЭР RFMEFI57715X0179.

Список литературы

[1] Maas S.A. Nonlinear Microwave and RF circuits. Second edition. USA: Artech House. 2003. P. 267.

[2] Wang X., Dengi A., Kiaei S. A high IIP3 X-band BiCMOS mixer for radar applications // Proceedings of the 2004 International Symposium on Circuits and Systems. 2004. V.1. P. 113-116.

[3] Chen J.-H., et al. A 15-50 GHz broadband resistive FET ring mixer using 0.18 um CMOS technology // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT). 2010. P. 784-787.

[4] Manu Raj, et al. A very wideband FET resistive MMIC double balanced mixer based on empirical non-linear cold FET model // IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMaRC). 2015. P. 305-308.

[5] Kokolov A. A., Sheyerman F. I., Babak L.I. Broadband Differential 1.5-5 GHz LO Buffer Amplifier Based On SiGe BiCMOS Technology // International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON–2017). 2017.

References

[1] Maas S.A. Nonlinear Microwave and RF circuits. Second edition. USA: Artech House. 2003. P. 267.

[2] Wang X., Dengi A., Kiaei S. A high IIP3 X-band BiCMOS mixer for radar applications // Proceedings of the 2004 International Symposium on Circuits and Systems. 2004. V.1. P. 113-116.

[3] Chen J.-H., et al. A 15-50 GHz broadband resistive FET ring mixer using 0.18 um CMOS technology // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT). 2010. P. 784-787.

[4] Manu Raj, et al. A very wideband FET resistive MMIC double balanced mixer based on empirical non-linear cold FET model // IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMaRC). 2015. P. 305-308.

[5] Kokolov A. A., Sheyerman F. I., Babak L.I. Broadband Differential 1.5-5 GHz LO Buffer Amplifier Based On SiGe BiCMOS Technology // International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON–2017). 2017.

Acknowledgements

The project was carried out with financial support of Ministry of Education and Science of the Russian Federation together with industrial partner «LEMZ-T» Ltd. Unique identifier is RFMEFI57715X0179.

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

Амплитудные характеристики монолитных ограничителей мощности на диодах с барьером Шоттки и на PIN диодах

Груша А.В., Крутов А.В., Ребров А.С.
АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино,141190, Россия
info@istokmw.ru

Аннотация: *В докладе представлены результаты исследований амплитудных характеристик монолитных ограничителей мощности на диодах с барьером Шоттки (ДБШ) и на PIN диодах. Уровень просачивающейся мощности таких устройств отличается примерно на порядок. Верхняя граница линейности амплитудной характеристики по входу также отличаются примерно на порядок. Выбор типа применяемого ограничителя мощности должен основываться на требованиях к динамическому диапазону приемного тракта.*

Ключевые слова: ограничитель мощности, амплитудная характеристика, вертикальные диоды с барьером Шоттки (ДБШ), PIN диоды, быстродействие, динамическая характеристика

1. Введение

Главная задача ограничителей мощности (ОМ) — защита приемных трактов радиоэлектронной аппаратуры от воздействия входной мощности. Их основными характеристиками являются максимально допустимая входная мощность, просачивающаяся мощность и быстродействие.

Развитие электронной компонентной базы приемных устройств привело к увеличению требований по верхней границы линейности амплитудной характеристики по входу. Однако динамический диапазон приемного тракта может быть ограничен не только входным усилителем, но и ограничителем мощности. Прямых сведений о верхней границы линейности амплитудной характеристики по входу для монолитных ограничителей мощности в литературе не приведено.

В данном докладе представлены результаты сравнения двух типов ограничителей мощности на ДБШ (М44427 литер 1 [1]) и на PIN диодах (М44420). Данные ограничители мощности выполнены в виде монолитных интегральных схем, на подложке из арсенида галлия и имеют одинаковые уровни начальных потерь (0,5-1,5 дБ) в диапазоне 1-18 ГГц.

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

2. Результаты моделирования

Моделирование проводилось с помощью пакета программ Advanced Design System, фирмы Keysight Technologies. Использовались модели диода с барьером Шоттки [2], PIN диода [3] и электромагнитные модели топологий ОМ. На рис. 1 показана частотная зависимость входной мощности при компрессии потерь 1 дБ, динамическая характеристика показана на рис. 2.

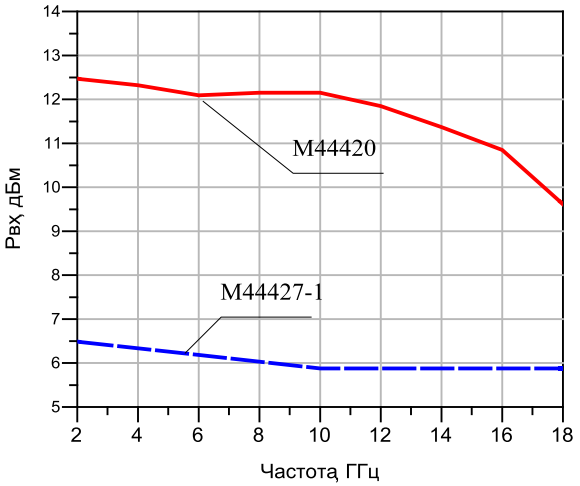


Рис. 1. Частотная зависимость входной мощности при компрессии потерь 1 дБ

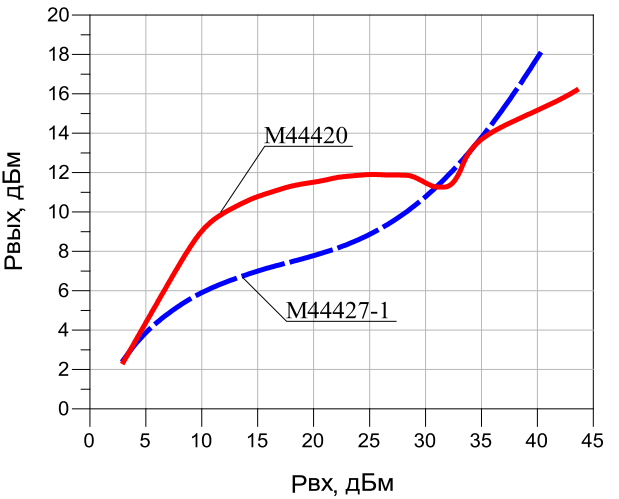


Рис. 2. Динамическая характеристика

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

3. Экспериментальные результаты

На рис.3 показана частотная зависимость входной мощности при компрессии потерь 1 дБ, измерения проводились на зондовой станции. На рис.4 изображены динамическая характеристика и порог сгорания (определены по методике, описанной в работе [4]).

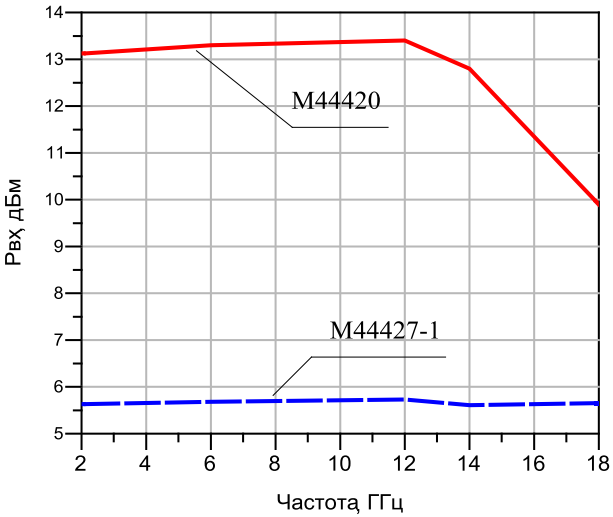


Рис. 3. Частотная зависимость входной мощности при компрессии потерь 1 дБ

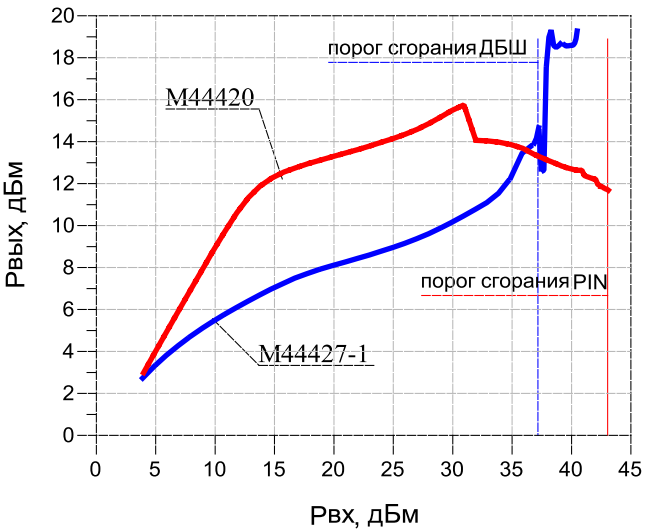


Рис. 4. Динамическая характеристика и порог сгорания

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

Результаты моделирования и эксперимента показали схожесть результатов. Как видно из графиков ОМ на PIN диодах имеет большую частотную зависимость мощности, в отличие от ОМ на ДБШ. Разница по уровню входной мощности, при компрессии потерь 1 дБ, достигает 8 дБм. Просачивающаяся мощность для М44420 и М44427-1 составляет не более 17 дБм и 13 дБм, соответственно.

Были проведены измерения интермодуляционных искажений 3-го порядка по выходу (OIP3). На рис. 5 показаны спектрограммы выходного сигнала ограничителей мощности. На вход устройства подавались два тоновых сигналов с частотами 17,9 ГГц и 18 ГГц. При подаче мощности равной компрессии потерь 1 дБ значение OIP3 для М44427-1 составило 27 дБ, для М44420 — 18 дБ. При мощности ниже уровня 1 дБ компрессии потерь на 5 дБм получили следующие значения OIP3: для М44427-1 — 54 дБ, для М44420 — 23 дБ.

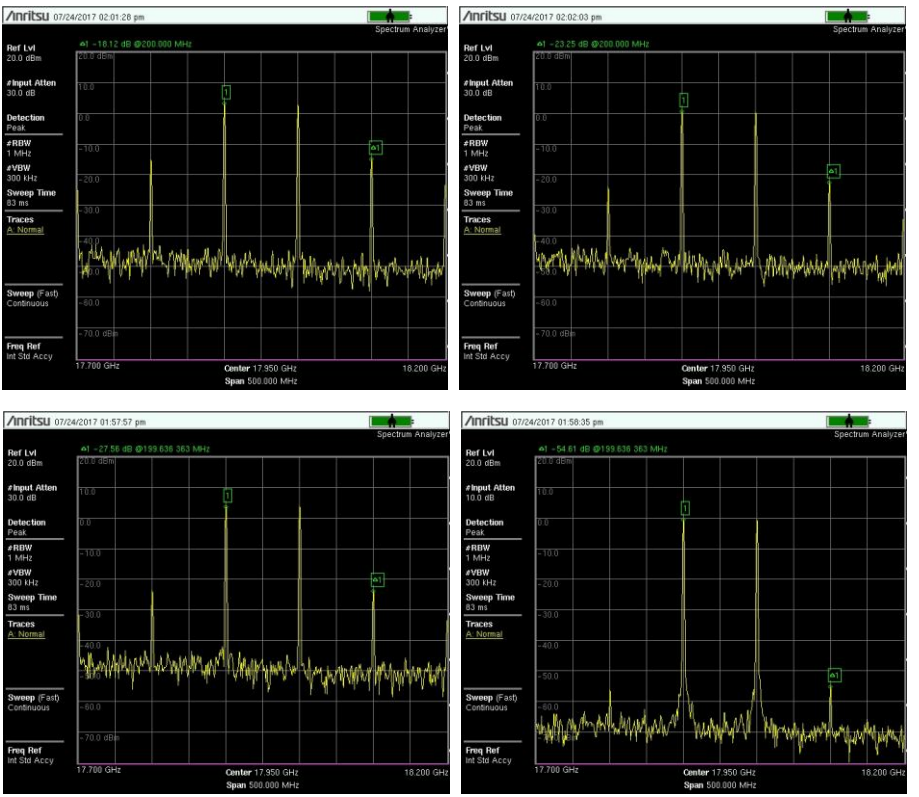


Рис. 5. Результаты измерений интермодуляционных искажений: а – М44419, б – М44427-1

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

3. Заключение

Проведено сравнение двух типов ограничителей мощности выполненных в виде монолитных интегральных схем на арсениде галлия, где в качестве активного элемента использованы диоды Шоттки (М44427-1) и PIN диоды (М44420).

Показаны результаты моделирования и экспериментальных исследований ограничителей мощности, включающие в себя измеренные частотные зависимости мощности при компрессии потерь 1 дБ, динамические характеристики, характеристики порога сгорания и спектрограммы интермодуляционных искажений.

Допустимая входная мощность в непрерывном режиме для ограничителя мощности на ДБШ составляет 2-3 Вт, а на PIN диодах находится около 20 Вт, при уровне просачивающейся мощности не более 13 дБм и 17 дБм, соответственно.

Быстродействие ограничителя мощности на ДБШ находится на уровне единиц пикосекунд, а на PIN диодах составляет единицы наносекунд.

Выбор типа применяемого ограничителя мощности должен основываться на требованиях к динамическому диапазону приемного тракта.

Список литературы

[1] Груша А.В., Крутов А.В., Ребров А.С. Ограничители СВЧ мощности М44427 // Электроника и Микроэлектроника СВЧ. VI Всероссийская научно-техническая конференция. Санкт-Петербург. 2017. С. 236-240.

[2] Груша А.В., Крутов А.В., Ребров А.С. Нелинейная модель диода с барьером Шоттки на основе модели из Advanced Design System // Электроника и Микроэлектроника СВЧ. VI Всероссийская научно-техническая конференция. Санкт-Петербург. 2017. С. 203-307.

[3] J. Kyhl and M. Andersson, An Advanced PIN-diode Model // Microwave Journal, September 2005. P. 206-212.

[4] Krutov A. V., Rebrov A. S. Experimental definition of power handling level for MMIC limiter // 2010 20th Int. Crimean Conf. “Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo’2010). Sevastopol. 2010. P.143-144.

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

Research of the methods to control oscillation parameters in diode microwave chaos generator

[1]Semernik I.V., [2]Demyanenko A.V.
Southern Federal University
Taganrog, 347922, Russian Federation
[1]ivsemernik@sfedu.ru, [2]demalex@inbox.ru

Abstract: *The results of experimental research of microwave chaotic oscillation generator based on the IMPATT diode are discussed. The methods to control of generated microwave chaotic oscillation's parameters are considered. It is shown, that control of the main radio engineering parameters of the generated microwave chaotic oscillation may be carried out by adjustment of the IMPATT diode supply current and changing the frequency dependence of the reflection coefficient from irregularity introduced into the generator's output transmission line.*

Keywords: *microwave oscillator; avalanche transit time diode; chaotic oscillations; dinamical chaos; chaos control*

Исследование способов управления параметрами выходного колебания диодного СВЧ-генератора хаоса

[1]Семерник И.В., [2]Демьяненко А.В.
Южный федеральный университет
г. Таганрог, 347922, Российская Федерация
[1]ivsemernik@sfedu.ru, [2]demalex@inbox.ru

Аннотация: *В докладе обсуждаются результаты экспериментального исследования СВЧ-генератора хаотических колебаний на лавинно-пролётном диоде. Исследуются методы управления параметрами генерируемого СВЧ хаотического колебания. Показано, что управление основными радиотехническими параметрами хаотического колебания возможно путём регулировки тока питания диода, а также изменения частотной зависимости коэффициента отражения от вносимой в выходную передающую линию неоднородности.*

Ключевые слова: СВЧ-генератор, лавинно-пролетный диод, хаотические колебания, динамический хаос, управление хаосом.

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

1. Введение

Хаотические сигналы СВЧ-диапазона в настоящее время вызывают достаточно большой интерес в широкой области задач прикладной радиотехники [1, 2]. Одной из важных характеристик генератора хаоса является управление параметрами генерируемого хаотического колебания [1, 3]. Источники хаотических колебаний в настоящее время разрабатываются преимущественно на основе биполярных и полевых транзисторов [1, 4, 5]. Однако, в диапазоне частот выше 10 ГГц создание транзисторных генераторов хаоса затруднительно [6]. В то же время для создания источников хаоса в диапазоне частот до нескольких сотен гигагерц могут использоваться СВЧ-диоды с отрицательным сопротивлением, в том числе лавинно-пролётные диоды (ЛПД) [7]. При этом вопросы управления параметрами диодных СВЧ-генераторов хаоса практически не рассмотрены [8].

Настоящая работа посвящена исследованию способов управления параметрами источника СВЧ хаотических колебаний на основе СВЧ-генератора на ЛПД.

2. Конструкция исследуемого СВЧ-генератора хаоса

Для проведения исследований был выбран СВЧ-генератор на ЛПД (ГЛПД) широко известной конструкции [7, 9]. В исследуемом генераторе установлен ЛПД типа 1А704В, предназначенный для работы в диапазоне частот 8,3-10 ГГц, однако допустимо также его применение в диапазоне частот 6-8,3 ГГц. Рабочий ток диода составляет 15 – 50 мА.

СВЧ-генератор может переводиться в режим динамического хаоса несколькими способами [10-13]. В настоящем работе перевод СВЧ-генератор в режим динамического хаоса осуществляется путём введения неоднородности в выходную передающую линию генератора [12, 14]. Управление параметрами хаотического колебания осуществляется путём регулировки параметров ГЛПД и вносимой неоднородности. В качестве неоднородности использован короткозамкнутый (КЗ) шлейф (РСВ-126), выполненный на основе волновода стандартного сечения 23х10 мм. Короткозамкнутый шлейф включен в выходную линию генератора с помощью волноводного симметричного Y-тройника в плоскости Н.

3. Полученные результаты

Было проведено исследование влияния тока питания диода на динамические режимы ГЛПД и параметры генерируемого сигнала. Пусковой

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

ток генератора составил 21 мА. При этом выходной сигнал генератора представляет собой гармоническое колебание с частотой 6,5 ГГц. Увеличение тока питания диода приводит к обогащению спектра генерируемого колебания. При токе питания ЛПД 38 мА происходит переход системы в режим динамического хаоса через перемежаемость [15]. Повышение тока питания ЛПД приводит к увеличению выходной мощности, уменьшению неравномерности и расширению спектра мощности хаотического колебания: при $I_0 = 38$ мА ширина спектра мощности достигает 950 МГц по уровню -60 дБмВт, в том время как при $I_0 = 48$ мА – 1600 МГц (рис. 1). Интервал корреляции хаотического колебания при токе питания ЛПД $I_0 = 48$ мА составляет около 1,5 нс (рис. 1).

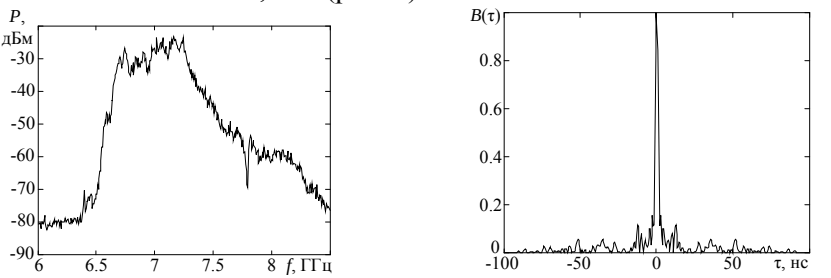


Рис. 1. Спектр мощности (слева) и корреляционная функция хаотического сигнала при токе питания ЛПД 48 мА (справа)

Fig. 1. Power spectrum (left) and correlation function of chaotic signal at IMPATT diode current 48 mA (right)

При указанных выше параметрах системы хаотическая динамика наблюдается главным образом в окрестности резонансной частоты колебательной системы ГЛПД, что согласуется с результатами численного исследования [15]. В окрестности второй гармоники резонансной частоты также наблюдается хаотическая динамика, однако спектральная плотность мощности в этом частотном диапазоне на несколько порядков ниже.

Длина короткозамкнутого шлейфа, включенного в выходную передающую линию генератора, оказывает значительное влияние на гладкость огибающей спектра мощности генерируемого хаотического колебания (рис. 2). При этом имеет место оптимальное значение длины короткозамкнутого шлейфа, характеризующееся наиболее гладкой огибающей спектра хаотического сигнала. Длина короткозамкнутого шлейфа оказывает влияние на корреляционную функцию хаотического колебаний. При длине короткозамкнутого шлейфа 18 мм наблюдается наиболее гладкая огибающая спектра мощности и, как следствие, наименьшее время корреляции –

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

около 1 нс. Из рис. 2 видно, что путём изменения длины короткозамкнутого шлейфа возможно осуществлять перестройку ширины спектра хаотического сигнала в широких пределах – от менее 1 ГГц до 1,65 ГГц.

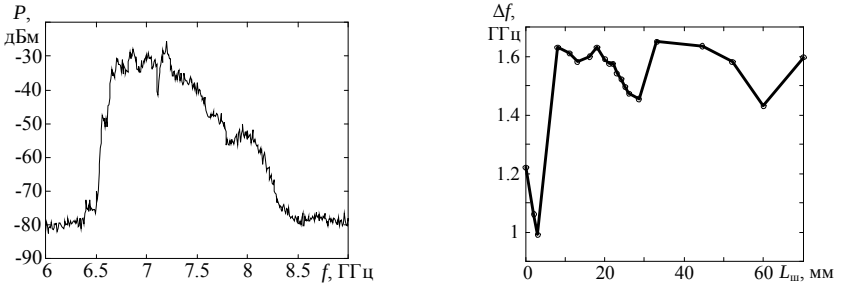


Рис. 2. Спектр мощности хаотического сигнала при длине КЗ шлейфа 18 мм (слева) и зависимость ширины спектра мощности хаотического сигнала при изменении длины КЗ шлейфа (справа)

Fig. 2. Power spectrum of chaotic signal at shorted stub length 18 mm (left) and dependence of spectrum width from shorted stub length (right)

Путём изменения величины дополнительной задержки, вносимой фазовращателем, возможно осуществлять управление динамическими режимами ГЛПД, а также изменять корреляционные и статистические свойства генерируемого хаотического колебания. Ширина спектра мощности в режиме динамического хаоса при этом практически не изменяется.

4. Заключение

Таким образом, в данной работе рассмотрены способы управления параметрами генерируемого хаотического колебания в системе на основе СВЧ-генератора на лавинно-пролётном диоде. Показано, что эффективное управление параметрами генерируемого хаотического колебания возможно осуществлять путём изменения тока питания ЛПД, либо частотной зависимости модуля коэффициента отражения генерируемого сигнала от неоднородности и величины задержки. Второй способ управления является более предпочтительным, поскольку уменьшение тока питания ЛПД приводит к снижению выходной мощности ГЛПД и увеличению неравномерности спектра мощности хаотического колебания.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 16-19-10537).

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

Список литературы

[1] Генерация хаоса. Под общ. ред. Дмитриева А.С.-М: Техносфера, 2012.-424 с.

[2] Алексеев Ю.И., Демьяненко А.В., Семерник И.В. Исследование ганновского генератора в детерминированном и хаотическом режимах // Приборы и техника эксперимента. 2013. №6. С. 39-41.

[3] Алексеев Ю.И., Орда-Жигулина М.В., Демьяненко А.В., Семерник И.В. Экспериментальное исследование динамики развития режима хаотических колебаний в детерминированной автоколебательной СВЧ-системе // Приборы и техника эксперимента. 2014. №3. С. 74-77.

[4] Sarkar B.C., Chakraborty J., Sarkar S. Numerical and experimental studies on the chaotic dynamics of driven Gunn oscillator // Indian Journal of science and technology.-2014.-Vol.7.-pp. 924-932. (DOI: 10.17485/ijst/2014/v7i7/38080)

[5] Семерник И.В., Демьяненко А.В. Сравнительное исследование способов перевода СВЧ генератора на лавинно-пролётном диоде в хаотический режим // Известия высших учебных заведений. Физика.-2015.-т.58, № 8/2.-С.122-125.

[6] Demyanenko A., Semernik I., Orda-Zhigulina M. Numerical study of dynamics of avalanche transit time microwave oscillator // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON) Proceedings. Omsk State Technical University. Russia, Omsk, May 21-23, 2015.pp.1-6. (DOI: 10.1109/SIBCON.2015.7147166)

References

[1] Генерация хаоса. Под общ. ред. Дмитриева А.С.-М: Техносфера, 2012.-424 с.

[2] Alekseev Y.I., Dem'yanenko A.V., Semernik I.V. A study of the Gunn oscillator in deterministic and chaotic modes. Instruments and Experimental Techniques. 2013, Vol. 56, No. 6, pp. 648-650.

[3] Alekseev Y.I., Orda-Zhigulina M.V., Dem'yanenko A.V., Semernik I.V. An experimental study of the development Dynamics of the chaotic oscillation mode in a deterministic self-oscillatory microwave system. Instruments and Experimental Techniques, 2014, Vol. 57, No. 3, pp. 307-310. (DOI: 10.1134/S0020441214020134)

[4] Sarkar B.C., Chakraborty J., Sarkar S. Numerical and experimental studies on the chaotic dynamics of driven Gunn oscillator // Indian Journal of science and technology.-2014.-Vol.7.-pp. 924-932. (DOI: 10.17485/ijst/2014/v7i7/38080)

[5] Семерник И.В., Демьяненко А.В. Сравнительное исследование способов перевода СВЧ генератора на лавинно-пролётном диоде в хаотический режим // Известия высших учебных заведений. Физика.-2015.-т.58, № 8/2.-С.122-125.

[6] Demyanenko A., Semernik I., Orda-Zhigulina M. Numerical study of dynamics of avalanche transit time microwave oscillator // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON) Proceedings. Omsk State Technical University. Russia, Omsk, May 21-23, 2015.pp.1-6. (DOI: 10.1109/SIBCON.2015.7147166)

Acknowledgements

This research was financially supported by Russian Science Foundation (project No.16-19-10537).

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

Sources of microwave power on avalanche-passing diodes in the short-wave part of the millimeter range

[1]Balabanov V.M., [2]Karushkin N.F, [1]Obukhov I.A, [1,3]Smirnova E.A.
[1]*Research & Development Company "System Recourses",*
Moscow, 141070, Russian Federation
[2]*State Research Institute «Orion»*
Kiev,03680, Ukraine
[3]*Moscow State University n.a. M.V. Lomonosov,*
Moscow, 119991, Russian Federation
el_smirnova@systemres.ru

***Abstract**: In the shortwave part of the microwave band are considered the issues of impedance matching impact IMPATT diode with a characteristic impedance of electrodynamic design of the generator. As an impedance transformer, the IMPATT diode uses industrial ruby-ring of watches, regarded as radial lines with distributed parameters. The generators are made on the basis of waveguide-coaxial structures. Microwave power levels of 20-40 mW in the continuous mode of operation are achieved in the range of 150-170 GHz using avalanche-pass diode p+-p-n-n+ -type. When the ambient temperature drops to 77K, the microwave output power level rises to 240-250 mW. At the second harmonic (~312 GHz), the output power is 1-1.2 mW.*
***Keywords:** IMPATT diode, generator, millimeter wavelength range.*

Источники СВЧ-мощности на лавинно-пролётных диодах в коротковолновой части миллиметрового диапазона

[1]Балабанов В.М., [2]Карушкин Н.Ф., [1]Обухов И.А., [1,3]Смирнова Е. А.
[1]*НПП «Системные Ресурсы», Москва, Россия*
[2] *НИИ «Орион», Киев, Украина*
[3]*МГУ им. М.В. Ломоносова, физический факультет, Москва, Россия*
el_smirnova@systemres.ru

***Аннотация:** В коротковолновой части СВЧ-диапазона рассмотрены вопросы согласования импеданса лавинно-пролётного диода с волновым сопротивлением электродинамической конструкции генератора. В качестве трансформатора*

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

импеданса ЛПД использованы промышленные часовые рубиновые кольца, рассматриваемые как радиальные линии с распределёнными параметрами. Генераторы выполнены на базе волноводно-коаксиальных конструкций. Уровни СВЧ-мощности 20–40 мВт в непрерывном режиме работы достигаются в диапазоне 150–170 ГГц с применением лавинно-пролётных диодов p^+–p–n–n^+-типа. При понижении температуры окружающей среды до 77К уровень выходной СВЧ-мощности повышается до 240–250 мВт. На второй гармонике (~312 ГГц) выходная мощность составляет 1–1,2 мВт.

Ключевые слова: лавинно-пролётный диод, генератор, миллиметровый диапазон длин волн.

1. Введение

Несмотря на потенциальные возможности лавинно-пролётных диодов (ЛПД) в коротковолновой части миллиметрового диапазона (200–300 ГГц) [1] существует целый ряд причин (явлений), ограничивающих их работу в этом диапазоне. Одним из основных ограничений является влияние последовательного сопротивления растекания полупроводниковой структуры, характеризующего омические потери в подложке (r_s) и омического сопротивления контактных элементов, включающих полупроводниковую структуру в СВЧ-цепь (r_p). Частота, на которой сумма сопротивлений r_s+r_p становится равной отрицательному сопротивлению активной области, является предельной для данного диода. Перспективными в этом случае представляются двухпролётные диоды, которые позволяют получить более высокое отрицательное сопротивление активной области, чем однопролётные, при тех же значениях сопротивления подложки. При разработке источников мощности в коротковолновой части миллиметрового диапазона следует обратить особое внимание на тепловой режим работы диода поскольку, перегрев p–n-перехода может не позволить выйти на оптимальные для данного диапазона значения плотности тока.

Важной причиной, ограничивающей величину выходной мощности источников с применением ЛПД на высоких частотах, является трудность согласования очень малых импедансов диода с импедансом внешней электродинамической конструкции.

Целью настоящей работы является анализ факторов, ограничивающих работу источников мощности в коротковолновой части миллиметрового диапазона и исследование конструкций, обеспечивающих эффективное согласование малой величины импеданса ЛПД с импедансом электродинамической системы. Экспериментально исследована работа генераторов при пониженных температурах на частотах 150–170 ГГц.

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

2. Согласование импеданса нагрузки и ЛПД

Анализ импедансных амплитудно-частотных характеристик ЛПД, применяемых в коротковолновой части миллиметрового диапазона с профилем легирования p^+–n– n^+-, p^+– p– n– n^+-типа [2], показывает, что при величинах амплитуд сигналов, соответствующих максимальной электронной мощности, оптимальном диаметре p-n-перехода, оптимальном профиле легирования – модули отрицательного сопротивления полупроводниковой структуры $|-r_d|$ не превышают 1–3 Ом. На рис. 1 представлены расчётные импедансные характеристики двухпролётных диодов [2].

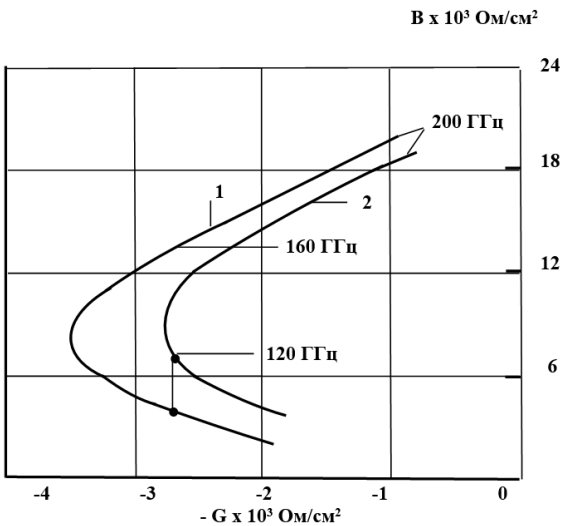


Рис. 1 Импедансные характеристики двухпролётных диодов при плотности тока J=120 кА/см^2 (1) и J=140 кА/см^2 [2].
Fig. 1. Impedance characteristics of a two-span diodes at a current density of J=120 кА/cm^2 (1) and J=140 кА/cm^2 [2].

Расчёты выполнены при концентрации носителей в областях p и n, равной $2 \cdot 10^{17}$ см$^{-3}$ при длине обеднённого слоя L=0,6 мкм. Напряжение пробоя $U_{пр}$=10,5 В. Сопротивление потерь R_s=0,5·10-5 Ом·см.

Из рис. 1 видно, что из-за тепловых ограничений диоды могут работать только в том интервале адмитансной характеристики, который соответствует большим значениям реактивной проводимости и малым значениям активной проводимости, что затрудняет согласование таких диодов с

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

волновым сопротивлением электродинамических конструкций. В связи с этим при непосредственном включении ЛПД в высокочастотную цепь с нагрузкой равной волновому сопротивлению линии передачи W_0, коэффициент трансформации активной составляющей импеданса нагрузки должен составлять $W_0/|-r_d|>20\div100$.

Анализ создания трансформаторов импедансов в генераторах на ЛПД в миллиметровом диапазоне определяет построение трансформатора импедансов в непосредственной близости к полупроводниковой структуре. При выполнении такого трансформатора с минимальными потерями и коэффициентом трансформирования импедансов (K), в высокочастотную цепь устройства включается трансформаторное отрицательное сопротивление диода [3]. При использовании волноводных конструкций генераторов на ЛПД в качестве трансформатора импеданса целесообразно использовать диэлектрический корпус (1) диода (рис. 2). На рисунке 2 корпусированный диод смонтирован на теплоотводе (5). Структура ЛПД (1) соединена с торцом диэлектрической втулки (2) с помощью металлической контактной сетки (3). Эквивалентная схема замещения диода (рис. 2) представлена на рис. 3.

Здесь приняты следующие обозначения:

$Z_d = r_d + jx_d$ – комплексный импеданс полупроводниковой структуры;

r_s – сопротивление растекания структуры;

L_p – индуктивность контактной сетки;

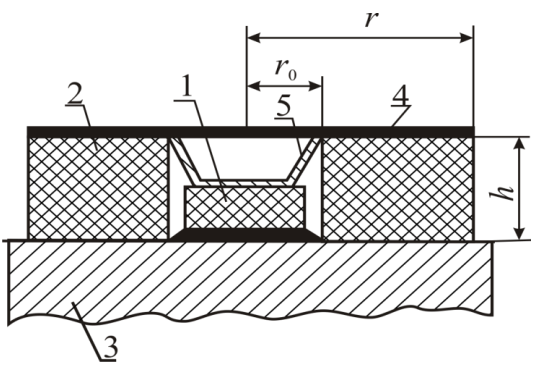


Рис. 2 Конструкция ЛПД в корпусе. Диодная p+–p–n–n+-структура (1), смонтированная внутри рубиновой втулки (2), на позолоченном медном штифте (3), соединена верхним электродом с крышкой (4) при помощи золотой плющены (5)
Fig. 2. The design of IMPATT diode in the body. (1) p+–p–n–n+-structure, (2) gold plated copper pin, the upper electrode (3) with lid(4), gold plated (5).

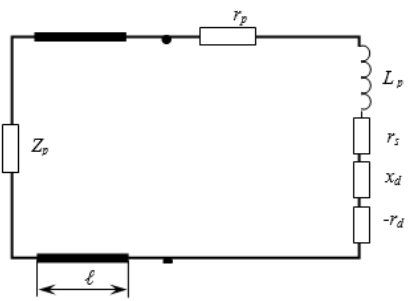


Рис. 3 Эквивалентная схема замещения ЛПД в корпусе
Fig. 3 The equivalent circuit of IMPATT diode

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

r_p – сопротивление потерь в контактах элементов монтажа;

l – толщина стенки диэлектрической линии, определяющая длину эквивалентной радиальной линии;

Z_p – волноводная нагрузка радиальной линии;

r_d – отрицательное сопротивление полупроводниковой структуры;

x_d – реактивное сопротивление полупроводниковой структуры;

$r_d = r_s + r_p$ – вещественная часть импеданса полупроводниковой структуры.

Выбором геометрических размеров радиальной линии (толщины l и высоты h) достигается приведение к клеммам включения диодной структуры реактивной проводимости для реализации условий параллельного резонанса.

Для создания источников мощности на ЛПД использовались волноводно-коаксиальные соединения со связью через щель в боковой стенке прямоугольного волновода сечением 0,8x1,6 мм и 0,5x0,75 мм (рис. 4).

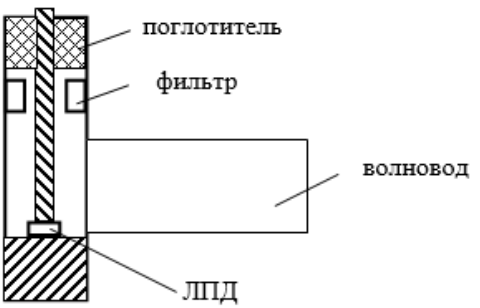


Рис. 4 Волноводно-коаксиальный переход, содержащий ЛПД
Fig. 4 Waveguide-coaxial transition containing IMPATT diode

Меняя положение оси коаксиальной линии относительно боковой стенки волновода, можно изменять коэффициент трансформации в широких пределах и обеспечить согласование выходного сопротивления ЛПД с нагрузкой. Структуры ЛПД p^+–p–n–n^+-типа с пробивным напряжением 11–12 В собирались в металлорубиновые корпуса диаметром 0,4 мм. Предпробивная ёмкость диодов, собранных в корпусе, составляла 0,3–0,35 пФ. Генераторы, выполненные на базе волноводно-коаксиальных конструкций с параметрами диодов, приведённых выше, позволяют получать уровни мощности 20–40 МВт в непрерывном режиме генерации на частотах 150–175 ГГц. Как было замечено, при разработке полупроводниковых

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

источников мощности в коротковолновой части следует обратить особое внимание на тепловой режим работы диода, так как перегрев *p–n*-перехода не позволяет выйти на оптимальные для данного диода значения плотности тока.

Поэтому представляет интерес рассмотрение возможности повышения мощности и КПД генераторов, у которых эффективность работы пока ещё низка в рассматриваемом диапазоне.

3. Экспериментальные результаты

Минимальная мощность P, которую способно рассеивать ЛПД, определяется выражением (1):

$$P=(T_{max}–T_0)/R_T \qquad (1)$$

где:

T_{max} – максимальная температура p–n-перехода;

T_0 – температура окружающей среды (теплоотвода);

R_T – тепловое сопротивление диода.

Анализ этого выражения показывает, что увеличения прикладываемой мощности постоянного тока P можно добиться тремя путями: увеличением T_{max}, уменьшением R_T и охлаждением генератора, т.е. снижением T_0. Обычно увеличение входной мощности достигается за счёт уменьшения R_T, которое, в свою очередь, достигается технологическими методами и применением алмазных токоотводов. Принудительное охлаждение генераторов до низких температур позволяет достичь цели не только увеличением разности $T_{max}–T_0$, но и за счёт температурной зависимости теплопроводности применяемых материалов, которая приводит к снижению теплового сопротивления диодов R_T [4]. Экспериментальные исследования показали, что при понижении рабочей температуры ЛПД наблюдается изменение его вольтамперной характеристики – напряжение пробоя $U_{пр}$ уменьшается значительно. С понижением температуры растёт скорость насыщения носителей $V_н$, что приводит к увеличению средней кинетической энергии электронов и, следовательно, к вероятности ионизации. Связь между локальным значением пробивного напряжения и локальной температурой в переходе определяется выражением (2) [5]:

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

$$U_{пр}(T) = U_{пр}(T_0)[1+\beta(T-T_0)], \quad (2)$$

где , $\beta = \frac{\beta_0}{2\left(1+\frac{U_{см}}{U_{пр}}\right)}$. $U_{см}$ – напряжение рабочего смещения на диоде, β_0 = (0,7–1,5)·10^3 град$^{-1}$

Этот результат согласуется с экспериментально полученным – 20-процентным уменьшением $U_{пр}$ при понижении температуры с 300К до 77К. Одновременно охлаждение диода приводит к увеличению его проводимости G. В результате уменьшается сопротивление запорного слоя $R_{n\text{-}p}$, приводящее к снижению напряжения на запорном слое в режиме заданного тока, что проявляется в увеличении тока питания, при котором возникает эффективная СВЧ-генерация.

Результаты измерения уровня выходной мощности P_0 (T_0) при различных токах питания ЛПД представлены на рис. 5.

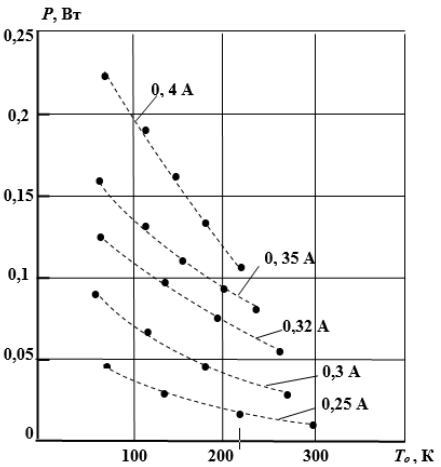


Рис. 5 Зависимость выходной мощности P_0 от температуры питания T_0 при различных токах питания.
Fig. 5 The dependence of the output power P_0 of the temperature T_0 at different supply currents.

Охлаждение теплоотвода ЛПД позволяет увеличить КПД до 3% при одновременном увеличении значения тока, примерно, в 2 раза. Видно, что для охлаждённого генератора приращение выходной мощности при уве-

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

личении тока питания более высокое, чем у работающего при комнатной температуре. Максимальная мощность, которая была получена в экспериментах, составила 220–250 МВт.

На рис. 6 приведена зависимость выходной мощности P_0 от тока питания диода на второй гармонике основной частоты $2f_0 = 312$ ГГц.

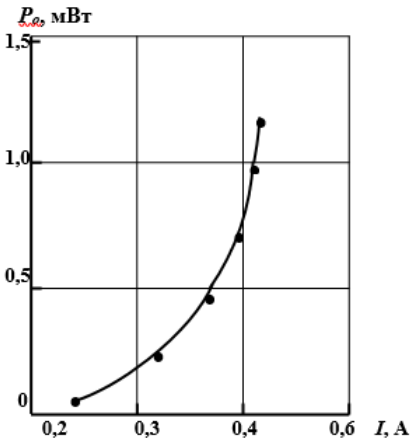


Рис. 6 Зависимость выходной мощности P_0 от тока питания на второй гармонике основной частоты $2\ f_0 \approx 310$ ГГц

Fig. 6 The dependence of the output power P_0 on the power supply current at the second harmonic of the fundamental frequency $2\ f_0 \approx 310$ GHz

Для её выделения был применён волноводный канал с сечением 0,75х0,5 мм. При комнатной температуре уровень выходной мощности не превышал 50 мкВт. Охлаждение генератора до температуры 77К и увеличения тока через диод в два раза позволяет достигнуть уровня выходной мощности ~1,5–1 МВт. Увеличение мощности может быть достигнуто за счёт введения в конструкцию генератора контура, обеспечивающего эффективную положительную обратную связь на второй гармонике, который отсутствовал в данной конструкции генератора.

4. Заключение

В работе рассмотрен способ согласования импеданса лавинно-пролётного диода с волновой электродинамической конструкцией генератора в коротковолновой части миллиметрового диапазона. В качестве трансформатора импеданса рассматривается диэлектрический корпус дио-

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

да, представленный в виде радиальной линии. Выбором параметров радиальной линии (толщина и высота) достигается приведение к клеммам включения диодной структуры ЛПД реактивной проводимости для реализации условий параллельного резонанса в заданном диапазоне частот. При работе ГЛПД в условиях пониженной температуры окружающей среды наблюдается расширение области генерируемых частот и увеличение выходной СВЧ-мощности в 5–6 раз.

Список литературы

[1] Карушкин Н.Ф., Обухов И.А., Балабанов В.М., Смирнова Е.А. Твердотельные модули для генерации СВЧ-излучения в диапазоне частот до 200 ГГц. 26-я Международная Крымская конференция. СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. Севастополь. 2016. Т. 2. С. 289–295.

[2] Белоусов Н.П., Гудзь И.А., Новожилов В.В., Чайка В.Е. Исследование характеристик кремниевых ЛПД в коротковолновой части миллиметрового диапазона. Электронная техника. Серия 1.Электроника СВЧ. Вып. 2. 1979. С. 55–63.

[3] Касаткин Л.В., Чайка В.Е. Полупроводниковые устройства диапазона миллиметровых волн. Севастополь. Вебер. 2006. 319 с.

[4] Карушкин Н.Ф. Использование кольцевых структур ЛПД для увеличения средней импульсной мощности генераторов миллиметрового диапазона. Электронная техника. Серия 1. СВЧ-техника. Вып. 4 (507). 2010. С. 46–54.

[5] Данюшевский Ю.З. Тепловые ограничения мощности ГЛПД и некоторые пути их преодоления. Теплообмен в электронных приборах. Научный сборник Саратовского университета. 1976. № 4. С. 3–15

References

[1] Karushkin N.F, Obukhov I.A, Balabanov V.M., Smirnova E.A. [Solid-state modules for the generation of microwave radiation in the frequency range up to 200 GHz] *Proceedings of 26th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2016),*– pp. 289-295. (In Russian)

[2] Belousov N.P., Gudz I.A., Novozhilov V.V., Chajka V.E. [Investigation of characteristics of silicon IMPATT diodes in the short wavelength part of the millimeter band]. *Electronic equipment.* 1979, No 2, pp. 55-63. (In Russian).

[3] Kasatkin L.V, Chajka V.E. *Semiconductor Devices for Millimeters Range of Waves*. Sevastopol, Veber, 2006, 319 p. (In Russian).

[4] Karushkin N.F [The use of ring-shaped IMPATT structures to increase the average pulse power of millimeter-wave generators] *Elektronnaya tekhnika. Ser 1. Elektronika SVCh,* 2010, no. 4, pp. 46 - 54. (In Russian).

[5] Daniushevskii U.Z. [Thermal power limitations of the IMPATT generators and some ways to overcome them. Heat transfer in electronic devices] Nauchnyi sbornik Saratovskogo universiteta, 1976. № 4. pp. 3–15. (In Russian).

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

ПРИМЕНЕНИЕ КЕРАМИКИ С ВЫСОКОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТЬЮ В УСИЛИТЕЛЯХ МОЩНОСТИ Ku-ДИАПАЗОНА

Пчелин В. А., Лисицын А. А., Трегубов В. Б., Маковецкая А. А.
АО «НПП «Исток» им. Шокина
г. Фрязино, 141190, Российская федерация, vapchelin@bk.ru

Аннотация: *Представлены результаты применения в малогабаритных усилителей мощности (УМ) Ku-диапазона керамики с высокой диэлектрической проницаемостью. Показаны ограничения для возможного использования монолитных интегральных схем в конструкции с малыми поперечными размерами. Объяснена необходимость применения керамики с высокой диэлектрической проницаемостью. Приведены меры, обеспечивающие стабильную работу УМ и особенности поведения в Ku-диапазоне мощных GaAs транзисторов с большой шириной затвора.*

Ключевые слова: Ku-диапазон, СВЧ усилители мощности, согласующие цепи, СВЧ транзисторы

1.Введение

В выходном канале аппаратуры Ku диапазона длин волн требуются импульсные усилители (УМ1) с выходной мощностью (Рвых) не менее 6 Вт, коэффициентом усиления 33 дБ и КПД не менее 25%, работающие в диапазоне частот 13,5…14.5 ГГц и УМ2 с Рвых не менее 500 мВт в диапазоне частот 16,0...16,8 ГГц, с таким же КПД. УМ должны иметь малые габариты, низкое напряжение питания и высокую надёжность. Кроме высоких требований по электрическим параметрам, герметичный корпус УМ не должен превышать поперечный размер, равный 6,5 мм. Казалось бы, что заданным требованиям могут отвечать СВЧ монолитные интегральные схемы (МИС). Однако, имеются два существенных ограничения:

— промышленного выпуска отечественных МИС Ku-диапазона нет, зарубежные МИС дороги и труднодоступны из-за ограничительных мер;

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

— лучшие низковольтные GaAs МИС Ku-диапазона, например, корпусированная HMC 5879LS7 фирмы Analog Devices с Рвых 5 Вт, Ку 28 дБ, КПД 22% в диапазоне частот 12-16 ГГц имеет размеры корпуса 7 х 7 мм, без корпусная МИС TGA 2514 фирмы TriQuint с Рвых 6 Вт, Ку 24 дБ, КПД 28% в диапазоне частот 13-16 ГГц имеет размеры чипа 2,87 х 3,9 х 0,1 мм. В то же время, цепи питания, необходимые для нормального функционирования МИС в 3-5 раз превышают поперечные размеры кристалла и применение МИС весьма проблематично при заданных размерах корпуса. В докладе приведена разработка усилительных каскадов и УМ в целом, в которых использована керамика с ε=80, удовлетворяющие техническим требованиям и описана конструкция, обеспечивающая необходимые электрические параметры и устойчивую работу усилителей.

2. Основная часть

Нами получен большой опыт разработки УМ на гетероструктурных GaAs полевых транзисторах типа «Принц» с большой шириной затвора и согласованием на керамике ε=80 производства АО «НПП «Исток» им. Шокина [2]. Необходимо отметить специфику конструкции усилителей - продольные размеры не столь критичны, как поперечные. Технические требования к усилителям
Ku-диапазона, представленных в данном докладе, следующие:

УМ1

- центральная частота 14,0 ГГц
- полоса рабочих частот 1000 МГц
- выходная мощность, не менее 6 Вт
- КПД, не менее 25%
- Ку дБ, не менее 33 дБ
- Напряжение стока 8 В
- Габаритные размеры ПУМ 25 х 6,5 х 4,5 мм
  ВУМ 24 х 6,5 х 4,5 мм

УМ2

- центральная частота 16,4 ГГц
- полоса рабочих частот 800 МГц
- выходная мощность, не менее 500 мВт
- КПД, не менее 25%
- Ку дБ, не менее 23 дБ

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

— Напряжение стока 6 В
— Габаритные размеры 26 х 5 х 4,5 мм

УМ1 пятикаскадный, в 3-х каскадном предусилителе (ПУМ) с Рвых не менее 500 мВт использованы транзисторы «Полёт» (Курс Т Г-5), «Парад» (3П612 А-5) и секция транзистора «Принц 4-50». В выходном 2-х каскадном усилителе (ВУМ) с Рвых не менее 6 Вт использовались транзисторы «Принц 2-70» с шириной затвора 3,36мм и два транзистора «Принц 4-70» шириной затвора 6,72мм, включённые в схему суммирования. ПУМ и ВУМ заключены в отдельные металлокерамические корпуса, имеющие микрополосковые входы и выходы СВЧ мощности и вводы питания, перечисленные узлы напаяны на общее основание. Для согласования транзистора «Принц 4-70» использовалась вставки из барий-самарий-титановой керамики (БСТ) с диэлектрической проницаемостью, равной 80.

В связи с малыми поперечными размерами усилителя не удалось изготовить качественный фильтр в цепях питания транзисторов и поначалу наблюдалось самовозбуждение каскадов, несмотря на то, что корпус представлял собой запредельный волновод. Возбуждение удалось устранить вводом полосового фильтра между каскадами, отсекающего низкие частоты и одновременно служащим развязкой по постоянному току, а так же размещением вентиля МПВ 15-6-3А между ПУМ и ВУМ. Для устойчивой работы усилителя между согласующими полосками БСТ были введены напылённые резисторы. Крышки УМ приклеивались к корпусам герметичным компаундом ТК8-А.

3. Практические результаты

Усилительные каскады изготовлены на поликоровых подложках толщиной 0,25 мм. Транзисторы «Полёт» и «Парад» приклеивались к основанию корпуса токопроводящим клеем ЭЧЭ-С. С целью уменьшения индуктивности вводов транзистор «Парад» монтировался с помощью балочных выводов [3]. Секция транзистора «Принц 4-50» припаивалась к основанию с помощью золото-оловянной эвтектики.

Расчет ПУМ на основе транзисторов «Полет», «Парад» и секции транзистора «Принц 4-50» проводился с использованием модели большого сигнала. Экспериментальная АЧХ приведена на рис. 1

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

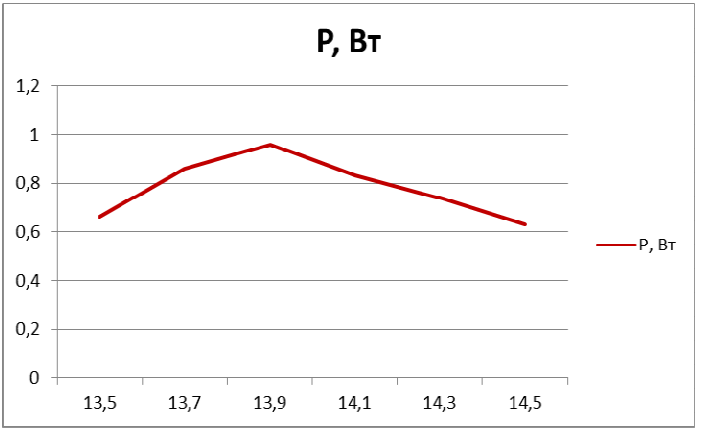


Рис. 1. Выходная мощность ПУМ

Экспериментально получено:
коэффициент усиления ПУМ при Рвх 3мВт и токе потребления 300мА составляет 23-25 дБ, выходная мощность не менее 0,6 Вт.

Габариты корпуса ПУМ 25 х 6,5 х 4,5 мм. На рис. 2 представлен внешний вид ПУМ.

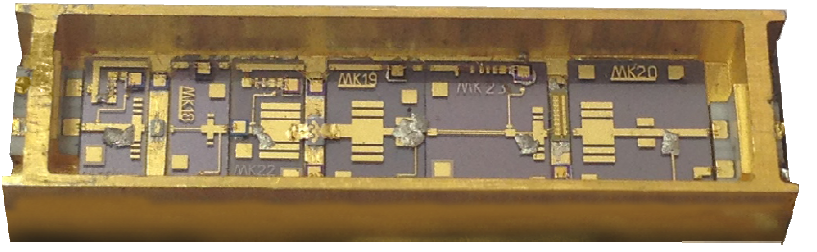


Рис. 2. Внешний вид ПУМ

Определяющим элементом УМ по электрическим характерис ГГц и габаритам является ВУМ.

В ВУМ применены гетероструктурные GaAs полевые транзисторы «Принц 2-70» во входном каскаде и «Принц 4-70» в выходном каскаде. Рвых одной секции транзистора не менее 1,5 Вт на частоте 10 ГГц. В выходном каскаде мощность от входного транзистора делится и усиливается двумя параллельно включенными транзисторами.

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

Проектирование усилителя на транзисторах с большой шириной затвора представляет сложную задачу. Традиционные цепи согласования на общую нагрузку неприменимы из-за сильного влияния секций друг на друга и черезвычайно малых входных и выходных импедансов транзистора. При этом, необходимо учитывать длину пальцев структуры, взаимное влияние проволочных выводов транзистора, существенно влияющих на рабочую полосу частот и эффективность сложения мощности секций транзистора. В литературе отмечено, что, например, для транзистора с восемью проволочными выводами на затворе и стоке и расстоянием между ними около 20 мкм (каким и является транзистор «Принц 4-70») из-за взаимной индуктивности полоса частот согласования составляет 60% от полосы частот согласования одной секции [3]. Применение керамики с ε=80 несколько улучшило ситуацию, так как согласование секций транзистора проводилось не на общую нагрузку, а на площадки, разделённые резисторами, с последующим суммированием мощности. Важно отметить, что с повшением частоты длина вставок с ε=80 становится очень малой и для согласования удобней применять керамику ЦТО (цирконий-титан-олово) с ε=40. Как показывают расчёты и опыт, характеристики транзисторов с большой шириной затвора сильно зависят от качества пайки согласующих вставок и зазоров между пьедесталом корпуса и вставкой [3].

Указанные особенности, вероятно, не позволили получить необходимую мощность с транзистора «Принц4-105» (ширина затвора 10,6мм), обеспечивющего на частоте 10 ГГц Рвых не менее 8 Вт.

При проектировании ВУМ так же выполнялись расчётно-экспериментальные работы по созданию большесигнальной модели транзистора [4]. Разрабатывались методики определения электрических параметров одной секции транзистора, рассчитывались схемы согласования и суммирования полного транзистора.

3. Практические результаты

Был проведен расчет характеристик выходного каскада ВУМ. Входная мощность была принята равной 500 мВт. Рабочая точка секции транзистора Принц 4-70: Ud=8В, Id=310мА. В результате расчета получены характеристики, оказанные на рис. 3

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

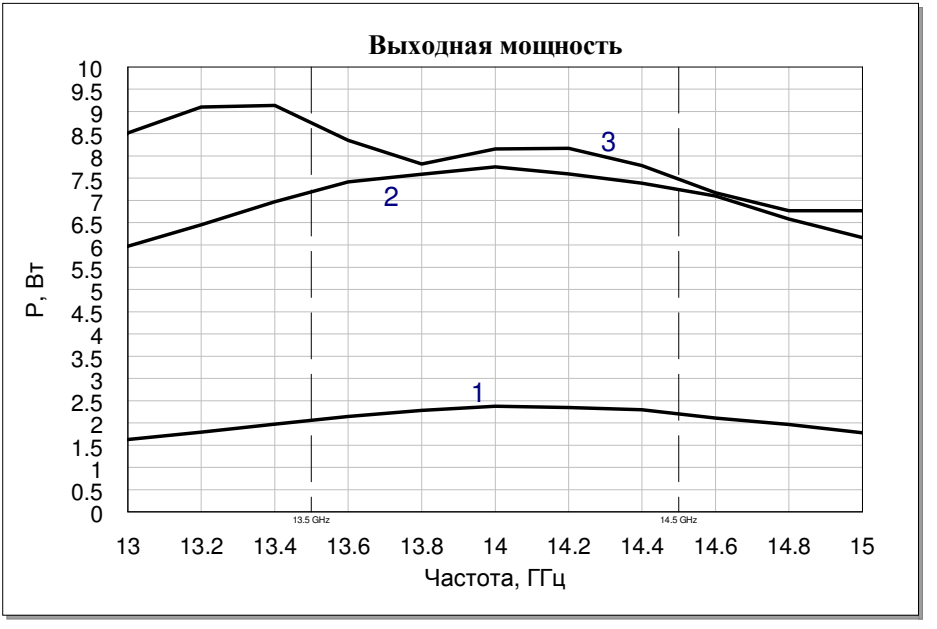


Рис. 3. Амплитудно-частотная характеристика каскадов.

Кривая 1 – частотная зависимость выходной мощности предвыходного каскада (Принц 2-70) при мощности на входе 500мВт.

Кривая 2 - частотная зависимость выходной мощности выходного каскада (на двух транзисторах Принц 4-70) при мощности на входе 1.7 Вт.

Кривая 3 - частотная зависимость выходной мощности всей сборки при мощности на входе 500мВт.

Экспериментальная зависимость выходной мощности от частоты при токе потребления 2,6 А и Рвх=300 мВт представлена на рис. 5, внешний вид ВУМ показан на рис.4.

Как видно из рисунка, в показанной конструкции по ширине помещются только два кристалла и увеличение мощности возможно только за счёт применения более мощных транзисторов.

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

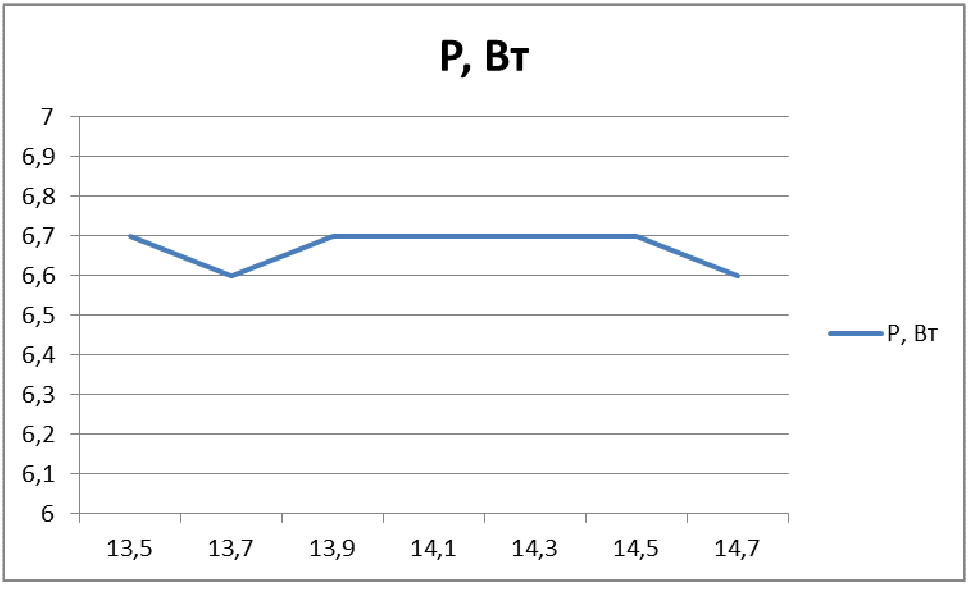


Рис. 4. Экспериментальная зависимость выходной мощности от частоты

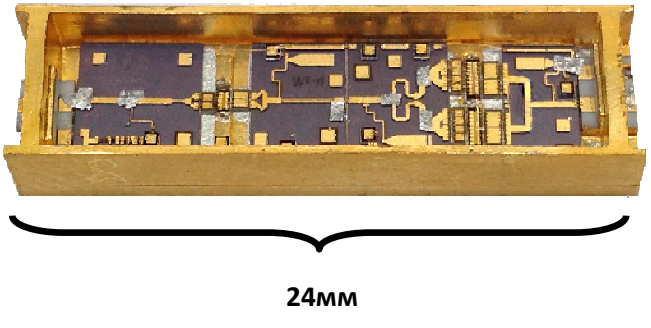


Рис. 5. Внешний вид ВУМ

УМ2 трёхкаскадный, в нём применялись транзисторы «Полёт» (входной каскад), «Парад» (промежуточный каскад), секция «Принц 4-50» (выходной каскад). По своей структуре усилитель идентичен ПУМ.

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

Конструкция УМ2 также мало отличается от ПУМ, за исключением ширины корпуса, равной 5 мм, что ввело дополнительные трудности при проектировании. С целью обеспечения устойчивости усилителя входной каскад работает с автосмещением и включён полосовой фильтр между каскадами. Внешний вид УМ показан на рисунке 7.

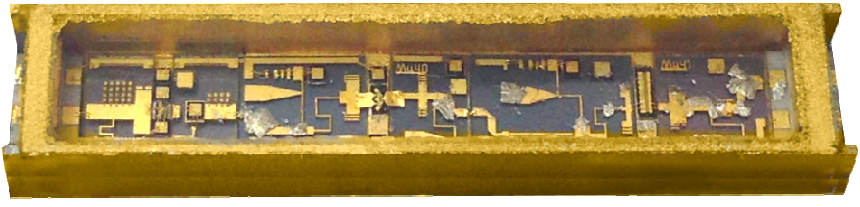


Рис. 6. Внешний вид УМ литеры 2

Зависимость выходной мощности от частоты литеры 2 показана на рис. 7

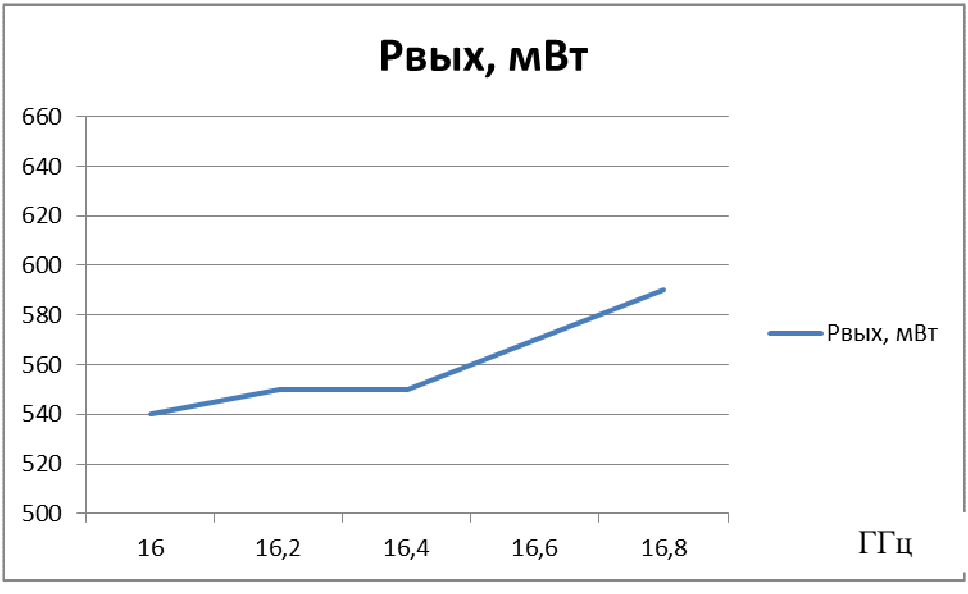


Рис. 7. Выходная мощность УМ литеры 2

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

Конструкции корпусов ПУМ, ВУМ (УМ1) и УМ2 идентичны, немногоотличаются только по длине и ширине. Корпуса изготовлены из меди. Основание, стенки и микрополосковые вводы спаяны с помощью серебрянного припоя при температуре 800 градусов. На основаниях выполнены пьедесталы высотой 0,25 мм для монтажа транзисторов. Поверхности корпусов покрыты золотом толщиной 2 мкм.

4. Заключение

В представленных УМ все комплектующие элементы произведены в АО «НПП «Исток» им. А.И. Шокина. В результате работы создан 6 ваттный УМ Ku-диапазона с использованием керамики ε=80 и электрическими параметрами, мало отличающихся от зарубежных МИС. Поперечные размеры УМ не превышают 6,5мм. Электрические характеристики УМ соответствуют современному мировому уровню для усилителей мощности на GaAs транзисторах.

Список литературы

[1] В. А. Пчелин, В. Б. Трегубов, И. П. Корчагин, А. Г. Далингер, Л. В. Манченко, В. А. Красник, В. М. Малыщик. Гибридно-интегральные малогабаритные усилители мощности. Электронная техника, сер. 1, СВЧ-техника, вып. 4(527), с.57-62, 2015,

[2] Иовдальский, В. А. Пчелин В. А. Патент на изобретение №2191492 от 17.04.2000 г.

[3] Ф. Сечи, М. Буджатти «Мощные твердотельные СВЧ-усилители» под редакцией д.т.н. А. А. Борисова, с. 218-224, Техносфера, Москва, 2016.

[4] Капралова А. А., Манченко Л. В., Пашковский А. Б., Потапова Т. И., Пчелин В. А., Чепурных И. П. «Влияние особенностей сборки на характеристики мощных транзисторных усилителей» 2011st Int.Crimean Conferece (CriMiCo2011),12-16 September, Creame, p. 139-140

[5] Манченко Л. В., Пчелин В. А., Трегубов В. Б «Двухкаскадный усилитель мощности Х-диапазона на гетероструктурных полевых транзисторах ФГУП «НПП «Исток»/ Манченко Л. В., Материалы 20-той Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь, Севастополь: «Вебер» с. 127-128, 2010.

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

Design of C-band active vector-sum phase shifter MMIC

Filippov I. F., Vertegel V. V., Gimpilevich Y. B.
Engineering center of micro- and nanoelectronics devices
Sevastopol State University
Universitetskaya st., 33, Sevastopol, Russian Federation, 299053
IFFilippov@sevsu.ru

Abstract: *This paper presents the simulation results of the C-band active vector-sum digitally controlled phase shifter (VSPS) MMIC which is implemented in 0,18 μm RF CMOS technology. VSPS provides discrete phase control in the range from 0° to 337,5° with 22,5° step achieving 4-bit phase resolution with a 4,5—6,6 dB signal gain. Noise figure is less than 3 dB, 1 dB compression ~ –4 dBm. Power consumption is less than 220 mW. The simulation of the phase shifter shows RMS phase error <3° in bandwidth 4—6 GHz with a corresponding amplitude error <1 dB.*

Keywords: *MMIC, digitally controlled phase shifter, RF CMOS, AESA core chip*

Разработка МИС активного векторного фазовращателя С-диапазона

Филиппов И. Ф., Вертегел В. В., Гимпилевич Ю. Б.
Инжиниринговый центр изделий микро- и наноэлектроники
Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, г. Севастополь, Российская Федерация, 299053
IFFilippov@sevsu.ru

Аннотация: *Представлены результаты разработки принципиальной схемы и топологии монолитной интегральной схемы (МИС) активного векторного управляемого фазовращателя (УФВ) С-диапазона частот на основе РЧ КМОП 0,18 мкм технологии. УФВ обеспечивает дискретную регулировку фазы в диапазоне от 0° до 337,5° с шагом 22,5° (4 разряда) с суммарным коэффициентом передачи 4,5—6,6 дБ при уровне собственных шумов менее 3 дБ. Точка компрессии первого порядка на центральной частоте составляет –4 дБм, потребляемая мощность — не более 220 мВт. Максимальные относительные ошибки по фазе и амплитуде в частотном диапазоне 4—6 ГГц не превышают 3° и 1 дБ соответственно.*

Ключевые слова: МИС, управляемый фазовращатель, РЧ КМОП, ППМ АФАР

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

1. Введение

Активные фазированные антенные решетки (АФАР), состоящие из сотен и тысяч приемо-передающих модулей (ППМ), находят широкое применение в радиолокационных и телекоммуникационных системах. Структурная схема типичного ППМ АФАР представлена на рис. 1. Передающий тракт состоит из управляемого фазовращателя (УФВ), управляемого аттенюатора (УАТТ) и усилителя мощности (УМ). Приемный тракт состоит из ограничителя амплитуды (ОА), малошумящего усилителя (МШУ), фазовращателя и аттенюатора. Разделение приемного и передающего тракта осуществляется циркулятором или СВЧ переключателем (ПК).

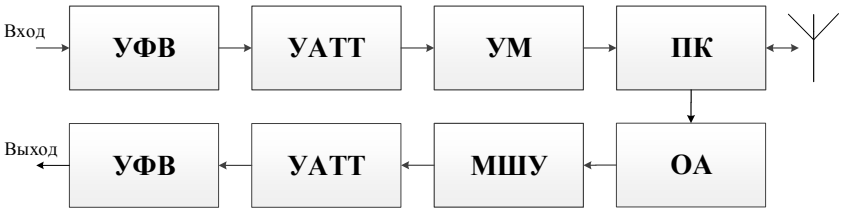


Рис. 1. Структурная схема приёмопередающего модуля

Fig. 1. Block scheme of the transceiver module

Фазовращатель является одним из основных элементов ППМ и служит для изменения фазы СВЧ сигнала в зависимости от внешнего цифрового управляющего сигнала. Традиционно для реализации управляемых дискретных фазовращателей используют пассивные схемы на основе коммутируемых LC звеньев или отрезков линий передачи [1—3]. Основными недостатками подобных решений являются большие вносимые потери, высокое значение ошибки установления фазы, большая площадь топологии кристалла. Эти недостатки существенны для пассивных УФВ на основе кремний- и кремний-германиевых технологий ввиду низкой добротности катушек индуктивности, а также относительно высоких сопротивлений открытых каналов МОП-транзисторов, применяемых для коммутации звеньев. Требования к технологическим нормам касательно минимальных размеров защитных карманов и размеров катушек индуктивности приводят к необходимости увеличения площади кристалла, и соответственно, к росту себестоимости интегральной схемы.

В настоящей работе описана реализация УФВ на основе недорогой кремниевой технологии с проектной нормой 0,18 мкм. Принимая во вни-

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

мание высокую степень интеграции активных элементов в кремнии, для целого ряда гражданских приложений целесообразно использование активных фазовращателей, принцип работы которых основан на векторном сложении квадратурных сигналов [4—6].

2. Общие сведения

Структурная схема разработанного активного управляемого векторного фазовращателя изображена на рис. 2.

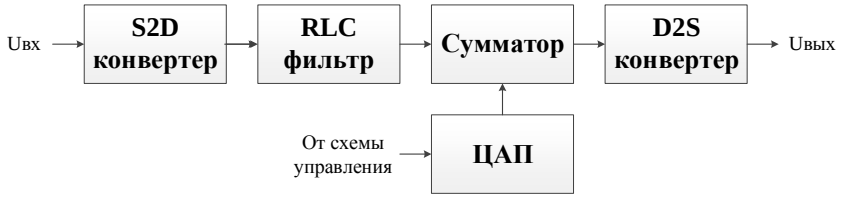


Рис. 2. Структурная схема векторного УФВ

Fig. 2. Block scheme of the active VSPS

В его состав входят:

— симметрирующее устройство (S2D-конвертер) —преобразователь несимметричного входного сигнала в симметричный (балансный) выходной сигнал;

— квадратурный фильтр на основе RLC-цепей;

— сдвоенный сумматор на основе ячеек Гильберта;

— схема формирования аналоговых управляющих сигналов (ЦАП);

— выходной преобразователь симметричного сигнала в несимметричный (D2S-конвертер).

Для расщепления фазы входного сигнала на дифференциальные компоненты используется входной дифференциальный малошумящий усилитель (ДМШУ) (рис. 3) с коэффициентом усиления 6,5—9,7 дБ и коэффициентом шума менее 3 дБ. Максимальные ошибки по фазе и амплитуде выходных сигналов составляют 1,1 градус и 0,9 дБ соответственно. ДМШУ потребляет 39 мА от источника питания с напряжением 1,8 В. Достижение максимального динамического диапазона, и минимально возможных амплитудной и фазовой ошибок связано с увеличением потребляемого усилителем тока.

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

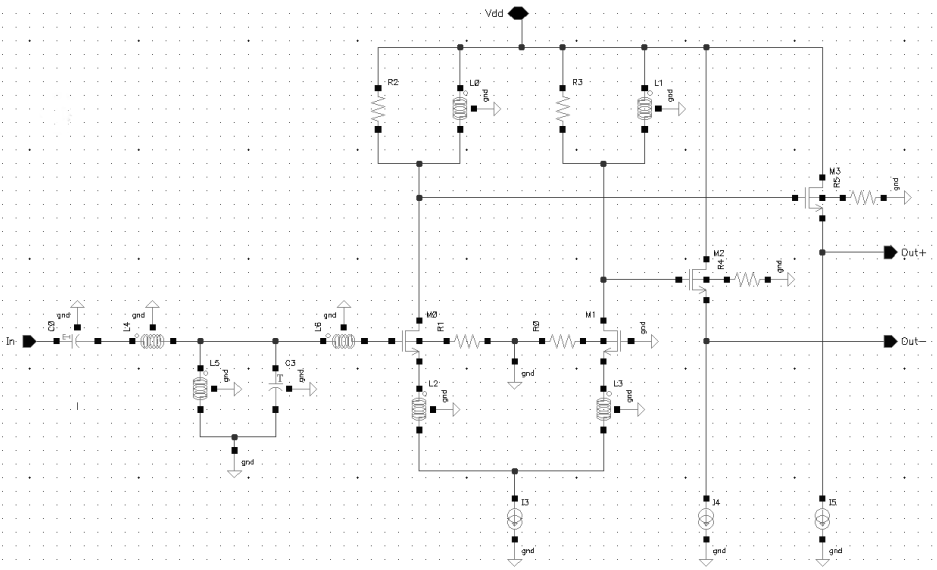


Рис. 3. Упрощенная принципиальная схема ДМШУ

Fig. 3. Simplified circuit diagram of the differential LNA

Дифференциальный сигнал поступает на вход квадратурного RLC-фильтра (рис. 4), рассчитанного на центральную рабочую частоту 5 ГГц.

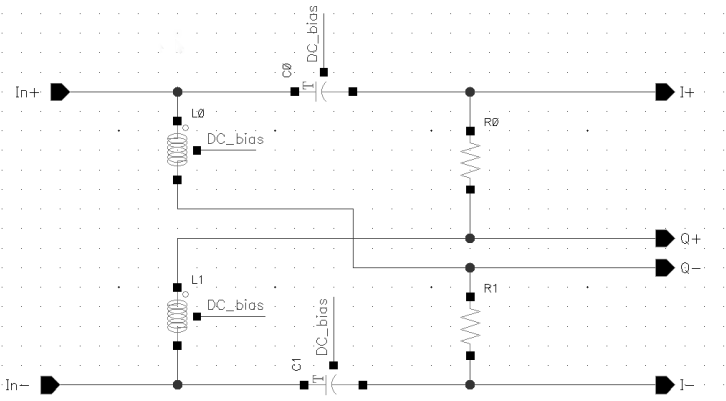


Рис. 4. Упрощенная принципиальная схема квадратурного фильтра

Fig. 4. Simplified circuit diagram of the quadrature RLC filter

В полосе частот 4—6 ГГц фазовая и амплитудная ошибки между I– и Q–, I+ и Q+ сигналами разработанного фильтра не превышают 2,2° и

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

0,1 дБ соответственно. Процесс формирования требуемой фазы выходного сигнала УФВ осуществляется в сдвоенном сумматоре векторов на основе ячеек Гильберта. Для управления усилением в каждом из 4-х каналов сумматора используется схема формирования взвешенных токов (токообразующий ЦАП). Коэффициент передачи сумматора определяется соотношением

$$K = 20\log(k\sqrt{I_I + I_Q}), \quad (1)$$

$$k = \sqrt{\mu_n C_{ox}(\frac{W}{L})\alpha \cdot Z_{LOAD}}, \quad (2)$$

где I_I и I_Q — амплитуды токов в I- и Q-каналах сумматора; $\mu_к$— подвижность носителей заряда; C_{ox} — удельная емкость оксидного слоя; W и L — ширина и длина затворов транзисторов соответствующего канала; Z_{LOAD} — комплексное сопротивление нагрузки сумматора.

Относительная фаза выходного напряжения сумматора определяется амплитудами токов в I и Q каналах в соответствии с формулой

$$\theta_{ВЫХ} = \arctan(\sqrt{\frac{I}{Q}}). \quad (3)$$

Схема формирования аналоговых управляющих сигналов построена на основе каскадируемых токовых зеркал. Выбор квадранта осуществляется схемой контроля знака, под управлением которой ключи S_I и S_Q работают в попеременном режиме, при котором открыт только один транзистор для каждой из ветвей токов (I– и Q–, I+ и Q+). В этом случае работают только два противоположных канала, а два других закрыты. Таким образом, для пяти переключателей (SI, SQ, S0, S1, S2) возможны $2^5 = 32$ различных комбинации состояний, определяющие относительный фазовый сдвиг УФВ.

D2S конвертер представляет собой классический дифференциальный усилитель и буферные усилители, которые выступают в качестве согласующего звена с входным сопротивлением следующего каскада.

3. Результаты моделирования

Разработанный векторный фазовращатель обеспечивает дискретную регулировку фазы в диапазоне от 0° до 360° с шагом 22,5°, при максимальной относительной ошибке по фазе менее 3°.

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

На рис. 5—7 представлены результаты моделирования относительных фазовых сдвигов, коэффициента передачи, возвратных потерь по входу и выходу разработанного УФВ в пределах изменения фазы выходного сигнала от 0 до 180 градусов, частоты от 4 до 6 ГГц. На рис. 8 приведена зависимость выходной мощности УФВ от уровня входного сигнала (в дБм).

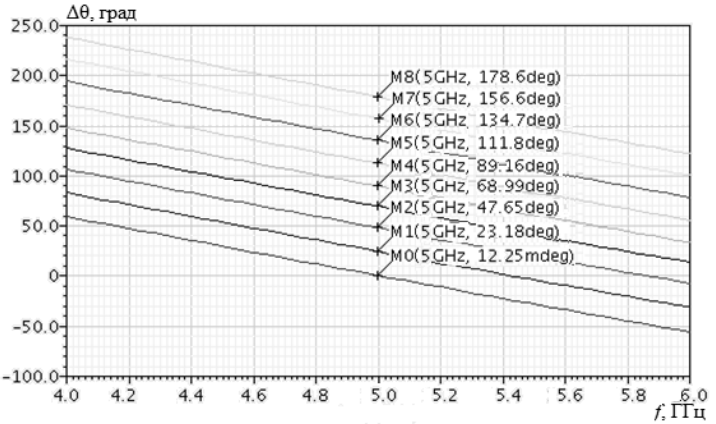


Рис. 5. Зависимости относительных фазовых сдвигов УФВ в пределах изменения фазы выходного сигнала от 0 до 180 градусов от частоты

Fig. 5. Results of the simulation dependence of the relative phase shift from frequency

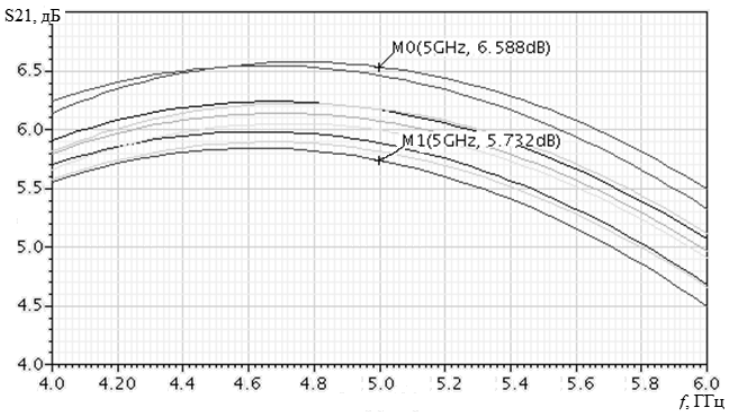


Рис. 6. Зависимости коэффициента передачи УФВ в пределах изменения фазы выходного сигнала от 0 до 180 градусов от частоты

Fig. 6. Results of simulation dependence of the gain factor within phase shift from 0 to 180 degrees from the frequency

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

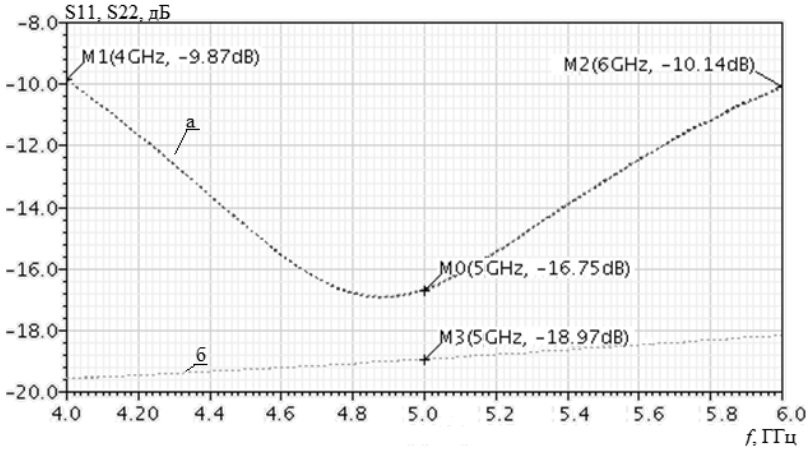


Рис. 7. Зависимости возвратных потерь по а) входу и б) выходу от частоты

Fig. 7. Results of simulation of a) input, b) output return loss from the frequency

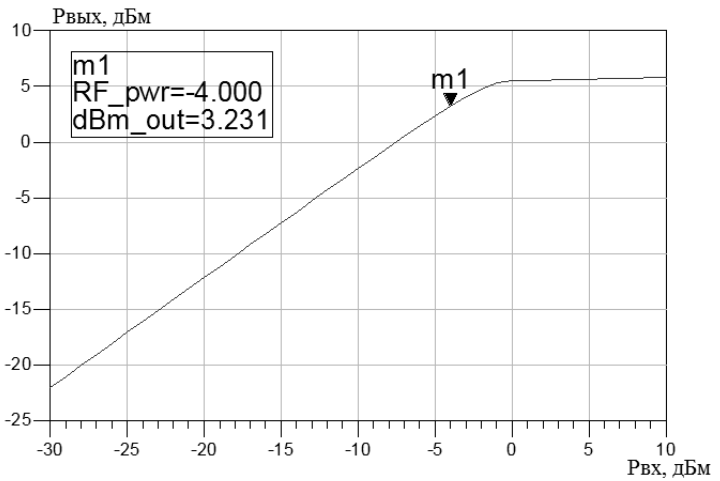


Рис. 8. Зависимость выходной мощности УФВ от уровня входного сигнала (в дБм)

Fig. 8. Dependence of output power on the input signal level of the VSPS

4. Заключение

В работе представлен векторный фазовращатель С-диапазона частот с максимальной среднеквадратической фазовой ошибкой менее 3 градусов. Устройство обеспечивает возможность дискретной регулировки фазы в диапазоне от 0° до 337,5° с шагом 22,5° (4 разряда) и суммарным коэф-

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

фициентом передачи 4,5—6,6 дБ при уровне собственных шумов не более 3 дБ, потребляемой мощности менее 220 мВт и КСВН по входу и выходу не более 2. Максимальная относительная ошибка по амплитуде при переключении УФВ не превышает 1 дБ. Точка компрессии первого порядка на центральной частоте составляет –4 дБм. Площадь топологии кристалла — 1,1 мм^2. Сравнение характеристик разработанного фазовращателя с известными аналогами приведено в таблице 1.

Табл. 1. Сравнение характеристик фазовращателей.

Table 1. Phase shifter characteristics comparison

	[1]	*[2]*	*[3]*	*[4]*	*[5]*	***Эта работа This work***
Тип Type	Коммут Sw.	Коммут. Sw.	Коммут. Sw.	Вект. Vect.	Вект. Vect.	Вект. Vect.
Рабочий диапазон частот, ГГц Frequency range, GHz	4,5 — 6,5	4,72 — 5,72	5 — 6	2,8 — 3,2	4 — 6	4 — 6
Коэффициент передачи, дБ Transfer ratio, dB	–8,5 — –6,5	–2	–6	1,7 — 2,1	4 — 4,3	4,5 — 6,6
Фазовая ошибка, град. Phase-error, degrees	<5	—	3,5	1,5	1,2	<3
Точка компрессии 1 дБ, дБм 1 dB compression point, dBm	—	—	20	4	–14	–4
Потребляемая мощность, мВт Power cons., mW	—	36,3	30	99	20,5	220
Площадь кристалла, мм^2 Chip area, mm^2	8,32	1,12	9,9	5,3	0,9	1,1
Технология Process technology	GaAs	0,25 мкм SiGe	0,5 мкм InGaAs pHEMT	0,18 мкм КМОП	0,25 мкм SiGe	0,18 мкм РЧ КМОП

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного при поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках проекта № 8.3962.2017/ПЧ.

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

Список литературы

[1] [Аржанов С. Н., Арыков В. А., Баров А. А., Гюнтер В. Я., Лиленко Ю. В., “СВЧ GaAs МИС дискретных фазовращателей С диапазона со встроенным драйвером управления”, 18-я международная крымская конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо’2008), 2008.

[2] M. Chu, J. M. Huard, K. Y. Wong, D. J. Allstot, “A 5 GHz wide-range CMOS active phase shifter for wireless beamforming applications”, Proc. IEEE Radio Freq. Integr. Circuits (RFIC) Conf., pp. 47-50, 2006.

[3] Astra Microwave Products Limited, “5—6 GHz 6-bit digital phase shifter” AMT2231041 datasheet, Jul. 2009 [Revised Jul. 2009].

[4] Балашов Е. В., Коротков А. С., Румянцев И.А., “Интегральный шестиразрядный векторный фазовращатель S-диапазона частот со сниженной ошибкой установки фазы”, Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС-2016), Россия, Москва, октябрь 2016.

[5] Малышев И. В., Мухин И. И., Репин В. В., Шнитников А. С., “Разработка БИС фазовращателя для модулей АФАР”, 21-я международная крымская конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо’2011), 2011, с. 149-150.

[6] Вертегел В. В., Гимпилевич Ю. Б., Лялюк Д. В., Филиппов И. Ф., “Разработка МИС управляемого векторного фазовращателя Х-диапазона”, Международный форум «Микроэлектроника-2016» 2-я научная конференция «Интегральные схемы и микроэлектронные модули», Республика Крым, г. Алушта, 26–30 сентября 2016 г., с. 336

References

[1] S. Arzhanov, V. Arykov, A. Barov, V. Gyunter, U. Lilenko, “Micro Wave GaAs MIC Discrete Phase Shifters of C-Band with Inbuilt Control Driver”, 18th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo’2008), 2008.

[2] M. Chu, J. M. Huard, K. Y. Wong, D. J. Allstot, “A 5 GHz wide-range CMOS active phase shifter for wireless beamforming applications”, Proc. IEEE Radio Freq. Integr. Circuits (RFIC) Conf., 2006, pp. 47-50

[3] Astra Microwave Products Limited, “5—6 GHz 6-bit digital phase shifter” AMT2231041 datasheet, Jul. 2009 [Revised Jul. 2009].

[4] E. V. Balashov, A. S. Korotkov, I. A. Rumyancev, “Integrated S-band

6-bit Vector-Sum Phase Shifter with Decreased Phase Error”, Problems of Advanced Micro- and Nanoelectronic Systems Development

(MES-2016), Russian Federation, Moscow, october 2016.

[5] I. V. Malishev, I. I. Mukhin, V. V. Repin, A. S. Shnitnikov, “Development of a Phase Shifter LSI for Radar Applications”, 21st International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo’2011), 2011, pp. 149-150.

[6] V. V. Vertegel, Y. B. Gimpilevich, D. V. Lyalyuk, I. F. Filippov, “X-band active vector phase shifter MMIC design”, International forum «Microelectronics-2016» 2nd scientific conference «Integrated circuits and microelectronic modules», Crimea, Alushta, 26–30 september 2016, p. 336.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was supported by Ministry of Education and Science of the Russian Federation, project code 8.3962.2017/ПЧ.

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

Fast Automated Techniques for Planar Integrated Inductor Modelling in GaAs and Si Technologies

[1,2]Salnikov A.S., [1,2]Goryainov A.E., [1,2]Dobush I.M., [1,2]Kalentyev A.A.
[1,2]Garays D.V.
[1]*Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics*
Tomsk, 643050, Russian Federation
andrei.salnikov@main.tusur.ru
[2]*50ohm Technologies LLC*
Tomsk, 634045, Russian Federation
info@50ohm.tech

Abstract: *In this article a new fast equivalent circuit (EC) extraction techniques for spiral inductor modelling are proposed. The techniques allow to obtain scalable model for GaAs and Si technologies. The key advantages of the proposed techniques are possibility of full automation and high speed of modelling. The required time for one inductor modelling is less than 1 second, scalable model can be built within 15 minutes. The scalable model simulation results for both GaAs and Si inductors are in good agreement with measurement.*

Keywords: *on-chip inductor, monolithic inductor, GaAs technology, silicon technology, inductor modelling, equivalent circuit, extraction technique.*

Автоматизированная методика быстрого построения моделей интегральных катушек индуктивности на GaAs и Si подложках

[1,2]Сальников А.С., [1,2]Горяинов А.Е., [1,2]Добуш И.М.,
[1,2]Калентьев А.А., [1,2]Гарайс Д.В.
[1] *Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники*
г. Томск, 634050, Российская Федерация
andrei.salnikov@main.tusur.ru
[2]*ООО «50ом Технолоджиз»*
г. Томск, 634045, Российская Федерация
info@50ohm.tech

Аннотация: *В докладе предлагается новая методика быстрой экстракции эквивалентной схемы (ЭС) интегральных спиральных катушек индуктивности. Ме-*

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

тодика позволяет получить параметрическую модель катушек на GaAs и Si подложках. Отличительной чертой методики является возможность полной автоматизации и высокая скорость построения модели. Построение модели катушки с фиксированными размерами занимает менее 1 секунды, параметрическая модель может быть получена в течение 15 минут. Параметрическая модель хорошо описывает результаты измерения до частоты первого резонанса.

Ключевые слова: интегральная катушка индуктивности, монолитная катушка индуктивности, GaAs технология, Si технология, кремниевая технология, построение модели катушки индуктивности, эквивалентная схема, экстракция.

1. Введение

Подходы к построению моделей интегральных спиральных катушек индуктивности развиваются уже более 30 лет [1], что обусловлено развитием систем автоматизированного проектирования и появлением новых полупроводниковых технологий. Предложены разные эквивалентные схемы (ЭС) и способы экстракции, различающиеся по сложности [1]-[7].

Модели спиральной катушки важны при проектировании СВЧ интегральных схем для усиления, генерации, преобразования частоты, управления амплитудой и фазой сигнала [3], [6], их качество определяет успех проектирования схемы. Например, схемы GaAs и Si активных фазированных решёток [8], [9] содержат более 20 катушек индуктивности.

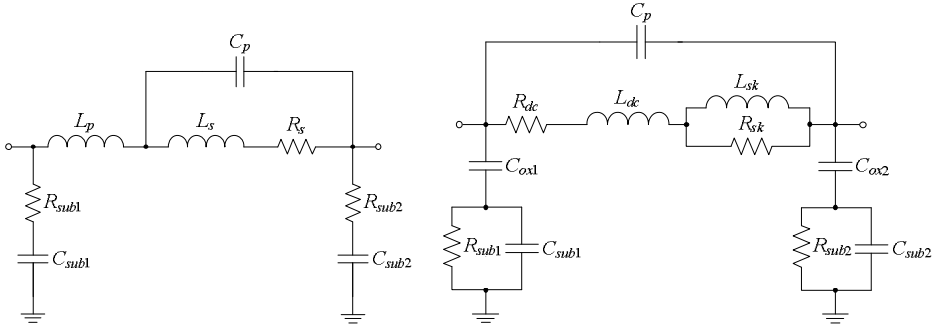
Модели в виде ЭС имеют такие преимущества, как: а) возможность оптимизации и синтеза [10] схемы благодаря масштабируемости; б) адекватность на постоянном токе, что важно при нелинейном и шумовом анализе; в) возможность анализа выхода годных. Однако S-параметры более точны, особенно выше частоты резонанса. Таким образом, оба подхода должны использоваться совместно, дополняя друг друга. В связи с этим, задача разработки эффективных методик экстракции ЭС является актуальной. Лишь некоторые из предложенных методик могут быть автоматизированы [5]-[7], однако, использование в них параметрической оптимизации зачастую приводит к неудовлетворительному результату.

В настоящей работе решена задача разработки эффективной методики, позволяющей в полностью автоматическом режиме получить модель интегральной катушки индуктивности для двух технологий изготовления без использования оптимизации всех элементов схемы.

2. Методики построения моделей катушек индуктивности

ЭС катушек для двух исследуемых технологий показаны на рис. 1.

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



a) b)

Рис. 1. Структуры ЭС катушек индуктивности: a) GaAs технология, b) Si технология

Fig. 1. Inductor EC topology: a) GaAs technology, b) Si technology

Катушки на основе GaAs технологии. ЭС представлена на рис. 1a. Параметры подложки рассчитываются по известным выражениям:

$$R_{sub1} = \mathrm{Re}\left(\frac{1}{y_{11}+y_{12}}\right),\ R_{sub2} = \mathrm{Re}\left(\frac{1}{y_{22}+y_{12}}\right) \tag{1}$$

$$C_{sub1} = \left[\omega\,\mathrm{Im}\left(\frac{1}{y_{11}+y_{12}}\right)\right]^{-1},\ C_{sub2} = \left[\omega\,\mathrm{Im}\left(\frac{1}{y_{22}+y_{12}}\right)\right]^{-1} \tag{2}$$

Параметры спирали рассчитываются в области низких частот, полагая емкость C_p пренебрежимо малой:

$$L_p + L_s = \frac{1}{\omega}\mathrm{Im}\left(\frac{-1}{y_{12}}\right),\ R_s = \mathrm{Re}\left(\frac{-1}{y_{12}}\right) \tag{3}$$

Отметим, что область низких частот выбирается для каждой катушки индивидуально, например, можно использовать частоту, где добротность достигает максимума. Для отношения $L_p/(L_p+L_s)$ был получен эмпирический коэффициент k, зависящий от параметров спирали как:

$$k = \frac{17.125}{\sqrt{R_s(L_p+L_s)}+30.24} \tag{4}$$

где L_p and L_s выражены в нГн. Наконец, параметр C_p определяется как

$$C_p = \frac{1}{\omega}\left(\frac{\omega L_p - \mathrm{Im}(z)}{\mathrm{Re}^2(z)+\omega L_p - \mathrm{Im}(z)} + \frac{\omega L_s}{R_s^{\,2}+\omega^2 L_s^{\,2}}\right) \tag{5}$$

где $z = (-1/y_{12})$. C_p определяется на высоких частотах, вблизи резонанса.

Выражения (1)-(5) позволяют рассчитать значения элементов ЭС на каждой частоте, т.е. получить частотную зависимость параметров. Следу-

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

ющим шагом является получения конкретного значения. Для этого можно просто усреднить все значения, однако, это как правило приводит к неудовлетворительному результату. Специалист по моделированию обычно выбирает значение элемента вручную, находя наиболее пологие участки графика частотной зависимости. Для автоматического определения этого значения, предлагается методика модифицированной медианы.

Медиана – это статистическое значение, такое, что ровно половина элементов выборки больше него. Для получения медианы берут центральный элемент отсортированной выборки. Медиана более устойчива к шуму, чем среднее значение. Предлагаемый метод модифицированной медианы используется для определения наименее изменчивого участка зависимости элемента ЭС. Отличием методики является разбиение выборки на несколько поддиапазонов и расчет вариации и медианы внутри каждого них.

Эксперименты показывают, что полученной данной методикой значение совпадает с выбором инженера. Однако существенным преимуществом является возможность её автоматизации.

Катушки на основе Si технологии. ЭС представлена на рис. 1b. Для определения значений R_{sub}, C_{ox}, C_{sub}, R_{dc} и L_{low} была использована методика [3] и метод модифицированной медианы. Значение L_{low} равно (L_{dc} + L_{sk}). Для определения L_{sk}, R_{sk}, C_p используются следующие соображения. Получим выражение для y_{11}, полученного из ЭС.

$$y_{11}(\omega)=\frac{j\omega C_{ox1}\left(\frac{1}{R_{sub1}}+j\omega_{cub1}\right)}{j\omega\left(C_{ox1}+C_{sub1}\right)+\frac{1}{R_{sub1}}}+jwC_p+\frac{1}{R_{dc}+j\omega L_{dc}+\frac{R_{sk}\,j\omega L_{sk}}{R_{sk}+j\omega L_{sk}}} \tag{6}$$

Для входа катушки введем обозначения для частоты собственного резонанса ω_{01}, максимума добротности $Q_{\max 1}$, и частоты, где этот максимум достигается ω_{q1}. В практических случаях эти величины могут быть определены из результатов измерений или ЭМ моделирования. Тогда мы можем записать следующие соотношения:

$$\mathrm{Im}\left(y_{11}\left(\omega_{01}\right)\right)=0,\ \frac{\mathrm{Im}\left(y_{11}\left(\omega_{q1}\right)\right)}{\mathrm{Re}\left(y_{11}\left(\omega_{q1}\right)\right)}=Q_{\max 1} \tag{7}$$

Аналогичным образом определим частоту собственного резонанса ω_{02}, максимум добротности $Q_{\max 2}$ и её частоту ω_{q2} на выходе, используя значение y_{22}. Запишем для выхода аналогичные соотношения:

$$\mathrm{Im}\left(y_{22}\left(\omega_{02}\right)\right)=0,\ \frac{\mathrm{Im}\left(y_{22}\left(\omega_{q2}\right)\right)}{\mathrm{Re}\left(y_{22}\left(\omega_{q2}\right)\right)}=Q_{\max 2} \tag{8}$$

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

Выражения (7)-(8) дают переопределенную систему уравнений для неизвестных L_{sk}, R_{sk}, and C_p. Для её решения можно использовать нелинейное программирование. Границы значений переменных определяются технологическими ограничениями.

Параметрические модели. В таких моделях значения элементов ЭС зависят от некоторых параметров, например, геометрических размеров. Эта зависимость может быть выражена в виде многочлена. С повышением степени многочлена точность модели повышается, однако теряется физическая обоснованность, поскольку модель начинает воспроизводить шум в исходных данных. Автоматическая процедура выбора степени многочлена заключается в построении множества полиномов и выбора среди них наиболее подходящего при сохранении минимальной сложности. Выбирается полином, описывающий измерения с минимальным значением ошибки, а сложность определяется суммой всех степеней многочлена.

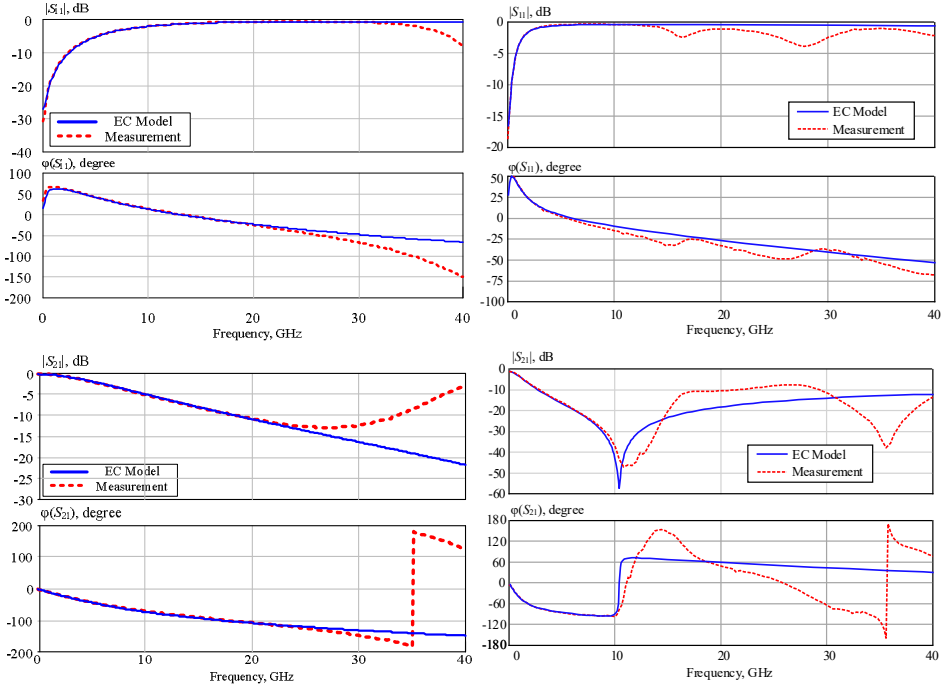
3. Результаты экспериментов

Работоспособность методик подтверждена с помощью электромагнитного моделирования и результатов измерений. Параметрами катушек являлись ширина спирали W и число оборотов NT. Для GaAs технологии были смоделированы 25 катушек с параметрами W=5-25 мкм и NT=1.5-5.5. Для Si технологии были смоделированы 24 катушки с параметрами W=5-20 мкм и NT=3-8. Для обеих технологий несколько катушек были изготовлены и измерены их параметры. На рис. 2a – для катушки W=10 мкм, NT=4.5 на GaAs подложке. Ошибка по S-параметрам до частоты резонанса (17.2 ГГц) не превышает 4% по амплитуде и 6° по фазе (кроме низкочастотных выбросов). На рис. 2b – для катушки W=7 мкм, NT=8 на Si подложке. Ошибка по S-параметрам до частоты резонанса (6.2 ГГц) не превышает 3.7% по амплитуде и 3.4° по фазе (кроме низкочастотных выбросов).

4. Заключение

Предложена новая методика построения моделей интегральных спиральных катушек индуктивности на подложках GaAs и Si. Модель показывает хорошее совпадение как с результатами ЭМ моделирования, так и измерений. Основное преимущество предложенной методики заключается в возможности её полной автоматизации. Построение модели одного размера занимает менее 1 секунды. Построение параметрической модели – порядка 15 минут, но есть возможность для ускорения этого процесса.

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



a) b)

Рис. 2. Результаты моделирования и измерения катушек индуктивности: a) GaAs, b) Si

Fig. 2 Simulation and measurement results for planar spiral inductor: a) GaAs, b) Si

Список литературы

[1] S. Arvas. Spiral inductor model extraction: A survey of the field // Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), 2012 IEEE 13th Annual, 15-17 April 2012.

[2] Y.-G. Ahn, S.-K. Kim, J.-H. Chun, B.-S. Kim, Efficient Scalable Modeling of Double-π Equivalent Circuit for On-Chip Spiral Inductors // IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 57, no. 10, pp. 2289-2300, Oct. 2009.

[3] N.-J. Oh, S.-G. Lee. A Simple Model Parameter Extraction Methodology for an On-Chip Spiral Inductor // ETRI Journal, vol. 28, no. 1, pp. 115-118, Feb. 2006.

[4] G. Yang, Z. Wang, K. Wang. Modified T-Model With an Improved Parameter Extraction Method for Silicon-Based Spiral Inductors // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 24, no. 11, pp. 817-819, Nov. 2014.

[5] J.E. Post. Optimizing the Design of Spiral Inductors on Silicon. // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, vol. 47, no. 1, pp. 15-17, Jan. 2000.

[6] Y. Tang, B. Liu, L. Zhang, J. Pan, L. Yang, Y. Wang, Modeling of double- π equivalent circuit for on-chip symmetric spiral inductors // Solid-State Electronics, vol. 52, pp. 1058-1063, 2008.

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

[7] V. Durev, E. Gadjeva, M. Hristov. Parameter extraction of geometry dependent RF planar inductor model. // Mixed Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES), 2010 Proceedings of the 17th International Conference, 24-26 June 2010.

[8] W. Ciccognani, M. Ferrari, G. Ghione, E. Limiti, P.E. Longhi, M. Pirola, R. Quaglia, A compact high performance X-band core-chip with on board serial-to-parallel conversion // 2010 40th European Microwave Conference (EuMC), Sep. 2010, pp. 902-905.

[9] T. Dinc, E. Özeren, C. Çalışkan, H. Kayahan, Y. Gurbuz. X-band SiGe bi-complementary metal–oxide semiconductor transmit/receive module core chip for phased array RADAR applications // IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 9, no. 9, pp. 948-956, Nov. 2015.

[10] A.A. Kalentyev, D.V. Garays, L.I. Babak, A.A. Kokolov, I.M. Dobush, Genetic-algorithm based synthesis of microwave amplifiers using parametric models of MMIC elements // Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2012 22nd International Crimean Conference, Sep. 2012, pp. 131–132.

References

[1] S. Arvas, Spiral inductor model extraction: A survey of the field. *Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), 2012 IEEE 13th Annual*, 15-17 April 2012.

[2] Y.-G. Ahn, S.-K. Kim, J.-H. Chun, B.-S. Kim. Efficient Scalable Modeling of Double-π Equivalent Circuit for On-Chip Spiral Inductors. *IEEE Trans. Microw. Theory Techn*., vol. 57, no. 10, pp. 2289-2300, Oct. 2009.

[3] N.-J. Oh, S.-G. Lee. A Simple Model Parameter Extraction Methodology for an On-Chip Spiral Inductor. *ETRI Journal*, vol. 28, no. 1, pp. 115-118, Feb. 2006.

[4] G. Yang, Z. Wang, K. Wang. Modified T-Model With an Improved Parameter Extraction Method for Silicon-Based Spiral Inductors. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 24, no. 11, pp. 817-819, Nov. 2014.

[5] J.E. Post. Optimizing the Design of Spiral Inductors on Silicon. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 47, no. 1, pp. 15-17, Jan. 2000.

[6] Y. Tang, B. Liu, L. Zhang, J. Pan, L. Yang, Y. Wang. Modeling of double- π equivalent circuit for on-chip symmetric spiral inductors. *Solid-State Electronics*, vol. 52, pp. 1058-1063, 2008.

[7] V. Durev, E. Gadjeva, M. Hristov. Parameter extraction of geometry dependent RF planar inductor model. *Mixed Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES), 2010 Proceedings of the 17th International Conference*, 24-26 June 2010.

[8] W. Ciccognani, M. Ferrari, G. Ghione, E. Limiti, P.E. Longhi, M. Pirola, R. Quaglia. A compact high performance X-band core-chip with on board serial-to-parallel conversion. *2010 40th European Microwave Conference (EuMC)*, Sep. 2010, pp. 902-905.

[9] T. Dinc, E. Özeren, C. Çalışkan, H. Kayahan, Y. Gurbuz. X-band SiGe bi-complementary metal–oxide semiconductor transmit/receive module core chip for phased array RADAR applications. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 9, no. 9, pp. 948-956, Nov. 2015.

[10] A.A. Kalentyev, D.V. Garays, L.I. Babak, A.A. Kokolov, I.M. Dobush. Genetic-algorithm based synthesis of microwave amplifiers using parametric models of MMIC elements. *Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2012 22nd International Crimean Conference*, Sep. 2012, pp. 131–132.

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

Process Design Kit verification – methodology and practice

Fazylkhanov O.R., Pushnitsa I.S., Strelnikov S.I.,
Kalyakin M.A., Filaretov A.H.
Svetlana – Rost, JSC
27 Engels ave.,St.Petersburg, 194156, Russian Federation
a.filaretov@svrost.ru

Abstract: *The report discusses the main points taken into account while Process Design Kit developing and methodology for verification of PDK for baseline technology. The example of such a verification of PDK for monolithic microwave integrated circuits of switches, phaseshifters, and attenuators is reported. It is shown that the verification procedure is a two-step procedure, each having its own purpose and the methods used for its implementation.*

Keywords: *baseline technologies, process design kit, PDK, verification, MMIC, natural variability.*

Методология и практика верификации инструментов проектирования (PDK) к стандартным технологическим процессам

Фазылханов О.Р., Пушница И.С., Стрельников С.И.,
Калякин М.А., Филаретов А.Г.
Акционерное общество «Светлана – Рост»
Энгельса пр. д. 27, г. Санкт-Петербург, 194156, Российская Федерация
a.filaretov@svrost.ru

Аннотация: *В докладе обсуждаются основные положения, принятые во внимание при разработке PDK и приведена методология верификации инструментов проектирования (Process Design Kit) к стандартным технологическим процессам. Также приведен пример такой верификации для инструмента проектирования СВЧ интегральных микросхем управляющих устройств – аттенюаторов, фазовращателей и переключателей. Показано, что процедура верификации представляет собой двухступенчатую процедуру, каждая из ступеней которой имеет свое назначение и применяемые для ее осуществления методы.*

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

Ключевые слова: стандартный технологический процесс, инструмент проектирования, PDK, верификация, СВЧ МИС, естественная изменчивость.

1. Введение

Одним из важнейших способов сокращения сроков разработки радиоэлектронных систем и уменьшения количества ошибок является реализация принципа сквозного проектирования. Принцип сквозного проектирования состоит в совмещении в едином процессе разработки некоторой системы передачи требований с вышележащего уровня на уровень вниз и результатов проектирования с нижележащего уровня на уровень вверх. Из требования совместимости вытекает требование описания результатов проектирования по уровням в единой среде. Применение современных систем автоматического проектирования (САПР) СВЧ устройств, таких как AWR Design Environment (National Instruments) или Advanced Design System – ADS (Keysight), не является новостью и позволяет передавать результаты моделирования СВЧ монолитных интегральных схем (МИС) на уровень выше − для проектирования модулей и блоков аппаратуры.

Однако просто передачи результатов моделирования с более низкого уровня на вышележащий уровень вверх недостаточно. Необходимо быть уверенным, что результаты моделирования и экспериментально определенные параметры изготовленной по этому проекту СВЧ микросхемы совпадут.

Соответственно, ключевым этапом построения инструмента проектирования, обеспечивающего приемлемое для практического применения совпадение с измеряемыми параметрами реального объекта, является его верификация.

Приемлемость для практического применения означает, что выход годных изделий, разработанных с применением построенного инструментов проектирования, является экономически оправданным.

В мировой практике за инструментом проектирования СВЧ МИС закрепился термин Process Design Kit (PDK), которым мы и будем в дальнейшем пользоваться.

2. Основные положения, принятые во внимание при разработке PDK

В основу построения инструментов проектирования заложено 3 положения.

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

1. PDK не существует сам по себе и входит в состав объекта более высокого уровня – Стандартного технологического процесса.

2. PDK не существует сам по себе, он связан с определенным реальным типовым технологическим процессом и должен учитывать его особенности.

3. PDK должен пройти процедуру верификации.

Первое положение устанавливает принадлежность PDK определенному стандартному технологическому процессу – объекту, обладающему дуализмом свойств. Он одновременно является и технологией (технологическим процессом) изготовления группы конструктивно - технологически подобных изделий, и способом и инструментом проектирования изделий различного функционального назначения, но принадлежащих этой группе подобия.

Следует обратить внимание на чрезвычайно важный момент – при таком подходе парадигма примата изделия перед технологией заменена на парадигму примата технологии перед изделием, что коренным образом изменяет устоявшиеся подходы к проведению испытаний СВЧ МИС.

Второе положение указывает на то, что PDK разрабатывается для проектирования группы изделий, обладающих технологической общностью.

При этом необходимо помнить тот факт, что любой технологический процесс обладает естественной изменчивостью. Таким образом, положение о необходимости учета особенностей типового технологического процесса означает, что разрабатываемый PDK должен отражать и учитывать эту изменчивость.

Третье положение означает, что должна быть проведена процедура доказательства корректности построения PDK. Под корректностью его построения понимается доказательство соответствия результатов моделирования в САПР изделия, проектируемого с применением PDK, результатам измерений параметров изготовленных по проекту изделий.

Отдельно следует обратить внимание на то, что основу PDK составляет библиотека стандартных элементов (Primitive Devices Library). В нее входит библиотека топологий элементов, которая задает конструктивное подобие различных по функциональному назначению изделий, разрабатываемых с применением этого PDK. При этом понятие корректности применения PDK распространяется на СВЧ МИС, «сложенные» только из библиотечных элементов. Заметим, что понятие стандартного элемента в некоторой степени является развитием понятия «базовый конструктивный элемент», введенного в ГОСТ РВ 20.57.412.

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

3. Методология верификации PDK

Верификация PDK является весьма трудоемкой задачей, решаемой в 2 этапа.

Целью первого этапа верификации является скорейшее получение ответа на вопрос о правильности выбора общего направления разработки. В этой связи задачами первичной верификации являются:

- проверка соответствия стандартного технологического процесса заданной области назначения,
- проверка достаточности выбора состава библиотек в соответствии с заявленным функциональным назначением стандартного технологического процесса,
- проверка правильности построения моделей библиотечных элементов (прототипа PDK) путем сопоставления результатов моделирования СВЧ МИС в САПР с привлечением прототипа PDK и измерений параметров реально изготовленных изделий.

Для проведения первичной верификации разрабатывается набор топологий неких «верификационных» (модельных) устройств, составленных из всех типов элементов, входящих в библиотеку. Эти устройства совсем не обязательно должны нести какую-либо полезную потребительскую функцию и призваны лишь ответить на вопросы задач первичной верификации.

Разработке верификационных устройств предшествует разработка всех топологий стандартных элементов, входящих в библиотеку. Проектирование верификационных устройств происходит еще до того, как стандартные элементы библиотеки изготовлены, обмерены и извлечены параметры соответствующих им эквивалентных схем – т.е. до того, как построен PDK.

На практике для целей первичной верификации и полный набор библиотечных элементов, и набор разработанных верификационных устройств изготавливаются на одной пластине. Обычно таких пластин изготавливается 2 – 3 образца. Далее на них проводятся измерения параметров и всех библиотечных элементов, и параметров верификационных устройств. По результатам измерений параметров элементов библиотек проводится экстракция параметров их эквивалентных схем и строится прототип PDK.

Следует отметить, что в состав верификационных устройств мы включаем характерных представителей устройств из области функционального назначения стандартного технологического процесса.

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

Собственно решение задач первичной верификации достигается путем сопоставления характера полученных результатов измерений верификационных устройств типовым поведенческим характеристикам устройств из области назначения стандартного технологического процесса, а также путем проведения сравнительных испытаний результатов моделирования устройств в САПР с применением прототипа PDK и измеренных параметров изготовленных устройств.

На втором этапе проверяется сходимость результатов моделирования и результатов измерений параметров модельных устройств. Заключительным этапом разработки PDK и его финишной верификации, которым посвящена отдельная работа, является построение PDK с учетом естественной изменчивости типового технологического процесса и его численная верификация.

3. Практические результаты

Избранные результаты первичной верификации PDK для процесса pHEMT05 приведены на рисунке 1. Процесс предназначен для разработки и изготовления управляющих устройств (переключателей, аттенюаторов и фазовращателей), а также усилителей различного назначения.

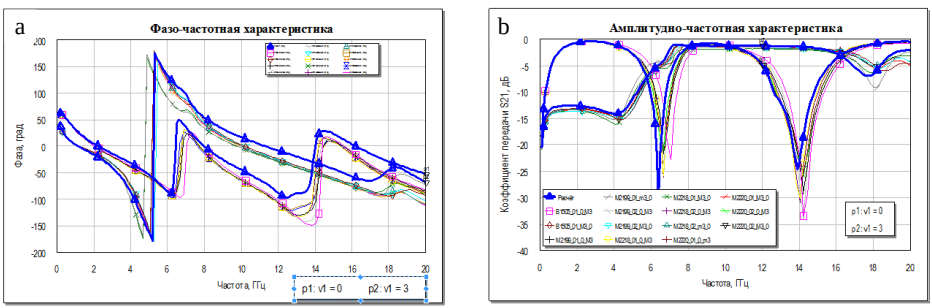


Рис. 1. Результаты моделирования (синие линии и маркеры) и измерений значений фазочастотной (a) и амплитудно-частотной (b) характеристик ячейки фазовращателя.

Fig. 1. The results of modelling (blue lines and markers) and measurements of phase-frequency (a) and amplitude - frequency (b) characteristics of phaseshifter cell.

Качественное совпадение результатов моделирования поведенческих характеристик и их измерений, полученных на реальных изготовлен-

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

ных объектах, указывает на успешное прохождение первичной верификации PDK.

Для большей уверенности в правильности принятых при построении типового технологического процесса и библиотек решений, нами с привлечением прототипа PDK pHEMT05, прошедшего процедуру первичной верификации, были разработаны несколько устройств и их фрагментов, которые были изготовлены на одной пластине в режиме мультипроектного исполнения (так называемый пицца – проект). Некоторые результаты сравнительных испытаний переключателя 1 × 2 и фильтра, входящих в пицца – проект, приведены на рисунках 2 и 3 соответственно.

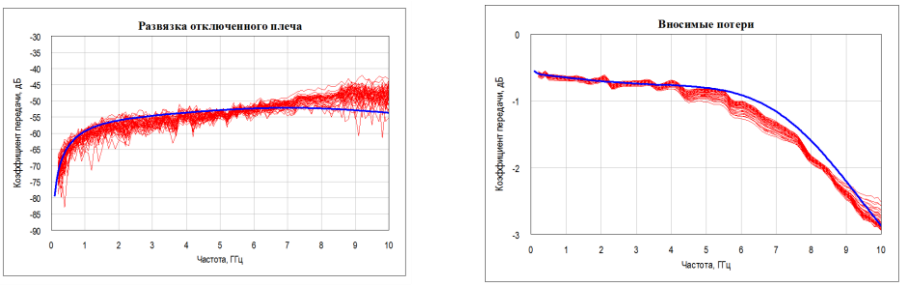


Рис. 2. Результаты моделирования (синие линии) и измерений (красные линии) значений коэффициентов передачи в отключенном плече – развязка (a) и во включенном плече – вносимые потери (b) переключателя 1 × 2.

Fig. 2. The results of modelling (blue lines) and measurements (red lines) of transfer ratio in off-state – isolation (a) and on-state – insertion loss (b) of the SPDT.

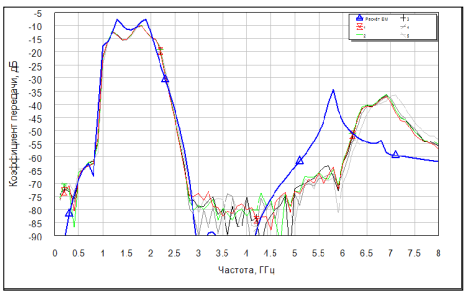


Рис. 3. Результаты моделирования (синие линии) и измерений значений коэффициентов передачи фильтра

Fig. 3. The results of modelling (blue lines) and measurements (red lines) of transfer ratio of the filter

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

Как и в случае сопоставления сравнительных испытаний, приведенных на рисунке 1, по рисункам 2 и 3 видно хорошее совпадение результатов моделирования устройств и результатов измерений значений их параметров.

4. Заключение

Таким образом, в работе представлена разработанная и применяемая авторами методика верификации инструментов проектирования – PDK. На примере PDK pHEMT05 показаны результаты его первичной верификации и первых примеров применения. Хорошее совпадение результатов моделирования устройств и результатов измерений значений их параметров позволяет сделать вывод о завершении первой ступени верификации PDK pHEMT05. Следующим шагом будет совершенствование PDK путем его достройки с учетом естественной изменчивости типового технологического процесса и его численная верификация.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам реализации Проекта, выполняемого при финансовой поддержке Министерства образования и науки по Соглашению № 14.582.21.0010 от 14.10.2015 в рамках ФЦП ИР 2014-2020, уникальный идентификатор проекта RFMEFI58215X0013.

Acknowledgements

This report is based on the results of the project RFMEFI58215X0013 conducted in the framework of Priority research and development Directions of development of scientific and technological Complex of Russia for 2014-2020. The project is financially supported by Ministry of Education and Science in accordance to Agreement No 14.582.21.0010 dated 14.10.2015.

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

Practice of statistically justified Process Design Kit developing

Pushnitsa I.S., Strelnikov S.I.,Fazylkhanov O.R.,
Filaretov A.H.
Svetlana – Rost, JSC
27 Engels ave.,St.Petersburg, 194156, Russian Federation
a.filaretov@svrost.ru

Abstract: *This report demonstrates that statistically justified Process Design Kit creating and its numerical verification is the final stage PDK developing. The ways of taking into account the influence of technology natural variability on PDK and main points taken into account while PDK developing are discussed. An algorithm and a procedure for determining crystals corresponding to the three main statistical states of the technological process are reported.*

Keywords: *baseline technologies, process design kit, PDK, verification, MMIC, natural variability, yield analysis.*

Практика разработки статистически обоснованных инструментов проектирования (Process Design Kit) к стандартным технологическим процессам

Пушница И.С., Стрельников С.И., Фазылханов О.Р.,
Филаретов А.Г.
Акционерное общество «Светлана – Рост»
Энгельса пр. д. 27, г. Санкт-Петербург, 194156, Российская Федерация
a.filaretov@svrost.ru

Аннотация: *В докладе показано, что разработка и численная верификация статистически обоснованного PDK является завершающей фазой его разработки. Обсуждаются способы учета в PDK естественной изменчивости технологического процесса и основные положения, принятые во внимание при разработке статистически обоснованных PDK. Приведены алгоритм и описана процедура определения кристаллов, соответствующих трем основным статистическим состояниям технологического процесса.*

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

Ключевые слова: стандартный технологический процесс, инструмент проектирования, PDK, верификация, СВЧ МИС, выход годных, естественная изменчивость.

1. Введение

Общепризнанным является понимание того, что приемлемость инструмента проектирования (Process Design Kit – PDK) определяется достижением экономически оправданного выхода годных изделий, разработанных с применением построенного PDK. Более того, общей тенденцией является стремление разработки такой методологии, в которой разработанный PDK обеспечивает достижение целей разработки конкретной СВЧ МИС с первой итерации [1,2]. Также в [2] приведен тезис о том, что наличие статистической модели является дополнительным преимуществом для разработки СВЧ МИС, поскольку такая модель может отобразить вариации ее поведения в зависимости от допусков (вариаций), присущих технологическому процессу. Иными словами, статистическая модель должна отражать естественную изменчивость технологического процесса [3].

Дискуссия о методах и способах построения статистических моделей ведется много лет. Так, в [4] среди статистических методов пристально рассмотрен и подвергнут критике метод Монте-Карло моделирования параметров эквивалентных схем элементов, составляющих микросхему, положенный в основу процедуру анализа выхода годных (Yield Analysis) в САПР AWR DE. Основным предметом критики в работе стало утверждение о крайне неточном прогнозировании выхода годных, причина которого кроется в попытке независимого изменения каждого отдельно взятого параметра эквивалентной схемы, в то время как они не являются независимыми по отношению к вариациям технологического процесса. Столь же критически рассмотрен и метод «отображения выхода годных», основанный на определении линейного отображения (преобразования) измеряемых параметров тестовых элементов параметрического монитора в критичные СВЧ параметры проектируемого устройства через некоторые эмпирические поправочные коэффициенты – свои для каждой микросхемы.

2. Основные положения, принятые во внимание при разработке статистически обоснованных PDK

Ключевым фактором при разработке статистически обоснованных PDK является понимание того, что любой технологический процесс (ТП) обладает естественной изменчивостью и является объектом статистического описания. Следовательно значения параметров, характеризующих

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

процесс, имеют статистическое распределение, характерное для конкретного процесса.

Нами в [3] предложен учет влияния вариаций ТП на параметры проектируемых устройств через отображение статистического описания естественной изменчивости технологических процессов в статистическое описание характеристик библиотечных элементов (рисунок 1).

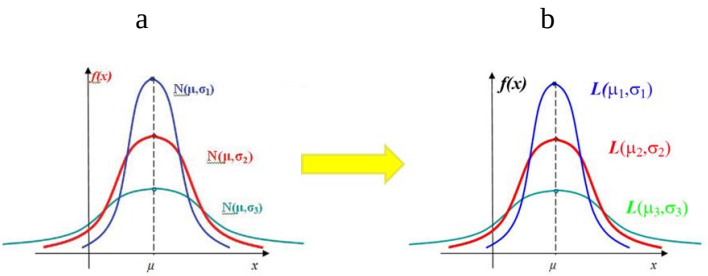


Рис. 1. Отображение статистического описания естественной изменчивости технологических процессов (a) в характеристики библиотечных элементов (b)

Fig. 1. Transformation from technology natural variability statistical characterization (a) to statistics of primitive devices library characteristics (b)

Из этого следует, что в наиболее общем случае PDK должен строиться для среднестатистического состояния характеристик библиотечных элементов и состояний, отстоящих на величину среднеквадратичного отклонения по обе стороны от среднего (рисунок 2).

При этом необходимо учитывать, что полное описание характеристик библиотечных элементов должно производиться для набора различных температур.

Любая вариация технологического процесса отзывается вариацией целого набора параметров в разных элементах. Поэтому некоторому, в том числе статистическому, состоянию соответствует не единичный элемент, а кристалл с полным набором библиотечных элементов (ячейка библиотеки). В мировой практике кристалл (ячейка), соответствующий среднестатистическому состоянию, получил наименование Golden Die (GD).

В итоге полное описание параметров стандартных элементов библиотеки описывается матрицей $\|X_{\sigma T}\|$.

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

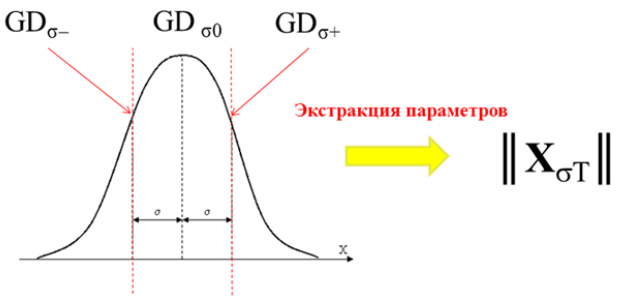


Рис. 2. Формирование матрицы параметров моделей библиотечных элементов

Fig. 2. Model parameters array of primitive devices library developing

Следует отметить, что разработка статистически обоснованного PDK, проводится после завершения первичной верификации его прототипа.

3. Практика разработки статистически обоснованных PDK

Обычная, в том числе и применяемая в наших разработках, процедура определения изменчивости измеряемых параметров элементов библиотеки состоит в следующем:

Для каждого стандартного технологического процесса (СтТП) проектируется и изготавливается комплект фотошаблонов и управляющей информации для электронного литографа, содержащий все элементы библиотеки. По подготовленному комплекту изготавливается статистически достаточное количество пластин с кристаллами библиотек стандартных элементов, которые затем поступают на измерения. Для «ключевого» процесса pHEMT05 на каждой пластине находится 102 кристалла библиотечных элементов. Изготовлено 20 таких пластин.

Измерения проводятся на стенде, позволяющим в автоматическом режиме проводить измерения параметров всех элементов библиотек и по постоянному току, по СВЧ сигналу. Все измерения проводятся на зондовой станции с аттестованной термокамерой в диапазоне температур от –60 до +125 градусов Цельсия.

Управление измерениями, сбор и обработка результатов измерений осуществляется с помощью созданного нами программного обеспечения.

По результатам статистической обработки измерений параметров изготовленных стандартных элементов библиотеки находятся кристаллы,

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

соответствующие среднестатистическому состоянию значений параметров ($GD_{\sigma 0}$) и кристаллы, соответствующие состояниям, отстоящим на величину среднеквадратичного отклонения по обе стороны от среднестатистического состояния ($GD_{\sigma-}$ и $GD_{\sigma+}$).

Экстракция параметров моделей библиотечных элементов в наиболее общем случае проводится в указанных трех статистических состояниях (рисунок 2) при нескольких температурах с использованием собственного программного обеспечения и лицензионного САПР, в нашем случае AWR Design Environment. Таким способом формируется матрица параметров эквивалентных схем для каждого библиотечного элемента. Полное описание топологических изображений, матриц параметров моделей элементов, их условно-графических изображений и справочных файлов для всех элементов осуществляется путем организации реляционной базы данных соответствующего ТП. Ее отображение в виде встраиваемой в САПР библиотеки в соответствующем формате и есть основной инструмент проектирования − Process Design Kit.

4. Процедура определения кристаллов для извлечения параметров моделей

Статистическая обработка полученных результатов проводится с целью определения «ячейки среднего состояния» стандартного технологического процесса – «Golden Die» ($GD_{\sigma 0}$).

Для этого:

1) Составляется список всех статистических параметров элементов, вычисляемых из измеренных зависимостей и участвующих расчете «среднего состояния» СтТП.

2) Для каждого статистического параметра вычисляется среднее значение $X_{\text{ср}}$ по всем элементам всех изготовленных пластин:

$$X_{\text{ср}} = \frac{1}{n*m} \sum_{i=1}^{n*m} X_i \qquad (1)$$

где n – количество элементов на пластине, m – количество пластин, X_i – значение параметра;

и стандартное отклонение σ, также по всем элементам всех пластин:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{m*n}(X_i - X_{\text{ср}})^2}{n*m-1}}. \qquad (2)$$

3) После первоначального вычисления среднего значения и стандартного отклонения для всех параметров производится фильтрация ошибок - отбраковка элементов, у которых какой-либо параметр выходит за

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

границы $X_{ср}$ ±6×σ. Затем для всех параметров среднее значение и стандартное отклонение пересчитываются.

Ячейки библиотеки стандартных элементов, содержащие отбракованные элементы, участвуют в расчетах среднего состояния СтТП.

Введение среднего значения и стандартного отклонения позволяет проводить стандартизацию результатов измерений. Стандартизация или *Z*-преобразование данных – это перевод статистических параметров в стандартную шкалу со средним $X_{ср}$=0 и σ=1. То есть все значения статистических параметров пересчитываются по формуле:

$$Z_i = \frac{X_i - X_{ср}}{\sigma}. \quad (3)$$

В результате преобразованные статистические параметры разных элементов библиотеки стандартных элементов выражаются в единицах стандартного отклонения от среднего.

После проведения процедуры стандартизации параметров элементов ячеек библиотек проводится расчет суммы стандартизованных параметров всех элементов для каждой ячейки на всех измеренных пластинах.

$$Z_{ячейки} = \sum_{i=1}^{k} Z_i , \quad (4)$$

где k – количество элементов в ячейке.

Далее ячейки библиотек ранжируются по величине суммы стандартизованных параметров элементов. Ячейкой среднего состояния СтТП считается ячейка $GD_{σ0}$ с минимальной суммой стандартизированных параметров. Именно по результатам измерений параметров библиотечных элементов, расположенных в этой ячейке, извлекаются параметры моделей этих элементов – наиболее общем случае при нескольких температурах – для построения PDK.

Построение PDK для других состояний проводится аналогичным образом с той поправкой, что для извлечения параметров моделей ищутся ячейки $GD_{σ-}$ и $GD_{σ+}$, для которых $X_{σ-}$= $X_{ср}$–σ, а $X_{σ+}$= $X_{ср}$+σ.

Заключительным этапом разработки PDK является его численная верификация.

5. Заключение

Таким образом, в работе изложены алгоритм и практика разработки статистически обоснованного PDK к стандартному технологическому процессу. Показано, что в наиболее общем случае PDK должен отображать не менее трех статистических состояний технологического процесса:

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

среднестатистическое состояние σ0 и состояния σ– и σ+. Показано, что разработка PDK представляет собой двухстадийный процесс – разработки и первичной верификации прототипа PDK с последующим построением статистически обоснованного PDK и его численной верификации.

Изложенный подход к построению и верификации PDK апробирован при разработке PDK для технологического процесса изготовления СВЧ микросхем управляющих устройств – аттенюаторов, фазовращателей и переключателей.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам реализации Проекта, выполняемого при финансовой поддержке Министерства образования и науки по Соглашению № 14.582.21.0010 от 14.10.2015 в рамках ФЦП ИР 2014-2020, уникальный идентификатор проекта RFMEFI58215X0013.

Список литературы

[1] C. Chen, S. Kayali, E. Rezek, and T. Trinh, MMIC Design Methodologies and Verification, in: GaAs MMIC Reliability Assurance Guideline for Space Applications// JPL Publication 96-25, 1996, USA, P. 123 – 129.

[2] W.H.A. Tang, Techniques for Right First Time MMIC Design, QinetiQ, 2002.

[3] И. Пушница, О. Токмаков, Д. Красовицкий, О. Фазылханов, А. Филаретов, В. Чалый. Статистический учет естественной изменчивости технологических процессов// Электроника: НТБ. 2015. №4, с. 88 – 93.

[4] R.Tsai et al.: Forecasting Methods for MMIC RF Yield// 2000 GaAsMantech Technical Digest, 2000, pp. 113-116.

References

[1] C. Chen, S. Kayali, E. Rezek, and T. Trinh, MMIC Design Methodologies and Verification, in: GaAs MMIC Reliability Assurance Guideline for Space Applications// JPL Publication 96-25, 1996, USA, p. 123 – 129.

[2] W.H.A. Tang, Techniques for Right First Time MMIC Design, QinetiQ, 2002.

[3] Pushitsa I., Tokmakov O., Krasovitsky D., Fazylkhanov O., Filaretov A. [Statistical accounting of technology natural variability]. *Electronca: NTB.* 2015. №4, pp. 88 – 93. (In Russian).

[4] R.Tsai et al.: Forecasting Methods for MMIC RF Yield// 2000 GaAsMantech Technical Digest, 2000, p. 113-116.

Acknowledgements

This report is based on the results of the project RFMEFI58215X0013 conducted in the framework of Priority research and development Directions of development of scientific and technological Complex of Russia for 2014-2020. The project is financially supported by Ministry of Education and Science in accordance to Agreement No 14.582.21.0010 dated 14.10.2015.

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

High-power microwave devices. Nonlinear theory and numeric optimization

Batura M.P., Kurayev A.A, Matveenko V.V., Rak A.O.
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics,
P. Browki, 6, Minsk, 220013, Belarus
kurayev@bsuir.by

Abstract: *The basic results of research and optimization of powerful UHF electronic devices are presented in brief. Their complete description is contained in quoted ten monographs. Only principal aspects of original achievements in area nonlinear theory, the methods of optimization, interpretation of physics of optimal processes and predicted effects of nonlinear interaction of powerful electron beams with electromagnetic waves are quoted from our published papers.*

Keywords: *electron microwave devices, efficiency, nonlinear theory, optimization, irregular waveguide, new physic effects.*

Мощные приборы СВЧ. Нелинейная теория и численная оптимизация

Батура М.П., Кураев А.А., Матвеенко В.В., Рак А.О.
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники,
ул. П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь
kurayev@bsuir.by

Аннотация: *Кратко изложены основные результаты исследования и оптимизации мощных электронных приборов СВЧ, полученные в БГУИР. Приведены принципиальные аспекты оригинальных достижений в области нелинейной теории, методов оптимизации, трактовки физики оптимальных процессов и предсказанных эффектов нелинейного взаимодействия мощных электронных потоков с электромагнитными полями.*

Ключевые слова: электронные приборы СВЧ, КПД, нелинейная теория, оптимизация, нерегулярные волноводы, новые физические эффекты.

1. Introduction

Scientific field, whose name is rendered in the article title, was formed in BSUIR (MRTI) in 1969. It's becoming is associated with the creation in the

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

USSR new effective air defense and missile defense systems, as well as the creation of powerful millimeter wave devices to heat thermonuclear plasmas in tokamaks and radar systems in millimeter range. The development of powerful and superpower microwave devices is a very expensive process, it is impossible without the involvement of modeling and optimization appropriate methods of nonlinear interaction processes of powerful electronic beams with electromagnetic fields in irregular electrodynamic systems in these devices. There was neither the rigorous three-dimension theory of such interaction northe effective methods of solving the optimal control problems of nonlinear interaction dynamic process in 1969. Therefore, the tasks of creating a rigorous theory of powerful electron microwave devices and numeric optimization methods for such devices was carried out practically for the first time. The most interesting results of these solutions are listed below. Detailed materials about them can be found in the cited 10 monographs.

2. Nonlinear theory of three-dimension interaction of high-power relativistic beams with electromagnetic fields

For electron microwave devices with their characteristics complete optimization is also required the profile optimization of electrodynamic systems, which are segments of irregular waveguides – hollow, coaxial and spiral. Thus, there arises the problem of creating a rigorous theory of irregular waveguides excitation by electron beams. This task for hollow waveguides with circular cross-section on symmetric types of waves with using electrodynamic potentials was solved in [1, 2, 5], for spiral ones in impedance approximation – in [3, 4, 5]. Electrodynamic theory and calculation of spiral slow-wave structures was developed in [4, 8, 9]. Arbitrary-irregular hollow waveguides excitation rigorous theory is based on projecting the inner surface of the irregular waveguide on the regular cylinder was developed in [3-10]. The bases of arbitrarily irregular coaxial waveguides rigorous excitation theory are formulated in [7-10]. Theory of excitation irregular waveguide with rectangular cross-section is developed in the works [7, 9]. The excitation theory of irregular coupled cavities chains is formulated in [6]. The general excitation theory of irregular waveguides was completed in recent years by numeric method of calculating waves with supercritical modes in the systems based on the use of specially designed discretely defined T-functions. Common step-by-step and mesh methods in case of supercritical waves on some sections of waveguide diverge, but taking into account such waves is necessary because they significantly affect characteristics of ir-

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

regular waveguides. Stable methods of calculating irregular waveguide are developed in [10].

The excitation problem of cavities with the wall finite conductivity was strictly solved in [5, 7, 8]. Here it is shown that the tradition solutions (including textbooks), have significant errors, not allowing using them in problems of calculation and optimization of microwave devices.

The calculation and optimization methods of horn profile of Cherenkov's relativistic oscillators on E0i waves of circular waveguide are presented in [7, 8, 9]. The correct representation of excited field in waveguides is defined in [7, 8, 9]. Calculation methods for bunching of electrons in arbitrary irregular drift tube with using irregular waveguide excitation equations are described in [9].

For create adequate mathematic models of different types electron devices, irregular waveguide excitation equations should be complete with the motion equations of electrons in an electromagnetic field, which is also excited by them in the waveguide, as well as the control static fields and fields created by electron beam itself (space charge fields). With full consideration of all the factors, the system of equations is a closed and satisfies the self-consistent field. The most difficult problem, especially in the theory of gyroresonance devices is a space charge field calculation.

Based on quasi-static and dynamic components of space charge field separation, as well as special-order of combining electron rotation phases, in BSUIR for the first time the rigorous calculation problem of poly-spiral electron beam space charge fields was solved [2, 3, 4, 8]. It also was solved the problem on relativistic interaction forces in "O" type devices here for the first time was pointed the need to take an account “self-action” large particles modeling electron beam [3, 4, 5, 6]. The created universal self-consistent nonlinear relativistic equations allow not only to optimize tradition devices, but also to search new effective mechanisms of electron beams with electromagnetic fields interaction, which could form the basis for new types devices.

Elaborate mathematic models and AUS-method made it possible to create complex optimization codes of several types of electron devices, which were used at leading plants and scientific research institutes of the former USSR for the development of highly effective speciments of powerful microwave devices for various applications. The following are major publications on the results of optimization and research of these devices in BSUIR.

1. Gyrotrons, gyroklystrons, gyrotwystrons, gyro-TWT. Developed by BSIUR optimization codes of gyroresonance devices were used in scientific

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

research institute «Istok» and Applied Physics institute of Academy of Sciences of the USSR.

2. Multibeam klystrons (MBK), including relativistic. MBK optimization codes developed by BSUIR were used in scientific research institute «Titan» when prototyping MBK of one of the channels of the ZRC S-300 and then when its modernization. MBK with efficiency 76% still holds a record in its range of wavelengths.

3. Travelling wave tubes (TWT) and backward wave oscillator (BWO), including relativistic. Using developed in BSUIR the codes of optimization of relativistic TWT-BWO, in the Moscow radiotechnical institute successfully were realized extra-high-power O-type devices of gigawatts level.

3. New types of powerful electron microwave devices

The search for new mechanisms of generation and amplification of electromagnetic waves based on the set of codes, that make up the cycle of computation experiment, led to the justification of the possibility of establishing the following effective microwave devices types.

1. Gyroton. The device with circular sweep previously rectilinear relativistic electron beam (REB) in a rotating nonsynchronous field and following gyroresonance power take-off. The mechanism of action of this device is fundamentally allows achieving 100% efficiency for thin (relative to the working wavelength) REB [2-5]. Gyroton as the simplest (two-stage) device was implemented in AS USSR in 1986 with 75% efficiency.

2. Gyrotron with a polyspiral wide electron beam inclined comparatively axis the double-mirror cavity [1] and gyrotron with four-mirror cavity with using traveling T-wave [5, 8]. There is no effect of dynamic layering of electron beam in these gyrotrons and hence their output power fundamentally is not limited.

3. Gyrotron with multicomponent (different diameter) cavities [2, 8]. The problem of stability of such gyrotrons to parasitic oscillation is done. These gyrotrons are produced in AS USSR since 1984.

4. Gyroklystron with cavity at second harmonic of cyclotron frequency [2, 8]. Gyroklystron efficiency increases by 10% due to compensation of overbunching in the center of phase bunch that was caused by space charge forces.

5. Coaxial gyroklystron with a radial electrostatic field [8]. The gyroklystron reduces the effect of the angular scattering of the velocities of the

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

electrons, that increases efficiency, and arises phase modulation of output signal by electric field.

6. Gyrotron with a magnetic mirror [5]. This gyrotron drastically reduces starting current.

7. Klystron-doubler with transverse modulation of the electron beam [5]. As the doubler it has high efficiency.The way of formation of the electron bunch in the frequency doubler was used in Moscow radiotechnical institute when creating an accelerator with rotating magnetic field.

8. Coaxial orotron. Such orotron is higher-power, it can be implemented by optimum allocation of RF fields and it has a convenient system of adjustment of the cavity [8].

9. TWT with spiral e-beam and profiled magnetic field. TWT conditions for optimal interaction are provided by nonuniform magnetic field which manages axial velocity of electrons, and therefore irregular slow-wave structure is unnecessary in it [7].

10. TWT with automatic control of slowing [8, 10]. In such TWT optimal slowing along the length of the interaction arae is regulated by itself gain signal due to the use of nonlinear dielectric and magnetic elements in slow-wave structure.

11. Dyotron [7]-coaxial diode oscillator requiring no focusing magnets.

12. Millimeter and submillimeter TWT and BWO to sinuously curved waveguides [6].

13. The way of measuring ultrahigh unloaded Q factor of superconducting cavity based on its excitation by electron beam.

14. Radial klinoorotron [10].

15. Two-wave gyrotron with the whispering gallery modes.

16. Gyroton – frequency multiplier [3].

17. Gyrotron at E0i mode of corrugated waveguide [10].

18. Coaxial gyroklinotron [9].

19. Spiral TWT-O with the optimal profile of dielectric-loaded waveguide [9].

20. Klinoorotron with coaxial cavity [9].

21. Gyroklinotron with using the first and third harmonics of gyrofrequency [8, 9].

22. Relativistic klystron-generator with spatial extented high-current beam [8, 9].

23. Pyramidal-rectangular microwave chamber for processing of sheet and granular materials.

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

24. Extra-high-power gyrotron with a piezoelectric adjustment of 4-mirror cavity of traveling T-waves [10].

25. Gyroton with corrugated cavity [10].

26. Gyroton of traveling wave at spiral waveguide.

4. Integrals of motion. New physical effects

Integrals of motion of an electron (or conservation laws) have a place in electromagnetic fields with spatial or spatial-time symmetry. 12 conservation laws are formulated in [3-5, 7]. They allow to get valuable information about the specific of the processes of electrons interaction with electromagnetic fields, without resorting to numeric problem solving. On the other hand, being exact relations, they allow to control both accuracies of mathematic models and accuracy of numeric calculations.

In the study of processes of interaction of powerful electron beams with electromagnetic fields in BSUIR were predicted the following physic phenomena and effects.

1. Radiation in the longitudinal magnetic field when previously rectilinear REB interacts with rotating and interfering electromagnetic waves in conditions of normal Doppler effect [2-5].

2. Effect of acceleration of phase bunching under the action of quasi-static space charge forces [2-5, 8, 9]. It was installed phase opposition of influence of E and H-dynamic components of the space charge forces [2-5, 8, 9].

3. Vavilov-Cherenkov radiation bistability in nonlinear media [3].

4. "Defect" efficiency in high-power relativistic O-type devices: part energy REB is stored in the force field of the phase bunch created ununiform moving relativistic electrons [4].

5. The offset of the resonant frequency of the cavity with finite conductivity of the wall due to the reactive component of wall impedance [7, 8, 20].

6. It are resolved imaginary inconsistencies in the calculations of the quadratic forces of electromagnetic field in systems of coordinates "t" and "z" [7].

7. Effect of bunching O-type and the doubling of signal frequency when cross-modulated REB passes through the inhomogeneity of focusing magnetic field [3-5].

8. Reversibility of isotropic linear electrodynamic structures [10].

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

References

[1] Kurayev A.A. Microwave devices with periodic electron beams. Mn.: Science and technique. 1971, 306p.

[2] Kurayev A.A., Kovalev I.S., Kolosov S.V. Numeric methods for optimization in microwave electronics problems. Mn.: Science and technique. 1975, 295p.

[3] Kurayev A.A. Theory and optimization of electron microwave devices. Mn.: Science and technique. 1979, 334p.

[4] Kurayev A.A. High power microwave devices: Methods of analysis and optimization of parameters. M.: Radio and communications. 1986, 208p.

[5] Kurayev A.A., Baiburin V.B., Ilyin E.M. Mathematic modeling and methods of optimal projection of microwave devices. Mn.: Science and technique. 1990, 392 p.

[6] Aksenchik A.V., Kurayev A.A. High power microwave devices with discrete interactions (theory and optimization). Mn.:Bestprint, 2003, 376p.

[7] Batura M.P., Kurayev A.A., Sinitsyn A.K. Simulation and optimization of high power microwave devices. Mn.:BSUIR, 2006, 275p.

[8] Batura M.P., Kurayev A.A., Sinitsyn A.K. The basics of theory and optimization of modern electron microwave devices. Mn., BSUIR, 2007, 245p.

[9] The methods of nonlinear dynamics and chaos theory in problems of microwave electronics. V.1. Stationary processes / ed. A.A. Kurayev, D.I. Trubeckova. M.: Physmathlit, 2009, 288p.

[10] Batura M.P., Kurayev A.A., Popkova T.L. Rak A.O. Irregular electrodynamic structures, theory and methods of calculation.Mn: Bestprint. 2011, 250p.

Список литературы

[1] Кураев А.А. Сверхвысокочастотные приборы с периодическими электронными потоками. Мн.: Наука и техника. 1971. 306с.

[2] Кураев А.А., Ковалев И.С., Колосов С.В. Численные методы оптимизации в задачах электроники СВЧ. Мн.: Наука и техника. 1975. 295 с.

[3] Кураев А.А. Теория и оптимизация электронных приборов СВЧ. Мн.: Наука и техника.1979.334 с.

[4] Кураев А.А. Мощные приборы СВЧ: Методы анализа и оптимизации параметров. М.: Радио и Связь. 1986.208 с.

[5] Кураев А.А, Байбурин В.Б., Ильин Е.М. Математическое моделирование и методы оптимального проектирования СВЧ приборов. Мн.: Наука и техника. 1990. 392 с.

[6] Аксенчик А.В., Кураев А.А. Мощные приборы СВЧ с дискретным взаимодействием (теория и оптимизация). – Мн. Бестпринт, 2003, 376с.

[7] Батура М.П., Кураев А.А, Синицын А.К.Моделирование и оптимизация мощных электронных приборов СВЧ. – Минск. БГУИР, 2006. 275с.

[8] Батура М.П., Кураев А.А., Синицын А.К. Основы теории и оптимизации современных электронных приборов СВЧ. Минск. БГУИР. 2007. 245с.

[9] Методы нелинейной динамики и теории хаоса в задачах электроники сверхвысоких частот. В 2 т. Т. 1. Стационарные процессы / Под. ред. А.А. Кураева, Д.И. Трубецкова. М.: ФИЗМАТЛИТ. 2009. 288с.

[10] Батура Б.М., Кураев А.А., Попкова Т.Л., Рак А.О. Нерегулярные электродинамические структуры, теория и методы расчета. Минск: Бестпринт. 2011. 250с.

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

Excitation of slow-wave structures as regular waveguides, non-stationary theory from the point of view of Neumann and Dirichlet problems for longitudinal field

[1]Alikov S. A., [1]Shein A. G.
[1]*Volgograd state technical university, Volgograd, 400131, Russian Federation*
sputnik_as@mail.ru, professor39@mail.ru

***Abstract**: Excitation of slow-wave structures as regular waveguides with boundary conditions on the walls of the waveguide on the tangential component of the electric field is considered. The solution is carried out by the method of integral equations which can take into account any boundary conditions. The result is non-stationary equations for the coefficients of the expansion of the field into series in eigenfunctions of the Dirichlet and Neumann problems for the Helmholtz equation and their gradients.*

***Keywords**: regular waveguides, non-stationary excitation theory, Neumann and Dirichlet problems, Klein-Gordon equations, Maxwell equations.*

Возбуждение замедляющих структур как регулярных волноводов, нестационарная теория с точки зрения задач Неймана и Дирихле для продольного поля

[1]Аликов С. А., [1]Шеин А. Г.
[1]*Волгоградский государственный технический университет, г. Волгоград, 400131, Российская Федерация*
sputnik_as@mail.ru, professor39@mail.ru

***Аннотация**: В работе рассматривается возбуждение замедляющих структур, как регулярных волноводов с граничными условиями на стенках на тангенциальную компоненту электрического поля. Решение проводится методом интегральных уравнений, в рамках которого можно учесть произвольные граничные условия. Результатом являются нестационарные уравнения для коэффициентов разложения поля в ряды по собственным функциям задач Дирихле и Неймана для уравнения Гельмгольца и их градиентам.*

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

Ключевые слова: регулярные волноводы, нестационарная теория возбуждения, задачи Неймана и Дирихле, уравнения Клейна-Гордона, уравнения Максвелла.

1. Введение

Стационарная и нестационарная теория возбуждения замедляющих структур как волноводов, развитая в работах Вайнштейна Л. А. [1], и представленная в книгах Трубецкова Д. И., Храмова А. Е. [2], широко применяется при теоретических исследованиях различных приборов СВЧ. Она использовалась при моделировании взаимодействия электронного потока, например, в работе [3]. Но у теории есть несколько существенных недостатков. Прежде всего, следует отметить, что она является приближенной и применяется только в окрестности заранее известной частоты, которая совпадает с частотой тока потока. В случае трёхмерного моделирования методом частиц это приводит к тому, что частоту требуется подбирать заранее, ведь обычно на входе в замедляющую структуру ток потока считается постоянным. Данное обстоятельство и нелинейный характер взаимодействия делают необходимой дополнительную проверку результатов численного моделирования – требуется определить частоту тока в различных сечениях и сравнить её с заданной частотой. Между тем проверки можно было бы избежать, если бы существовала более точная нестационарная теория справедливая для произвольных потоков и систем.

Важность данной теории в приложениях к лампам бегущей и обратной волн подталкивала многих исследователей к её уточнению и анализу её недостатков и недостатков её обобщений [4]. Одна из важнейших концепций получила развитие в работах Кураева А. А, представленная, например, в работах [5], [6]. Но и здесь предполагалось, что поток меняется периодически во времени с заранее известной основной частотой. Однако в трёхмерной модели группировка потоков заранее неизвестна, а значит, неизвестна и основная частота. Как следствие её тоже нельзя применять без предварительных оценок и замечаний.

В данной работе предлагается вариант теории, в которой не требуется знать частоту, а замедляющая структура рассматривается как волновод с окнами связи, на которых задана тангенциальная компонента электрического поля. Получены решение в общем виде в форме рядов градиентов собственных функций задач Дирихле и Неймана и уравнения для коэффициентов данных рядов.

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

2. Исходные положения

Будем считать, что электронный поток движется в пустом пространстве, ограниченном цилиндрической поверхностью произвольного сечения. Выберем систему координат таким образом, что ось z будет параллельна направляющей поверхности. Тогда для поля в каждой внутренней точке такой системы справедливы уравнения Максвелла:

$$\begin{aligned} \operatorname{rot}\vec{E} &= -\mu_0 \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}, \\ \operatorname{rot}\vec{H} &= \vec{j}_e + \varepsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}. \end{aligned} \tag{1}$$

Выполним преобразование Фурье:

$$f(\vec{r},t) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{\infty}^{\infty} f(\vec{r}_t,\beta,\omega)e^{i(\omega t-\beta z)}d\omega\, d\beta. \tag{2}$$

Здесь введено обозначение для координат в поперечном направлении $\vec{r}_t$, f – любая функция, например, $\vec{H}$ или $\vec{E}$. В дальнейшем любой вектор с индексом вида $\vec{X}_t$ обозначает вектор в поперечном направлении, в частности оператор градиента в поперечном направлении ∇_t. Векторы в продольном направлении обозначаются $\vec{X}_z$, компоненты вектора в продольном направлении X_z. Следуя работе [7] из уравнений Максвелла после преобразования Фурье можно получить соотношения для поперечных компонент электрического и магнитного полей и неоднородные уравнения Гельмгольца для продольных компонент:

$$\begin{aligned} \vec{E}_t &= -\frac{i}{\gamma^2}(\beta\nabla_t E_z - \omega\mu_0\vec{e}_z \times \nabla_t H_z - \omega\mu_0\vec{j}_{et}), \\ \vec{H}_t &= -\frac{i}{\gamma^2}(\beta\nabla_t H_z + \omega\varepsilon_0\vec{e}_z \times \nabla_t E_z - \beta\vec{e}_z \times \vec{j}_{et}); \end{aligned} \tag{3}$$

$$\begin{aligned} &\Delta_t E_z + \gamma^2 E_z = \frac{i\gamma^2}{\omega\varepsilon_0} j_{ez} + \frac{\beta}{\omega\varepsilon_0}\nabla_t \cdot \vec{j}_{et} = i\omega\mu_0 j_{ez} - \frac{i\beta}{\varepsilon_0}\rho_e = f_E, \\ &\Delta_t H_z + \gamma^2 H_z = \nabla_t \cdot (\vec{e}_z \times \vec{j}_{et}) = f_H. \end{aligned} \tag{4}$$

Здесь введено поперечное волновое число $\gamma = \sqrt{\omega^2\varepsilon_0\mu_0 - \beta^2}$. В предпоследнем выражении учтен закон сохранения электрического заряда:

$$i\omega\rho_e - i\beta j_{ez} + \nabla_t \cdot \vec{j}_{et} = 0. \tag{5}$$

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

3. Продольные и поперечные компоненты

Решение для продольного поля можно представить в виде ряда по собственным функциям задач Дирихле и Неймана для уравнения Гельмгольца, предварительно сформулировав интегральные уравнения:

$$H_z = \gamma^2 \int\limits_S G_N H_z dS - \int\limits_S G_N f_H dS + \oint\limits_C G_N \frac{\partial H_z}{\partial n} dl + \frac{1}{l} \oint\limits_C H_z dl,$$
$$E_z = \gamma^2 \int\limits_S G_D E_z dS - \int\limits_S G_D f_E dS - \oint\limits_C E_z \frac{\partial G_D}{\partial n} dl. \quad (6)$$

Здесь G_N, G_D – функции Грина соответствующих двухмерных уравнений Лапласа. Обозначая ортонормированные собственные функции v_s, u_s и собственные числа $\gamma_{sN}^2, \gamma_{sD}^2$, ряды принимают вид:

$$E_z = \sum_{s=1}^{\infty} a_s u_s, \quad H_z = H_{0z} + \sum_{s=1}^{\infty} b_s v_s, \quad (7)$$

Используя свойства собственных функций, можно получить выражения для коэффициентов. Выполнив обратное преобразование Фурье для коэффициентов рядов, получаем, что они подчиняются уравнениям Клейна-Гордона [8, с. 261]:

$$\frac{\partial^2 a_s}{\partial z^2} - \frac{1}{c^2}\frac{\partial^2 a_s}{\partial t^2} - \gamma_{sD}^2 a_s = \int\limits_S u_s \left[\mu_0 \frac{\partial j_{ez}}{\partial t} + \frac{1}{\varepsilon_0}\frac{\partial \rho_e}{\partial z}\right] dS' + \oint\limits_C E_z \frac{\partial u_s}{\partial n} dl,$$
$$\frac{\partial^2 b_s}{\partial z^2} - \frac{1}{c^2}\frac{\partial^2 b_s}{\partial t^2} - \gamma_{sN}^2 b_s = \int\limits_S v_s \nabla_t \cdot (\vec{e}_z \times \vec{j}_{et}) dS' + \oint\limits_C v_s \frac{\partial H_z}{\partial n} dl. \quad (8)$$

Постоянное слагаемое H_{0z} требуется принять равным нулю. Найдём уравнения для коэффициентов поперечных компонент. Из выражений (3) следует, что решения требуется искать в виде:

$$\vec{E}_t = \sum_{s=1}^{\infty} a_s' \nabla_t u_s + \sum_{s=1}^{\infty} b_s' \vec{e}_z \times \nabla_t v_s + \vec{E}_{at},$$
$$\vec{H}_t = \sum_{s=1}^{\infty} a_s'' \nabla_t v_s + \sum_{s=1}^{\infty} b_s'' \vec{e}_z \times \nabla_t u_s + \vec{H}_{at}. \quad (9)$$

Снова выполняя обратное преобразование Фурье, а затем, используя свойства ортогональности наборов функций $\{\nabla_t u_s, \vec{e}_z \times \nabla_t v_p\}$, $\{\nabla_t v_s, \vec{e}_z \times \nabla_t u_s\}$, $s, p = 1, 2, 3, \ldots \infty$, получаем уравнения для коэффициентов:

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

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2}-\frac{1}{c^2}\frac{\partial^2}{\partial t^2}\right)a_s'=\frac{\partial a_s}{\partial z}+\frac{\mu_0}{\gamma_{sD}^2}\int_S\frac{\partial\vec{j}_{et}}{\partial t}\cdot\nabla_t u_s dS', \tag{9a}$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2}-\frac{1}{c^2}\frac{\partial^2}{\partial t^2}\right)b_s'=\mu_0\frac{\partial b_s}{\partial t}+\frac{\mu_0}{\gamma_{sN}^2}\int_S[\vec{e}_z\times\nabla_t v_s]\cdot\frac{\partial\vec{j}_{et}}{\partial t}dS', \tag{9b}$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2}-\frac{1}{c^2}\frac{\partial^2}{\partial t^2}\right)a_s''=\frac{\partial b_s}{\partial z}+\frac{1}{\gamma_{sN}^2}\int_S[\vec{e}_z\times\nabla_t v_s]\cdot\frac{\partial\vec{j}_{et}}{\partial z}dS', \tag{9c}$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2}-\frac{1}{c^2}\frac{\partial^2}{\partial t^2}\right)b_s''=-\varepsilon_0\frac{\partial a_s}{\partial t}-\frac{1}{\gamma_{sD}^2}\int_S\frac{\partial\vec{j}_{et}}{\partial z}\cdot\nabla_t u_s dS'. \tag{9d}$$

Отметим некоторые особенности полученных уравнений. Перед нами волновые уравнения, при этом фазовая скорость волн в продольном направлении оказалась равна скорости света в вакууме, что не характерно для волноводов. С другой стороны у данных уравнений есть правая часть, которая из-за зависимости от коэффициентов продольного поля может быть волной с фазовой скоростью отличной от скорости света в вакууме. Тогда решение представляет собой суперпозицию волн, распространяющихся со скоростью света (как ТЕМ-волны), и волн, распространяющихся с фазовой скоростью коэффициентов продольного поля.

Заключение

В работе получены уравнения возбуждения регулярных волноводов с окнами связи. Решение представлено через ряды собственных функций задач Неймана и Дирихле для продольных компонент поля (6) и через ряды градиентов этих функций для поперечных компонент (8). Результирующие уравнения для коэффициентов рядов представляют собой уравнения Клейна-Гордона (7) и волновые уравнения (9a-9d). При этом наличие окон связи отражено только в уравнениях для коэффициентов продольных компонент. За рамками работы остались граничные условия для коэффициентов, то есть речь шла о бесконечных волноводах. Проверка соответствия развитой нестационарной теории стационарной теории проводилась в [7]. Следует отметить, что у работы могут быть обобщения. Особый интерес представляет, например, замена электрических граничных условий импедансными условиями.

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

Список литературы

[1] Вайнштейн Л. А., Солнцев В. А. Лекции по сверхвысокочастотной электронике. М.: Сов. радио, 1973.

[2] Трубецков Д. И., Храмов А. Е. Лекции по сверхвысокочастотной электронике для физиков. В 2 т. Т. 1. М.: Физматлит, 2003. 496 с.

[3] Шеин А. Г., Ковтун Д. Г., Еськин Д. Л. Генерация комбинационных частот при усилении сигнала сложного спектрального состава в ЛБВ М-типа // Нелинейный мир, 2013. Т. 11, № 3. С.158-163.

[4] Кравченко В. Ф., Кураев А. А., Пустовойт В. И., Синицын А. К. О корректном представлении возбуждаемого поля в теории ЛБВ // Успехи современной радиоэлектроники, 2006. № 3. С. 75-77.

[5] Кураев А. А., Синицын А. К. Расчёт группировки электронов в произвольно-нерегулярной трубке с использованием уравнений возбуждения нерегулярных волноводов // Электромагнитные волны и электронные системы, 2007. Т. 12, № 10. С. 14-19.

[6] Кравченко В. Ф., Кураев А. А., Синицын А. К. Нелинейная теория релятивистских черенковских генераторов на нерегулярных волноводах с учётом конечной проводимости стенок // Электромагнитные волны и электронные системы, 2007. Т. 12, № 10. С. 6-13.

[7] Alikov S. A., Shein A. G. To non-stationary excitation theory of regular waveguides // Scientific Light, 2017. № 5. P. 127-131.

[8] Полянин А. Д. Справочник по линейным уравнениям математической физики. М.: Физматлит, 2001. 576 с.

References

[1] Vajnshtejn L. A., Solncev V. A. *Lektsii po sverkhvysokochastotnoi elektronike*, Moscow, 1973, (In Russian).

[2] Trubeckov D. I., Hramov A. E. *Lektsii po sverkhvysokochastotnoi elektronike dlya fizikov*, vol. 1., Moscow, 2003, 496 p. (In Russian).

[3] Shein A.G., Kovtun D.G., Eskin D.L. *The combinational frequencies generation by the complex spectral composition signal amplification in a TWT M-type. Nelinejnyj mir*, 2013, vol. 11, no. 3, pp.158-163 (In Russian).

[4] Kravchenko V. F., Kuraev A. A., Pustovoit V. I., Sinitsyn A. K. *O korrektnom predstavlenii vozbuzhdaemogo polya v teorii LBV*. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki*, 2006, no. 3, pp. 75-77 (In Russian).

[5] Kuraev A.A., Sinitsin A.K. *The Calculation of a Bundling of Electrons in the Arbitrary-Irregular Drift Tube with Use of the Excitation Equations of the Irregular Waveguides. Elektromagnitnye volny i elektronnye sistemy*, 2007, vol. 12, no. 10, pp. 14-19 (In Russian).

[6] Kravchenko V. F., Kuraev A. A., Sinicyn A. K. *Non-Linear Theory of Relativistic Cherenkov Generators Based on Irregular Waveguides with Finite Conductivities of Their Walls. Elektromagnitnye volny i elektronnye sistemy*, 2007, vol. 12, no. 10. pp. 6-13 (In Russian).

[7] Alikov S. A., Shein A. G. *To non-stationary excitation theory of regular waveguides. Scientific Light*, 2017, no. 5, pp. 127-131 (In Russian).

[8] Poljanin A. D. *Spravochnik po linejnym uravnenijam matematicheskoj fiziki*. Moscow, 2001, 576 p. (In Russian).

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

Анализ электродинамических характеристик открытых резонаторов с фокусирующими многофокусными сферическими зеркалами при длине волны 1мм

[1]Мясин Е.А., [1]Соловьёв А.Н.

[1]Фрязинский филиал Федерального государственного бюджетного учреждения науки Института радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова Российской академии наук.
141190,пл. Введенского,1, Фрязино, Московская обл., Российская Федерация
eam168@ms.ire.rssi.ru

Аннотация: *С помощью программного комплекса CST Studio Suite проведен анализ электродинамических характеристик открытых резонаторов (ОР) при фиксированной длине в 10 радиусов каустики между крайними фокусами сферического многофокусного фокусирующего зеркала от изменения числа фокусов на этой длине, начиняя с пяти фокусов и кончая одиннадцатью. Расчёты проведены для ОР с однорядной четвертьволновой «гребёнкой» или полуволновой двухрядной периодической структурой (ДРПС) на плоском зеркале. На основе проведенных расчётов ВЧ полей с помощью CST Studio Suite выведены формулы для их аналитического расчёта и проведено сравнение полученных результатов.*

Ключевые слова: *оротрон, субмиллиметровый диапазон, открытый резонатор, сферические многофокусные зеркала, «четвертьволновая гребёнка», «полуволновая гребёнка», двухрядная периодическая структура (ДРПС), распределение ВЧ поля.*

1. Введение

В данной работе продолжены исследования электродинамических характеристик (ЭДХ) открытых резонаторов, образованных сферическим пятифокусным и плоским зеркалом в длинноволновой части субмиллиметрового диапазона, выполненные ранее [1] с применением программных комплексов CST Studio Suite [2] и HFSS Ansoft [3]. Исследована модель открытых резонаторов (ОР), отражающая реальную ситуацию при использовании их в качестве электродинамической системы оротрона. Она наиболее приближена к эксперименту, когда длина периодической структуры на плоском зеркале остаётся неизменной, а изменяется только гео-

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

метрия фокусирующего многофокусного зеркала. При этом длина фокусирующего зеркала определена фиксированным расстоянием между его крайними фокусами в 10 r_c, что при 5-и фокусном зеркале соответствует расстоянию между ними в 2.5 r_c, а при 10-и фокусном – r_c. По сравнению с работой [1] диапазон расстояний увеличен для 5-и фокусного зеркала с 2 r_c до 2.5 r_c, что позволяет сравнить распределение ВЧ поля для этих двух случаев.

Поскольку в общем случае формулы для электродинамических характеристик, таких как собственная добротность Q_0 ОР с четвертьволновой «гребёнкой» или ДРПС на плоском зеркале, собственные частоты f, норма колебаний N известны и уже приводились в работе [1], то в соответствующем разделе будут сделаны только ссылки на первоисточники.

2. Конструкция оротрона с ДРПС и увеличенной длиной взаимодействия и распределение ВЧ поля по этой длине

Схема конструкции оротрона с фокусирующим многофокусным зеркалом представлена на Рис.1. Здесь 1 – многофокусное фокусирующее зеркало ОР с числом фокусов N_f. Оно выполнено в виде N_f пересекающихся сферических поверхностей с одинаковым радиусом R_0.

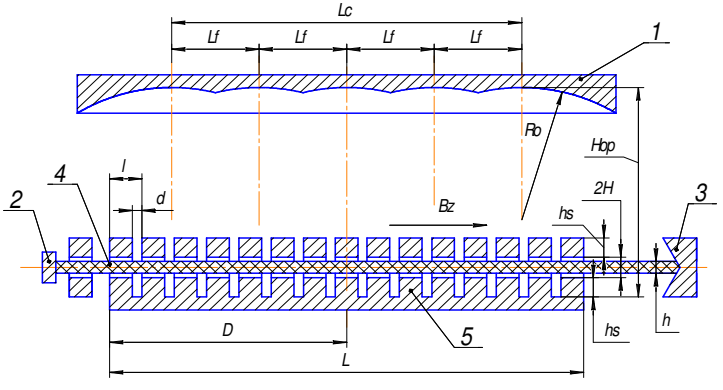


Рис. 1. Схема конструкции оротрона с фокусирующим многофокусным зеркалом

2 – электронная пушка. 3 – коллектор. 4 - электронный поток, толщиной h, 5 – плоское зеркало, на котором расположена ДПРС с высотой ламели $h_s = \frac{\lambda}{2}$ с периодом l, щелью d между выступами, и с расстоянием между рядами 2H для пролёта электронов. ДПРС занимает всю поверхность

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

плоского зеркала. Расстояние между зеркалами - H_{op}. Фокусирующее магнитное поле B_z направлено вдоль оси z.

На основании проведенных расчетов с использованием программного комплекса CST, получено следующее распределение электрической составляющей поля E(z) в ОР вдоль пространства взаимодействия (вдоль координаты z) при выборе начала координат на оси симметрии ОР (в центре ПС) следующим выражением:

$$f(z) = \begin{cases} \cos[(X(N_f)] \cdot exp\left[-\frac{(z+0.5\cdot L_c)^2}{r_k^2}\right] & \text{если } z < -0.5\cdot L_c \\ \cos\left[\frac{2\cdot X(N_f)}{L_c}\right]\cdot\left\{1-0.5\cdot A_0(N_f)\cdot\cos\left[\pi\cdot(N_f-1)\cdot\left(\frac{2\cdot z}{L_c}-1\right)\right]\right\} & \text{если } |z| \le 0.5\cdot L_c \\ \cos[(X(N_f)] \cdot exp\left[-\frac{(z-0.5\cdot L_c)^2}{r_k^2}\right] & \text{если } z > 0.5\cdot L_c \end{cases} \quad (1)$$

Тогда $E(z) = E_o \cdot f(z)$ - и *E(0)* - амплитуда ВЧ - поля в центре резонатора; r_k – определяется размерами ОР и длиной волны λ генерируемых колебаний в соответствии с работой [4]:

$$r_k = \sqrt{\frac{\lambda\cdot\sqrt{H_{0p}\cdot(R_0-H_{0p})}}{\pi}}, \quad (2)$$

Для ОР, образованного многофокусным зеркалом и «четвертьволновой гребенкой», величины $X(N_f)$ и $A_0(N_f)$, входящие в уравнение (1) принимают вид:

$$\begin{cases} X(N_f) = -1.495\cdot 10^{-3}\cdot N_f{}^3 + 0.038\cdot N_f{}^2 - 0.276\cdot N_f + 1.759; \\ A_0(N_f) == -1.385\cdot 10^{-3}\cdot N_f{}^3 + 0.0531\cdot N_f{}^2 - 0{,}67\cdot N_f + 2.9; \end{cases} \quad (3)$$

При использовании «полуволновой гребенки» эти величины принимают вид:

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

$$\begin{cases} X(N_f) = -2.105 \cdot 10^{-3} \cdot N_f{}^3 + 0.06 \cdot N_f{}^2 - 0.435 \cdot N_f + 2.132; \\ A_0(N_f) = -2.762 \cdot 10^{-3} \cdot N_f{}^3 + 0.088 \cdot N_f{}^2 - 0.955 \cdot N_f + 3.5; \end{cases} \quad (4)$$

z – координата относительно центра ОР.

Выражения для коэффициентов $X(N_f)$ и $A_0(N_f)$ получены в результате расчета ВЧ полей по программе CST.

Графики распределения электрической составляющей поля f(z) в ОР для различных значений N_f представлены на рис. 2.

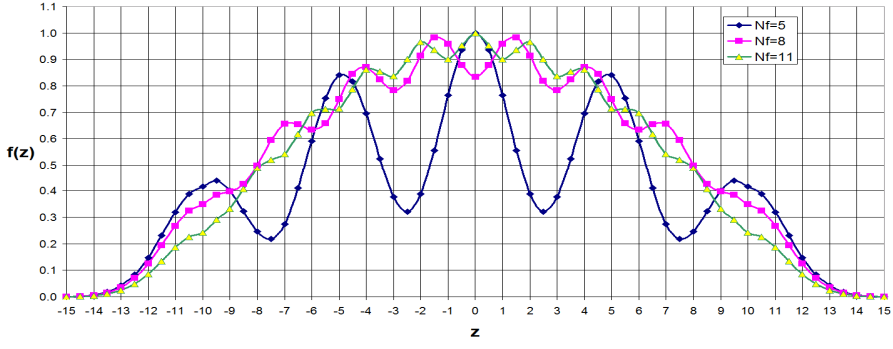


Рис. 2. Графики распределения электрической составляющей поля f(z) в ОР вдоль пространства взаимодействия для $N_f = 5$, $N_f = 8$ и $N_f = 11$.

3. Электродинамические параметры открытого резонатора

Формулы для омической добротности Q_0 для «полуволновой гребенки» (ДРПС) на плоском зеркале с $d = 0{,}5 \cdot l$, $h_s = \frac{\lambda}{2}$ и «четвертьволновой гребенки» на плоском зеркале $h_s = \frac{\lambda}{4}$ приведены в [1,5], а для резонансных частот в ОР, образованного сферическим и плоским зеркалами, приведены в [6].

Запасенная энергия в объеме открытого резонатора V :

$$W = \frac{1}{2} \cdot \varepsilon_0 \cdot E_0^2 \cdot \int_V f^2(x, y, z) \cdot dV \quad (5)$$

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

Норма колебания с круговой частотой $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ в объеме V открытого резонатора определяется следующим выражением:

$$N_r = \frac{1}{2} \cdot \varepsilon_0 \cdot \int_V f^2(x,y,z) \cdot dV \qquad (6)$$

По результатам расчетов выведена аппроксимация амплитуды ВЧ - поля в объеме ОР. Амплитуда ВЧ - поля по координате **z** описывается выражением (2). По координате **x** амплитуда ВЧ – поля определяется следующим выражением:

$$f_1(x) = \exp\left(-\frac{x^2}{r_k}\right) \qquad (7)$$

По координате **y** амплитуда ВЧ - поля определяется следующим выражением:

$$\begin{cases} \sin\left(\frac{2\cdot\pi\cdot y}{\lambda}\right) & \text{если } y \le h_g \\ A_g \cdot \sin\left(\frac{2\cdot\pi\cdot y}{\lambda}\right) & \text{если } y > h_g \end{cases}, \qquad (8)$$

где h_g - высота гребня гребенки. Для «четвертьволновой гребёнки» $h_g = h_z$, коэффициент $A_g = 0.5$. Для «полуволновой гребенки» $h_g = 2h_z + 2H$, коэффициент $A_g = 1.0$. В результате интегрирования выражения (6) получаем формулу для нормы колебаний:

$$\begin{aligned} N_r = 1.386 \cdot 10^{-12} \cdot r_k^2 \cdot \Big[& A_g^2 \cdot (H_{OP} - h_g) + \frac{d}{l} \cdot h_g \Big] \\ & \cdot \Big\{ 2.506 \cdot \cos\Big(X(N_f)\Big)^2 + \frac{L_c}{r_k} \\ & \cdot \Big[\Big(1 + \frac{\sin\big(2 \cdot X(N_f)\big)}{2 \cdot X(N_f)} \Big) \\ & \cdot \big(1 - A_0(N_f) + 0.5 \cdot A_0(N_f)^2\big) \Big] \Big\} \end{aligned} \qquad (9)$$

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

4. Исходные данные для расчета модели

Длина волны $\lambda = 1 мм$. Радиус сферы фокусирующего зеркала R_0 = 65 мм. Высота открытого резонатора $H_{OP} = 5 \cdot \frac{\lambda}{2} = 2.5 мм$.

Используется многофокусное фокусирующее зеркало, в котором при проведении расчетов число фокусов N_f изменялось от 5 до 11 таким образом, что расстояние между крайними фокусами L_c остается неизменным и составляет величину $10r_k$. Вместе с изменением числа фокусов N_f изменяется и расстояние между фокусами L_f в соответствии с выражением: $L_f = \frac{L_c}{N_f - 1}$. Период ДРПС l = 0.18 мм; зазор d = 0.08 мм. При использовании «полуволновой гребенки» высота ламелей $h_s = \frac{\lambda}{2}$. В этой гребенке для прохождения ленточного электронного пучка и центре ламелей прорезан пролетный канал высотой $2H = 0.1 мм$ и шириной 2C = $4r_k$. При использовании «четвертьволновой гребенки» высота ламели $h_s = 0.148 мм$ и ленточный электронный пучок проходит над ламелями, почти касаясь их гребней. Как дает расчет, поперечный размер (радиус) каустики на плоском зеркале $r_к$ =1.995мм. Из–за ограниченного объёма доклада приведём результаты расчёта только для ДРПС.

5. Расчет электродинамических характеристик открытого резонатора с «полуволновой» гребенкой и фокусирующим многофокусным зеркалом, у которого расстояние между крайними фокусами $L_c = 10r_k$

В Таблице для открытого резонатора, образованного многофокусным фокусирующим и плоским зеркалом с «полуволновой гребенкой», представлены зависимости электродинамических характеристик (ЭДХ): резонансных частот - f_0, добротностей колебаний - Q_0, нормы колебаний N_r, относительной мощности потерь $\frac{P_п}{W} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_0}{Q_0}$ от количества фокусов N_f фокусирующего зеркала.

В Таблице представлены также результаты расчета нормы колебаний N_r и зависимость относительного перепада амплитуды ВЧ поля *E* (см. Рис.2), вычисленной по CST и по формулам (4) и (9), от минимума до мак-

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

симума $\Delta = \frac{2\cdot(E_{max}-E_{min})}{E_{max}+E_{min}} \cdot 100\%$ от количества фокусов N_f фокусирующего зеркала.

Табл. 1. Зависимости ЭДХ ОР от количества фокусов фокусирующего зеркала.

№ п.п	Параметры	N_f						
		5	6	7	8	9	10	11
1.	f_0, ГГц	304,291	303,981	303,633	303,391	303,237	303,145	303,075
2.	Q_0	3747	3707	3749	3836	3913	3733	3773
3.	$N_z \cdot 10^{23}$ CST	7,952	10,346	11,021	12,491	12,279	12.268	12.168
4.	$N_z \cdot 10^{23}$ формулы (4) и (9)	8,663	10,417	11,711	12,339	12,436	12,313	12,039
5.	$\frac{P_{\Sigma}}{W} \cdot 10^{-3}$	5,101	5,152	5,089	4,954	4,969	5,102	5,047
6.	$\Delta, \%$	50,0	29,8	24,4	16,8	8,9	7,7	7,5

На Рис. 3 и Рис. 4 представлены распределения ВЧ поля вдоль координаты **z** для числа фокусов многофокусного фокусирующего зеркала соответственно 9 и 11.

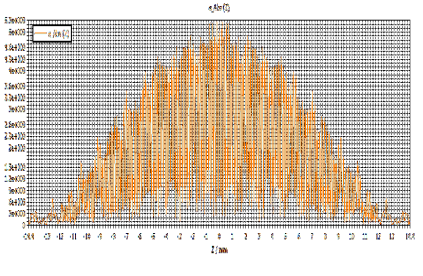


Рис. 3.

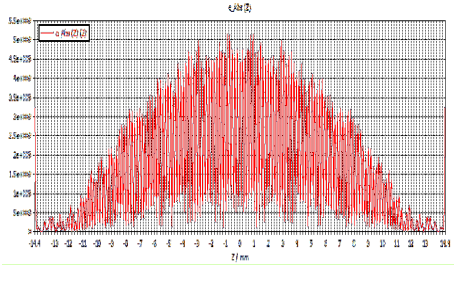


Рис. 4.

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

Как следует из Таблицы, результаты расчетов нормы колебаний, выполненных по CST по формулам (4) и (9), как и в случае с «четверть-волновой гребёнкой», показывают хорошую близость друг к другу.

6. Заключение

На основании проведенных расчетов с использованием программного комплекса CST, выведена формула для распределения электрической составляющей поля E(z) в ОР вдоль пространства взаимодействия (вдоль координаты z) при выборе начала координат на оси симметрии ОР (в центре ПС).

В предположении, что распределение ВЧ поля по координате x (вдоль ламелей ДРПС) является Гауссовым, а между зеркалами по оси y изменяется по синусоидальному закону, получена формула для нормы колебаний.

Проведено сравнение результатов расчёта нормы колебаний с помощью программного комплекса CST и по полученным формулам, показавшее хорошее согласование результатов обоих методов.

Показано, что для получения «гладкого» распределения ВЧ поля вдоль координаты z с малой величиной «пульсаций» амплитуды ВЧ поля расстояние между фокусами должно быть порядка радиуса каустики.

Список литературы

[1] Мясин Е.А., Соловьёв А.Н. Анализ электродинамических характеристик открытых резонаторов, образованных многофокусным сферическим, и плоским зеркалом при длине волны 1 мм // Материалы 26-й Международной Крымской конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». С.323-331, Севастополь, 2016.

[2] Курушин А.А., Пластиков А.Н. Проектирование СВЧ устройств в среде CST Microwave Studio. // М. Издательство МЭИ, 2010, 160 стр.

[3] *Банков С.Е., Курушин А.А.* Проектирование СВЧ устройств и антенн с Ansoft HFSS.// М. ЗАО «НПП «Родник», 2009г.

[4] Русин Ф.С., Богомолов Г.Д. Открытые резонаторы в восьмимиллиметровом диапазоне. – Сб. Электроника больших мощностей, вып.3, М.: «Наука», 1964, с.154-175.

[5] Русин Ф.С., Богомолов Г.Д. Колебательная система оротрона. – Сб. Электроника больших мощностей, вып.5, М.: «Наука», 1968, с.38-44.

[6] Вайнштейн Л.А. Открытые резонаторы и открытые волноводы. М.: Советское радио, 1966 г., 475с.

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

Field emission electron-optical system with tape electron beam for terahertz TWT

[1,2]Davidovich M.V. and [2]Yafarov R.K.
[1]*Saratov State University,*
Astrakhanskaya, 83, Saratov, 410012, Russia
[2]*Saratov Branch of IRE RAS,*
Zelenaya, 38, Saratov 410019, Russia
davidovichmv@info.sgu.ru

Abstract: *In this work the field gun structure with ribbon electron beam and the electron-optical system (EOS) based on it are proposed and calculated for terahertz traveling wave tube (TWT) with large current. The thin, wide and long plate of the cathode, lying in the plane of the beam, emits perpendicular to it in both directions and then the beam rotates on 90 degrees and becomes flat. The electrostatic focusing in the form of electrostatic screens and the possibility of magnetic focusing is considered. The emission comes from nanosized film of diamond-graphite clusters deposited on the surface of the cathode, on which the drawing grid are deposited. Analytical and numerical calculation shows the possibility of beam rotation and formation of a ribbon beam.*

Keywords: *traveling wave tube, electron optical system, electron beam, magnetic focusing system, terahertz TWT.*

Автоэмиссионная электронно-оптическая система с ленточным пучком для терагерцевой ЛБВ

[1,2]Давидович М.В., [2]Яфаров Р.К.
[1]*Саратовский государственный университет*
ул. Астраханская, 83, Саратов, 410012, Российская Федерация
[2]*Саратовский филиал Института радиотехники и электроники РАН,*
ул. Зеленая, 38, Саратов, 410019, Российская Федерация
davidovichmv@info.sgu.ru

Аннотация: *В работе предложена и рассчитана конструкция автоэлектронной пушки с ленточным электронным пучком и электронно-оптическая система (ЭОС) на ее основе для терагерцевой лампы бегущей волны (ЛБВ) с большим током. Тонкая широкая и длинная пластина катода, лежащая в плоскости пучка, эмитирует перпендикулярно ей в обе стороны, а затем пучок поворачивается на 90 градусов и становится плоским. Рассмотрена электрическая фокусировка в*

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

виде электростатических экранов и возможность магнитной фокусировки. Эмиссия идет из наноразменой пленки из алмазо-графитовых кластеров, напыленных на поверхность катода, на которые нанесена вытягивающая сетка. Аналитический и численный расчет показывает возможность поворота и образования ленточного пучка.

Ключевые слова: лампа бегущей волны; электронно-оптическая система; электронный пучок; магнитная фокусирующая система; терагерцевая ЛБВ.

1. Introduction

Recently there are a number of development programs of terahertz microelectronics and nanoelectronics, as well as a large number of groups involved in this issue. One of the main problems in this area is the creation of sources and amplifiers of THz frequency (THZ). Among them, the priority is the traveling wave tube (TWT). To create them the high-current electron beams with small transverse dimensions of the order of microns are desired. To obtain acceptable power the beam should be broad, i.e. tape and relativistic. Because of the small size of all of the EOS and guns in particular, it is desirable to use a field emission. It also fundamentally allows one to obtain very high current density and the integral value of the current EOS.

Known field emission structure of tip-shaped cutting edge types [1-5] does not allow to realize these requirements. In the tip-shaped autocathodes the emission comes mainly from needles by warming up which leads to explosive emission and does not allows one to obtain integrated values of current and durable cathodes. Matrix autocathodes create a large scatter of the electrons at the corners and do not allow one to obtain wide and narrow band beams. Edge autocathodes do not provide large currents.

In the present work it is proposed to use carbon structures that demonstrate increased emissions by 2-3 orders of magnitude [2] in comparison with the traditional theory of Fowler-Nordheim that work well for metals. Experimentally a variety of such structures are investigated: fullerene, nanotubes, graphene flakes, glassy carbon, diamond and graphite clusters, the structures of graphenes and nonotubes [1, 2]. Enhanced field emission is observed in all the allotropic modifications of carbon, which makes them very promising for the creation of high-current electron beam sources. In [1, 2] it is shown that the increased emission is not associated with increased tip-shaped field effect that allows you to get the emission almost from all entire surface of the emitter without significant heating of any of its elements and without formation of explosive emission. This allows to increase the integral current and the durability

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

of autocathodes at lower voltages. The evaluation according to the formula of Fowler-Nordheim for such structures gives physically unreasonable values of the work function (WF) of the order 0.01 – 0.1 eV, which is clearly inconsistent with the quantum mechanical calculations and experiments for carbon in form of graphite (4.6 – 5 eV) and other structures, such as fullerenes, nanotubes, graphene, WF which has the same order [2]. Accordingly, while such structures on the graphite surface WF will not change much, but it's not. The increasing in emissions, which formally corresponds to lowering the work function (WF) orders to a fraction of a eV, is still not strictly explained. An overview of possible theories is given in [3], which also proposed the theory of the penetration of the field into the semiconductor material corresponding to the carbon phase of the emitter. In [2] this effect is explained by the resonant tunneling in the result of dimensional quantization in the formation of levels of dimensional quantization, coincide with the Fermi level. In papers [4-8] the classical approach based on electric multiple images and compute the profile of the barrier is applied, and this effect is explained on the basis of the size effect of reducing the thickness of the potential barrier is approximately the thickness of the film, and also its height. The film of the allotropic modifications of carbon has a dielectric permittivity (DP) of about 16, which significantly reduces the strength of the images when entering into it of electrons from the metal. The experimentally obtained current density is about 1000 A/cm^2 in the considered structures.

In works [6-8] the design of the cathode in Fig. 1, the gun Fig. 2 and the EOS with the rotation of the trajectories of electrons at 90 degrees and with the formation of the thin ribbon beam are proposed. Electrons with all bilateral cathode surface are emitting mostly at a speed of Fermi normal to the surface under the pulling action of the field mesh potential U_g~20 V relative to the cathode. Due to nanoscale proportions, a narrow nanoscale potential barrier significantly smaller than in the case of the uncovered part of the cathode. The fields in all other EOS at least an order of magnitude smaller. The electrons are impacted by focusing screen and move under the action field of the anode. We assume the use of a relativistic TWT, so the anode potential of about 20 kV. The potential on the screen of order –3 V in respect to the cathode.

2. Structure of emitter

The emitting structure of Fig. 1 is a conductive cathode, nanoscale semiconductor film of diamond-graphite clusters, the dielectric structure 1 fixed the conductive grid 2. In principle, the grid can be solid, if its thickness is substantially less than the length of free path. Under constant potential, the grid forms a

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

complex potential barrier. To improve the emission quality of the mesh, you can perform a few periods of conductive and dielectric layers [4]. In such a structure the resonant tunneling takes place. Current-voltage characteristics of such structures taking into account the distribution of the electron energy when the top is equipped with a flat anode, is given in [5-8]. The profile of the barrier in this case is obtained from the solution of the Poisson equation for a point charge. In this case, the anode is to the right, so the trajectories of electrons need to rotate Fig. 2. The calculation of the current in such a gun is complicated: it is necessary for each trajectory to calculate the shape of his barrier, calculate the tunneling factor, averaging the results for energies, and then find the current from all of the trajectories. As the coolest region of the barrier for all of the trajectories are identical, the electrons are leaving the grid almost normal approximately with the Fermi speed v_F, you can specify the density and velocity of the emitted particles are the same and consider the cathode with grid as flat (Fig. 1).

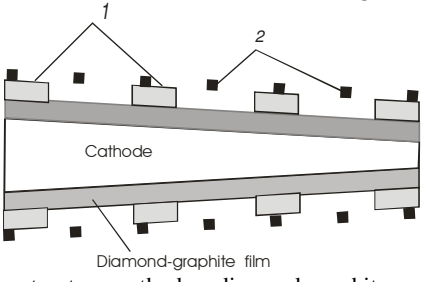


Fig. 1. Emitting structure: cathode – diamond-graphite nanofilm – mesh.
Рис. 1. Структура эмиттера: катод – алмазо-графитовая нанопленка–сетка

3. Analytical model

It can be considered that the cathode and the grid is flat and under the zero potential. The emitted electrons move normally according to the law $x(t)=v_F t–gt^2/2$. Here $g=meU_f /X(z)$ is a slowing down of the electron by the screen U_f – capacity of the screen (approximately – 3 V in relative to the grid), $X(z)$ – is profile of the screen. For the time $t=2v_F/g$, the electron returns to the plane of the cathode. During this same time, it needs to be elongated field of the anode from z to the point z_0, (the boundary of the cathode). Suppose the travelling time of an electron from z to the point z_0 is given by the formula $t=t_0(\exp(–\alpha(z_0–z)))$. By differentiating, we obtain the velocity at the point z: $v=1/ (t_0\alpha)–dz/dt$. We have the speed of flight $v(z_0)=0$, $v(0)=[1–\exp(–az_0)]/(at_0)$. Integration yields the average rate of travelling. Differentiating again we obtain the acceleration and the determined $E_z(z)$. This is the average x of the longitu-

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

dinal electric field. It is exponentially damped. Writing the equation of motion along the *z*-axis, integrating it and comparing the time of travelling and the time of contact with the cathode, we obtain the law of change of shape of the screen *X*(*z*). He is also exponential. Now you can write the exact equation of motion. His decision leads to a representation of the travelling time integral, the denominator of which is damped exponent. If it is small, we get the original analytical equation for the time of transition.

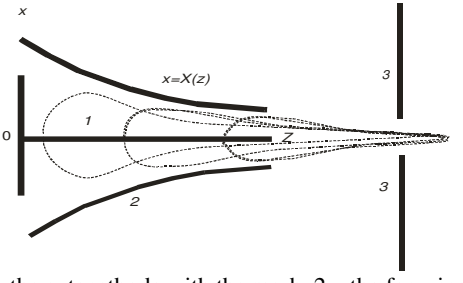


Fig. 2. Electron gun: 1 – the autocathode with the mesh, 2 – the focusing screen, 3 – the anode. Schematically the trajectories of electrons are shown.

Рис. 2. Электронная пушка: 1 – автокатод с сеткой, 2 – фокусирующий электрод, 3- анод

4. Numerical simulation

In our case, the Fresnel equation for the extraordinary wave in our case of uniaxial cubic PC is $(k_x^2+k_y^2)/\varepsilon_{zz}+k_z^2/\ \varepsilon_{xx}=k_0^2$. It is not enough to determine ε^{ef}. For this you can use the formula of mixing. By Maxwell-Garnett formula we have $\varepsilon_{xx} = \tilde{\varepsilon}(1+2\zeta)/(1-\zeta)$, where $\zeta = \kappa(\varepsilon-\tilde{\varepsilon})/(\varepsilon+2\tilde{\varepsilon})$, $\kappa = \pi r_0^2 l/a^3$. Obviously, without dissipation $\varepsilon_{xx} > 0$ when $-1/2<\zeta<1$ and $\varepsilon_{xx}< 0$ for $\zeta<-1/2<\zeta<1$ or $1<\zeta$. The HMM is realized for $\varepsilon_{xx} > 0$ if $k_z = k_0\varepsilon_{xx}^{1/2}$. In this case $\varepsilon_{zz}<0$. In general case we use the method of homogenization, based on the calculation of the contribution to polarization of electric and magnetic dipole moments: $\varepsilon_\perp = \varepsilon_{xx} = \varepsilon_{yy} = \tilde{\varepsilon} + \langle P_x\rangle/(\varepsilon_0\langle E_x\rangle)$, $\varepsilon_\parallel = \varepsilon_{zz} = \tilde{\varepsilon} + \langle P_z\rangle/(\varepsilon_0\langle E_z\rangle)$.

5. Optimization of EOS

To focus in the field of electronic gun the magnetic focusing systems (MFS) can not be used. However, because MFS is still used in the area of the passage of the beam, it makes sense to use magnetic focusing. Especially for high-current beams, if necessary to compensate for the divergence of the beam due to space charge. MFS can be used on the cathode or output its part. In THZ electronics the most promising MFS is on permanent rare earth magnets. Structurally, it's better to use MFS without reverse. In this case, the MFS on the ca-

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

thode and in the region of the crossover and slow-wave system (SWS) is still convenient to invert. At the cathode MFS can be as dipole and quadrupole structure. In the case of magnetic focusing, the structure cathode and grid is performed with a small cone, Fig. 1.

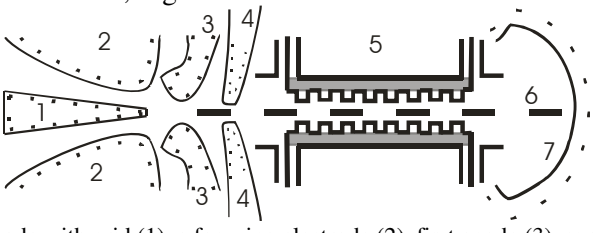


Fig. 3. EOS: cathode with grid (1), a focusing electrode (2), first anode (3), anode (4), SWS (5), the beam (6), collector (7).
Рис. 3. ЭОС: катод с сеткой (1), фокусирующий электрод (2), первый анод (3), анод (4), ЗС (5), электронный пучок (6), коллектор (7)

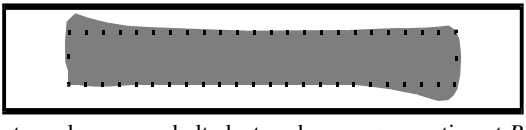


Fig. 4. Focusing in rectangular screen: belt electron beam cross section at B=0.5 TL at the output of the SWS. The dashed line represents the shape of the beam at the entrance.
Рис. 4. Фокусирование в прямоугольном экране: сечение пучка при B=0.5 Тл на выходе. Пунктиром показано сечение пучка на входе

Optimization based on 3D models is not real due to the large computation time. For a wide comb of SWS and wide band beams it is possible to use a 2D model in which there is no dependence on y. In this case it is convenient to use the method of auxiliary sources. He suggests that the potential is given by the logarithmic potential $U_i=-(2\pi\varepsilon_0)^{-1}q_i\ln(r_i)$ charged infinitely long along the y-axis yarns with a linear density of the charge q_i. Here $r_i=|r-r_i|$ – a two-dimensional distance. The potential is the sum of the capacities of all of the threads Fig. 3. The boundary conditions apply at the boundary points closest to the two neighboring filaments. We get an inhomogeneous system of linear algebraic equations to determine the linear charges. Solving it, we find the potential and electric field. Next, we solve the equations of motion and look at current transition. The objective function is constructed from the criterion of maximum of current transition. The minimization is carried out by the movement of the coordinates of the threads. The resulting system has a dimension of about 100 (including symmetry). However, it is necessary to move the coordinates of the multiple threads is mostly relevant to the focusing electrode.

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

References

[1] Fursey G.N. Field emission in vacuum micro-electronics. Kluwer Academic/Plenum Publishers, N.Y., Springer, 2005, 205 p.

[2] Fursey G.N., Polyakov M.A., Kantonistov A.A., Yafyasov A.M., Pavlov B.S., Bogevolnov V.B. Field and explosive emissions from graphene-like structures, *Tech. Phys.*, 2013, vol. 58, no. 6, pp. 845-851.

[3] Forbes R.G, Xanthakis J.P. Field penetration into amorphous-carbon films: consequences for field-induced electron emission, *Surf. Interface Anal.*, 2007, vol. 39, pp. 139-145.

[4] Davidovich M.V., Yafarov R.K., Doronin D.M., Electron tunneling in the presence of a dielectric film on the cathode. *20-th International Crimean conference microwave and telecommunication technology (CriMiKo'2010)*, Sevastopol, 2010, pp. 733-734.

[5] Davidovich M.V., Bushuev N.A. Field Emission in diode and triode vacuum nanostructures, *2014 Tenth International Vacuum electron Sources Conference*. Saint-Petersburg, SPb State Univ. Publ., 2014. pp. 58-59.

[7] Davidovich M.V., Bushuev N.A. The field emission electron gun with wide and thin ribbon bean, *25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015)*, Sevastopol, 2015, pp. 145-146.

[8] Davidovich M.V., Bushuev N.A., Yafarov R.K. Field emission carbon structures with large current for THz electronics. *26th International Conf. Microwave and telecommunication technology (CryMiCo'2016).* Sevastopol, Weber, 2016, pp. 309-315.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа поддержана грантом Российского научного фонда, проект № 16-19-10033.

Список литературы

[1] Fursey G.N. Field emission in vacuum micro-electronics. Kluwer Academic/Plenum Publishers, N.Y.: Springer, 2005. 205 с.

[2] Fursey G.N., Polyakov M.A., Kantonistov A.A., Yafyasov A.M., Pavlov B.S., Bogevolnov V.B. Field and explosive emissions from graphene-like structures, *Tech. Phys.* 2013. Tl. 58. № 6. С. 845-851.

[3] Forbes R.G, Xanthakis J.P. Field penetration into amorphous-carbon films: consequences for field-induced electron emission, *Surf. Interface Anal.*, 2007, vol. 39, pp. 139-145.

[4] Davidovich M.V., Yafarov R.K., Doronin D.M., Electron tunneling in the presence of a dielectric film on the cathode, Proceedings of the 20-th International Crimean conference microwave and telecommunication technology (CriMiKo'2010), Sevastopol, 2010. С. 733-734.

[5] Davidovich M.V., Bushuev N.A. Field Emission in diode and triode vacuum nanostructures, *2014 Tenth Inter. Vacuum electron Sources Conference*. Saint-Petersburg, SPb State Univ. Publ., 2014. pp. 58-59.

[7] Davidovich M.V., Bushuev N.A. The field emission electron gun with wide and thin ribbon bean, 2015 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015), Sevastopol, 2015. С. 145-146.

[8] Davidovich M.V., Bushuev N.A., Yafarov R.K. Field emission carbon structures with large current for THz electronics. Materials of the 26th International Conf. Microwave and telecommunication technology (CryMiCo'2016). Sevastopol: Weber, 2016. С. 309-315.

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

Electron-optical system with multibeam and band flow comparative analysis

Dukhina N.G.
Joint Stock Company "Research and Production Corporation "Istok" named after Shokin", Fryazino, Moscow reg., 141190, Russian Federation
Fax: (095) 46 58686; e-mail: istkor@elnet.msk.ru

Abstract: *We study band & 18-beam flow electron-optical systems on channels of the same length, with comparable current and voltage; magnetic systems are put into the same design dimensions. It is shown that the using of cylindrical cathode emitting band flow can increase the lifetime of device, the adding of Control Rods (CR) can improve the path of current flow.*

Keywords: *belt electron flow, diocotron instability, S-deformation, 18-beam flow, cathode current density, longevity.*

Сравнительный анализ ЭОС с многолучевым и ленточным потоком

Духина Н.Г.
ОАО "НПП "Исток" имени Шокина"
Московская область, г. Фрязино, 141190, Российская Федерация
Fax: (095) 46 58686; e-mail: istkor@elnet.msk.ru

Аннотация: *Исследуются электронно-оптические системы (ЭОС) с ленточным и 18-лучевым электронными потоками на одной и той же длине канала при сопоставимых токах и напряжениях; магнитные системы для обеих ЭОС выполнены в одних габаритах. Показано, что использование цилиндрического катода для создания ленточного пучка способствует увеличению срока службы прибора, а введение управляющих стержней (УС) – улучшению токопрохождения.*

Ключевые слова: ленточный электронный поток, диокотронная неустойчивость, S-деформация, 18-лучевой поток, плотность тока на катоде, долговечность.

1. Введение

В качестве альтернативы мощным многолучевым электровакуумным приборам СВЧ на основе пучков круглого сечения в последнее время всё чаще предлагается использование ленточных пучков. В данной работе

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

с помощью компьютерного 3D-моделирования исследуются особенности ЭОС с 18-лучевым и ленточным электронными потоками при сравнимых основных параметрах в рамках одних и тех же габаритов магнитных систем. Режим – статический.

Благодаря значительной компрессии эмиссионная поверхность катода, формирующего ленточный пучок, имеет площадь в разы большую, чем суммарная площадь 18 плоских круглых катодов, потому и токоотбор с него будет меньшим при сравнимых токе и напряжении, что влечёт за собой увеличение срока службы катода, а с ним и прибора.

Однако при транспортировке ленточных электронных потоков может возникать диокотронная неустойчивость, мешающая в полной мере воспользоваться преимуществами ленточных пучков: по мере прохождения канала края пучка закручиваются, поперечный профиль деформируется из прямоугольного в S-образный, краевые траектории осаждаются на стенки канала. Причина этого явления кроется в нескомпенсированном воздействии пространственного заряда электронов. В данной работе показано, как можно простыми средствами улучшить токопрохождение, вводя управляющие стержни (УСы), отчего ЭОС с ленточным пучком становится как минимум конкурентоспособной своему многолучевому аналогу.

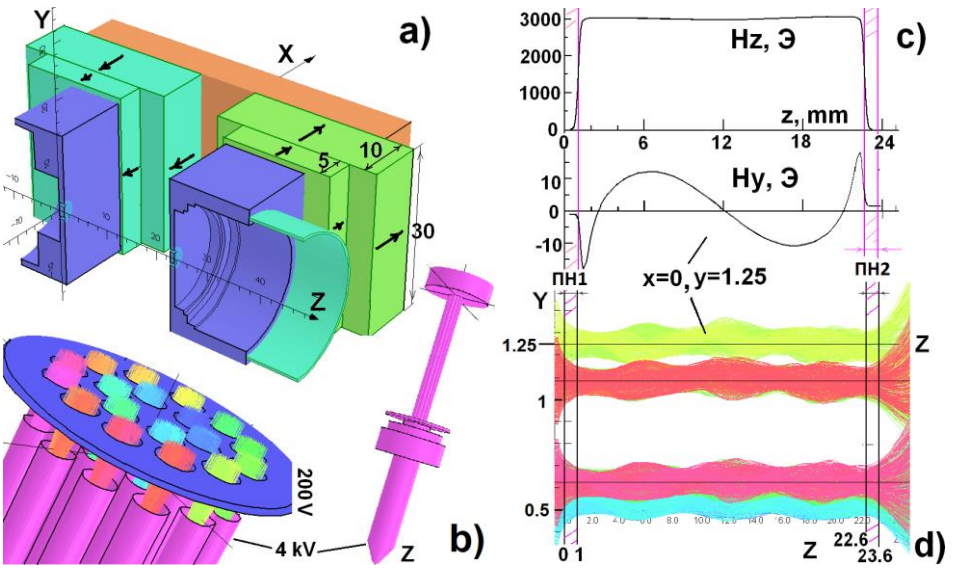


Рис. 1. 18-лучевая модель: a – половина магнитной системы; b – оптическая система, фрагмент и целая; c – поле вдоль оси парциального канала {x=0; y=1.25}; d – yz-вид траекторий.
Fig. 1. 18-beam model: half of magnetic (a) & optic (b); c - field in channel; d – yz-view of beam.

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

2. 18-лучевая модель ЭОС

На рис.1, 2 представлена 18-лучевая ЭОС [1]. В основу магнитной системы (рис.1a) положены постоянные магниты из материала "КС25", прочие элементы выполнены из стали "армко". В полюсных наконечниках (ПН) имеем соосные с катодом и каналом отверстия диаметром 0.5мм, 6 из них лежат на окружности радиуса 0.625, остальные – 1.25мм (рис.1b). Диаметр эмиттера 0.4, пролётного канала 0.5мм. Фокусирующий электрод (ФЭ) – пластина толщиной 0.1мм с отверстиями, расположенная близко (0.15мм) к катоду. Анодом служит стенка катодного ПН. Напряжение на аноде, коллекторе U_a= 4.0кВ, ФЭ – $U_{ФЭ}$= 200В, общий ток $I_{общ}$= 1.0А.

В каждом из каналов имеем ровную полочку продольного поля с индукцией ~ 3000Гс и поперечную компоненту, не превышающую 12Гс даже на периферии (рис.1c), что, однако, вызывает прецессию пучка (рис.1d, 2a). Максимальная плотность тока на катоде 49А/см^2 (рис.2b).

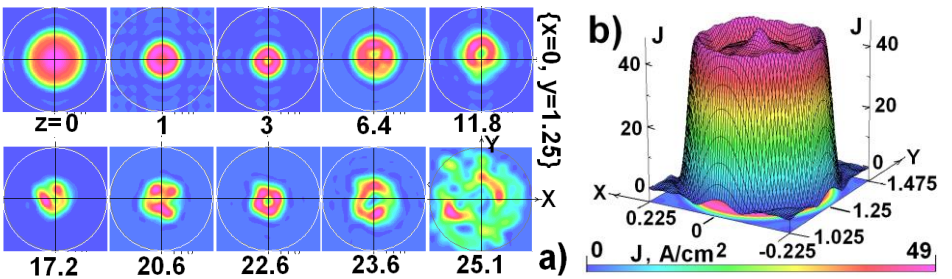


Рис. 2. 18-лучевая модель. Распределение плотности тока J: a – в поперечных сечениях вдоль парциального канала {x=0, y=1.25}, b – по катоду в виде 3D-гистограммы.
Fig. 2. 18-beam model: J-distribution in{x0,y1.25}-channel cross sections (a) & on cathode (b).

3. Модель ЭОС с ленточным пучком

18-лучевая конструкция ЭОС, описанная в п.2 (рис.1,2), послужила прототипом для создания модели с ленточным пучком (рис.3-7). В прототипе произведены следующие изменения, не затрагивающие габаритов ЭОС: 1) катоды, отверстия в ПНах и каналы перестроены под транспортировку ленточного потока, U_a= 3.5кВ, $U_{ФЭ}$= 0, а также подправлена форма коллектора; 2) ФЭ имеет отверстие, в плоскости xy близкое к прямоугольному, с чуть загнутыми в направлении оси z краями (рис.3b); 3) размер внутреннего магнита по оси x увеличен вдвое за счёт уменьшения размера ПНов (рис.1a, 3a), что привело к увеличению поля в канале до ~ 3500 Гс. Приближение магнитов к оси углубило провал продольной компоненты

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

(рис.3c, n3b-модель), в многолучевой ЭОС периферийные пучки с таким провалом поля отклонились бы от оси с оседанием на стенки канала, однако на ленточный поток – не повлияло, что является одним из преимуществ модели.

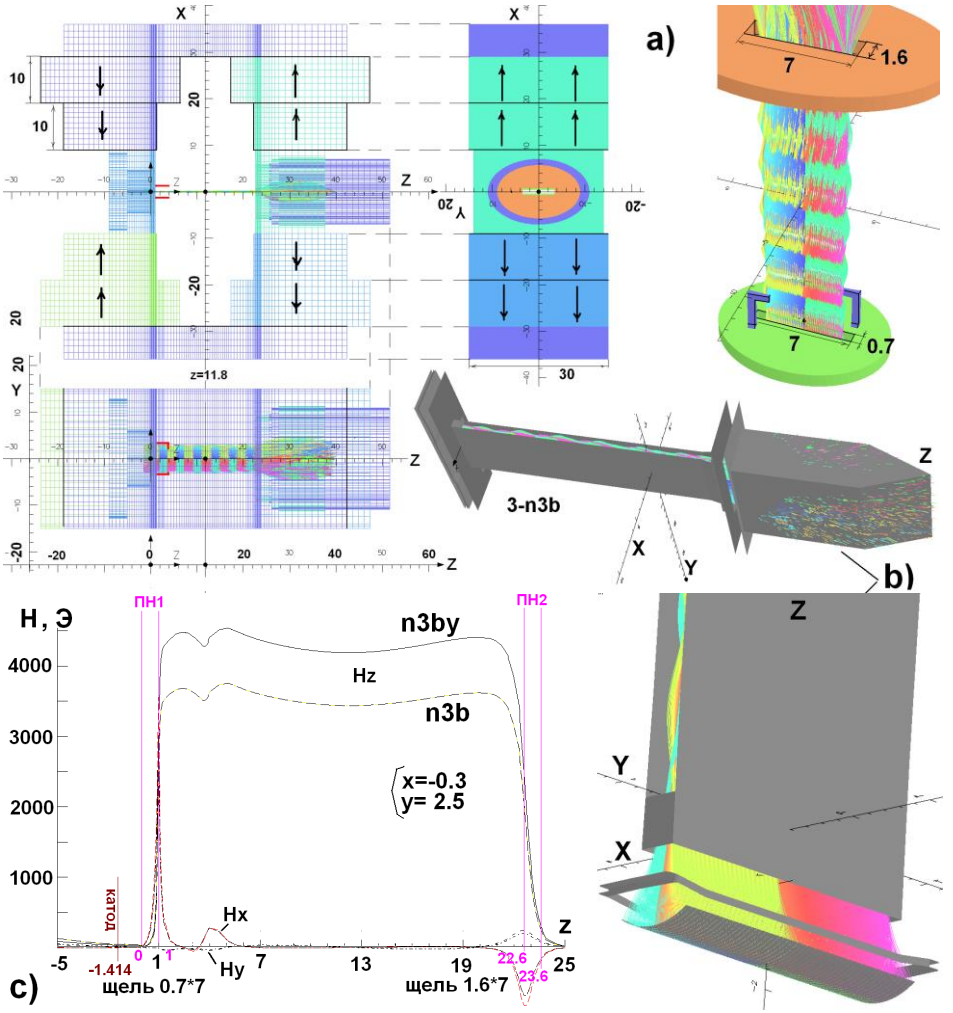


Рис. 3. a – магнитная с Г-образными УС система в проекциях, отдельно ПНы со щелями; b – оптическая система целиком и фрагментарно; c – поле в канале вдоль прямой {x=-0.3; y=2.5} для двух вариантов, отличающихся шириной магнитов: 30мм (n3b) и 40 (n3by).
Fig. 3. Magnetic in projections (a) and optic in 3D-view (b) models; c – field along line{x=-0.3;y=2.5}for 2 cases: magnet width 30 (n3b) & 40mm (n3by).

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

Вместе с тем, в отличие от прототипа, ленточный пучок подвержен диокотронной неустойчивости, ухудшающей токопрохождение. Для противодействия ей предлагается использовать управляющие стержни (УС) [2], протянутые от катодного ПН в сторону резонаторной системы на длину ~14 % от длины канала, симметричные относительно поворота на 180º вокруг оси системы. Наиболее эффективно работают прямые УСы (рис. 4), размеры и положение их определяются щелью в катодном ПН. С учётом

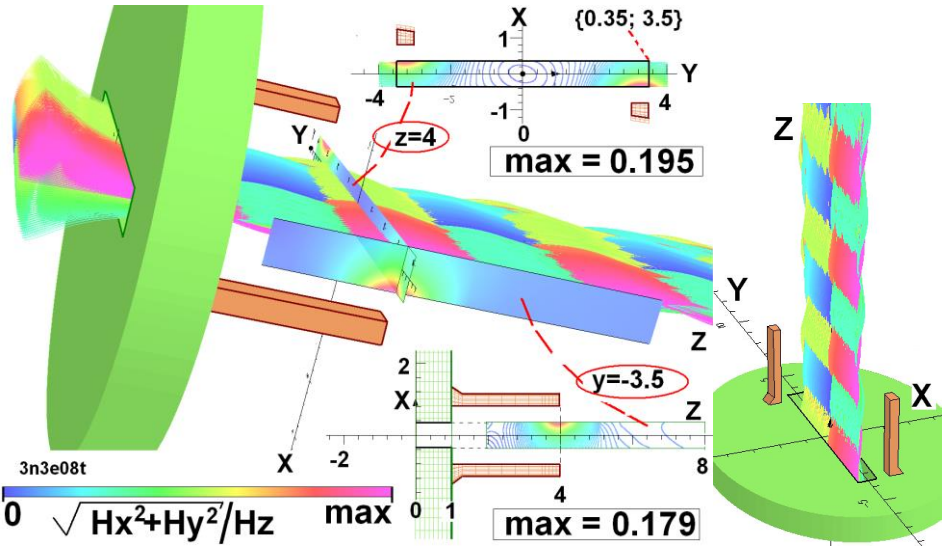


Рис. 4. Отношение поперечной к продольной составляющей поля на картах y=-3.5, z=4.
Fig. 4. Ratio of transverse-to-longitudinal field component on maps y=-3.5, z=4.

необходимости обхода резонаторов, форму УСов можно менять (рис.3а – Г-образные УС), основное влияние на пучок оказывает положение конца УСа. Механизм воздействия УСов – создание локального перекоса магнитного поля (рис.4), закручивающего края пучка в обратном направлении. Закрученный пучок продолжит вращаться (рис.5b), однако канал пройдёт с заполнением заметно меньшим (~ на 20%), чем в случае отсутствия УСов (рис.5а).

Заполнение пучком канала вдоль его узкой стороны тем меньше, чем уже щель катодного ПН. Для щели шириной 2.2мм удалось провести пучок с заполнением 0.9 при длине катода 4мм, токе 0.92А [2]. Удлинение катода до 6мм позволило при токе 1.2А сформировать пучок с заполнением 0.8 при ширине щели 1, ширина же щели 0.7 привела к заполнению 0.6

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

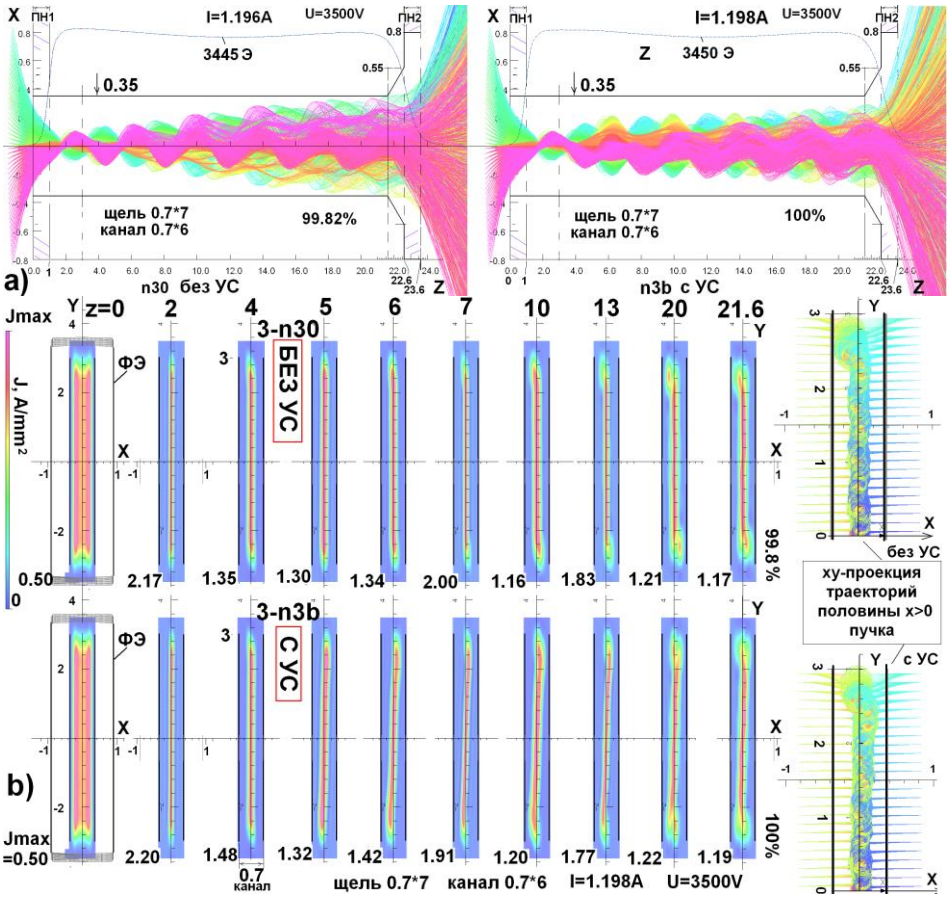


Рис. 5. a – xz-вид пучка; b – J в сечениях вдоль канала в моделях без и с УС.
Fig. 5. a – xz-view of beam; b – J at channel cross sections with and without CT.

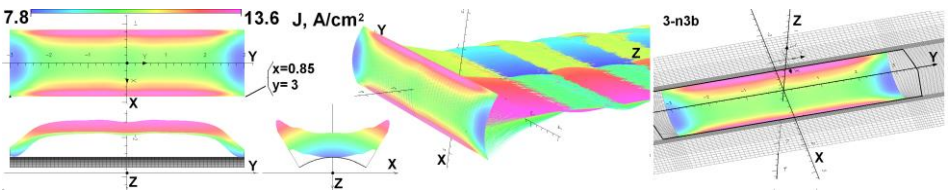


Рис. 6. Распределение плотности тока J по катоду в проекциях и 3D-виде.
Fig. 6. Distribution of current density J on cathode at projections and 3D-view.

мм (рис.5a). Максимальная плотность тока на катоде при этом составила ~13.6A/см^2 (рис.6), что в 3.7 раз меньше, чем в прототипе.

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

Заполнение можно и дальше уменьшить – до 0.5мм (рис.7), но уже не за счёт уменьшения ширины щели в катодном ПН, дальнейшее её сужение чревато высаживанием на стенку ПН траекторий, а за счёт увеличения поля в канале до 4200 Гс (рис.3с) путём наращивания размера магнитов вдоль оси y с 30 до 40мм (рис.3а).

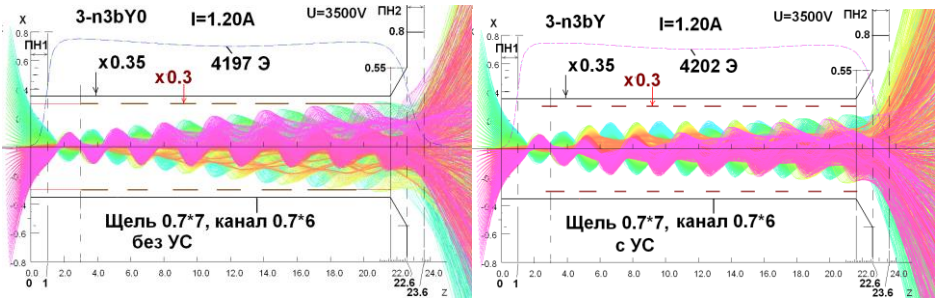


Рис. 7. xz-проекция пучка в увеличенном магнитном поле (n3by) для моделей без и с УС.
Fig. 7. xz-view of beam in large magnetic field (n3by) in models with and without CT.

4. Заключение

Показано, что в одних и тех же габаритах магнитной системы при сравнимом токе и напряжении ЭОС с ленточным пучком имеет максимальную плотность тока на катоде в 3.7 раз меньшую, чем многолучевая конструкция, что увеличивает срок службы прибора. Применение УСов способствует подавлению S-деформации ленточного пучка и улучшает токопрохождение.

Список литературы

[1] Закурдаев А.Д. Мощные малогабаритные миниатюрные многолучевые клистроны для бортовых РЛС // Радиотехника. 2006. № 3. С. 31-33.

[2]. Духина Н.Г. УСы против диокотронной неустойчивости // Сборник статей Шестой всероссийской конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ», Санкт-Петербург, 2017. 29 мая – 1 июня 2017. С.172-176.

References

[1] Zakurdaev A.D. Power compact miniature multibeam klystrons for airborne radars // *Radiotekhnika*, 2006, no. 3, pp. 31-33. (In Russian).

[2]. Dukhina N.G. Contral Rods against diocotron instability // Collection of articles of Sixth All-Russian conference «*Elektronika i mikroelektronika SVCh*», Sankt-Peterburg, 2017. 29may-1june 2017, pp.172-176.

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

Application of molecular-deposited oxide cathodes in microwave devices with cyclotron resonance of the electron flow

Zhabin G.A., Pashkov A.N., Pelipets O.V.
JSC «RPC «Istok» n.a. Shokin»,
Fryazino, 141190, Russian Federation
zhabingennady@yandex.ru

Abstract: *The influence of annealing on the molecular sputter-deposited oxide cathodes used in low noise microwave cyclotron devices is studied and the results are presented. The emission characteristics of cathodes are described. The internal and surface structure of the cathode core is studied using X-ray diffractometry and electron Auger spectroscopy. It is shown that additional core annealing after deposition of the iridium film improves the emission properties of molecular sputter-deposited oxide cathodes.*

Keywords: *cyclotron protective device, molecular sputter-deposited oxide cathode, oxide cathode, oxide layer, emission characteristics, activation, X-ray diffractometry, electron Auger spectroscopy, diffusion.*

Молекулярно-напыленные оксидные катоды в СВЧ приборах на циклотронном резонансе

Жабин Г.А., Пашков А.Н., Пелипец О.В.
АО «НПП «ИСТОК» им. А. И. Шокина»
г. Фрязино, 141190, Российская Федерация
zhabingennady@yandex.ru

Аннотация: *Представлены результаты исследования влияния отжига на свойства молекулярно-напыленных оксидных катодов малошумящих СВЧ приборов, работа которых основана на циклотронном резонансе электронного потока. Приведены недокальные эмиссионные характеристики МНОК. С помощью рентгеновской дифрактометрии, электронной Оже-спектроскопии исследована внутренняя и поверхностная структура керна катода. Показано, что дополнительный отжиг керна после нанесения на него пленки иридия позволяет улучшить эмиссионные свойства молекулярно-напыленных оксидных катодов.*

Ключевые слова: циклотронное защитное устройство (ЦЗУ), молекулярно-напыленный оксидный катод (МНОК), оксидный катод (ОК), оксидный слой

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

(ОС), недокальные характеристики, активировка, рентгеновская дифрактометрия, электронная Оже-спектроскопия, диффузия.

1. Введение

В современных РЛС широко применяются малошумящие циклотронные защитные устройства. В качестве эмиттера в них используются прямонакальные молекулярно-напыленные оксидные катоды (МНОК) с толщиной оксидного слоя (ОС) около 800-1000 нм. В отличие от стандартного оксидного катода (ОК), имеющего плотность покрытия 2.8-3 г/см^3, в МНОК эмиссионное покрытие имеет плотность 3.9-4.5 г/см^3[2]. Увеличенная плотность покрытия позволяет отбирать токи с большей плотностью, чем стандартный ОК за счет устойчивости покрытия к искрению и большей проводимости ОС. МНОК обладает высокой эмиссионной однородностью, хорошим сцеплением покрытия с керном. В плотном покрытии МНОК атомы Ba в основном мигрируют по границам микрокристаллов, а не по порам, как в ОК. В СВЧ приборах с такими катодами плотность отбираемого тока с эмиссионной поверхности размером 0.02x0.7 мм составляет 1.5-2.0 А/см^2 при температуре 560-600ºС с долговечностью 2-3 тысячи часов. Ленточный электронный поток оптимален для использования в ЦЗУ [1].

Эмиссионные свойства МНОК зависят как от структуры и толщины покрытия, так и состава материала керна. Металл керна содействует восстановительному активированию и степень восстановительного действия зависит как от рода металла керна, так и от содержащихся в нем примесей[3]. В СВЧ приборах эмиссионные свойства МНОК зависят от рабочей температуры катода, электронно-оптической системы, состава остаточных газов, качества обработки поверхности внутренней оболочки прибора[4].

В данной работе с помощью методов рентгеновской дифрактометрии и электронной Оже-спектрометрии исследуются особенности влияния температурного отжига керна катода на эмиссионные свойства МНОК.

2. Измерения контрольных образцов и эмиссионные характеристики катодов

Перед нанесением эмиссионного покрытия керны катодов из сплава ВР-27ВП были химически обработаны в растворе щелочи, в растворе на основе перекиси водорода и отожжены в водороде при 1050ºС в течение 30 минут. После отжига на керны катодов была напылена пленка иридия толщиной 250-300 нм методом магнетронного напыления в атмосфере

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

ксенона при давлении 5 10^{-4}мм.рт.ст. Методом ионно-плазменного напыления в вакууме в атмосфере аргона и CO_2 на пленку иридия нанесли эмиссионное покрытие состоящее из $(BaSrCa)CO_3$ имеющее состав щелочноземельных металлов соответственно - 50%, 44%, 6%.

В нашем случае были изготовлены две партии катодов и контрольные образцы в виде пластин толщиной 50 мкм из материала ВР-27ВП. В первой партии отжиг кернов катодов и пластин после нанесения пленки иридия не проводился. Во второй партии после напыления пленки иридия осуществлялся отжиг при 1050ºС в течение 30 минут в остро осушенном водороде с точкой росы не выше -60ºС. Обе партии катодов монтировались в макеты приборов с расстоянием анод-катод 0.1мм и после технологических операций монтажа, заварки, откачки поступали на стенд эмиссионной тренировки. Каких-либо других различий при режимах напыления и проведения технологических операций при монтаже, отжиге деталей и откачке приборов не было или они были минимизированы. Микронные размеры эмиссионной поверхности МНОК не позволили сделать рентгеновское дифракционное исследование и исследование поверхности с помощью Оже-спектроскопии непосредственно на катодах. Поэтому эти исследования были проведены на 2-х контрольных образцах пластин из сплава ВР-27ВП размером 12х12 мм, прошедших все перечисленные операции химической обработки, напыления пленки иридия и отжига вместе с партиями катодов.

Эмиссионные характеристики МНОК с отжигом после напыления пленки иридия и без отжига были получены для 6 макетов СВЧ приборов (рис.1).

Для сохранения оптимальных эксплуатационных качеств СВЧ приборы с МНОК должны иметь рабочую температуру катода не более 600ºС.

Дифракционные измерения структуры образцов были сделаны на установке ДРОН-8. Углы сканирования от 33 до 164°2Θ. Рентгеновские дифрактограммы фиксировались в трех разных точках на каждом образце (рис.2, 3).

Оже-спектроскопия образцов пластин ВР-27ВП была сделана на установке 09 ИОС-10-005. Анализ поверхности проводился с использованием первичного пучка электронов с энергией 3 кэВ и диаметром 20 мкм. Для послойного анализа использовался пучок ионов аргона с энергией 3 кэВ и диаметром 400 мкм. Графики изменения концентрации W, Re, Ir показаны на рис.4.

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

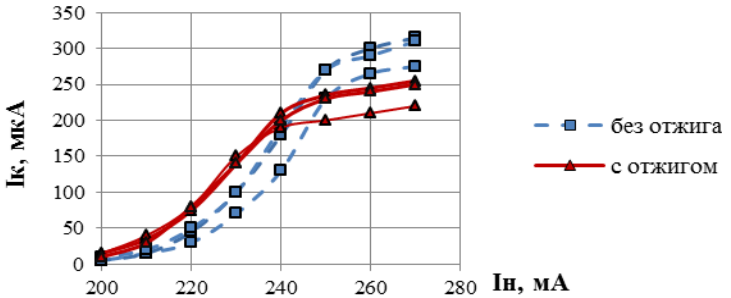


Рис.1.Эмиссионные характеристики катодов. Красные сплошные линии - с отжигом пленки иридия, синие пунктирные линии - без отжига.

Fig.1. Emission characteristics of cathodes. Red solid lines - with the annealing of the iridium film, blue dashed lines - without annealing.

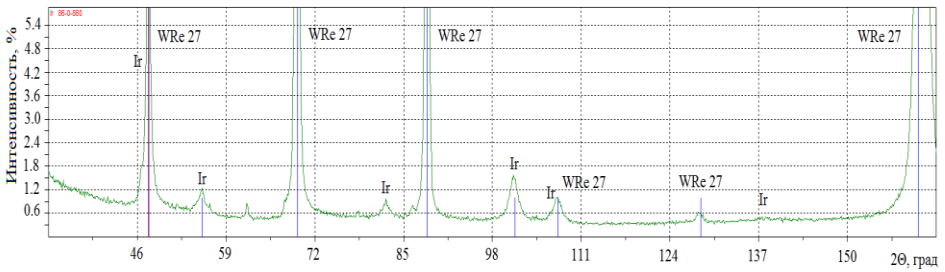


Рис. 2.Дифрактограмма образца сплава ВР-27ВП покрытого пленкой Ir без отжига.

Fig. 2. Diffractogram of Ir-coated sample of tungstem-rhenium alloy ВР-27ВП without annealing.

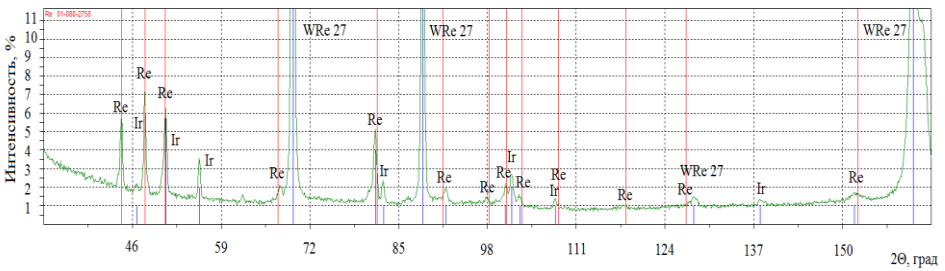


Рис. 3.Дифрактограмма образца сплава ВР-27ВП покрытого пленкой Ir после отжига.

Fig. 3. Diffractogram of Ir-coated sample of ВР-27ВП alloy after annealing.

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

3. Обсуждение результатов измерений

Из представленных графиков полученных эмиссионных характеристик (рис.1) видно, что значения токов накала в точке перегиба кривых для катодов с отжигом после напыления Ir составляют 240-245 мА, что соответствует температуре катода 560-580ºС. Значения токов накала в точке перегиба кривых для катодов с неотожженной Ir пленкой - 250-255 мА, что соответствует температуре катода 600-620ºС. Разница в характеристической температуре катодов с отожженной и неотожженной пленкой Ir может составлять до 40-60ºС, что существенно влияет на долговечность работы прибора.

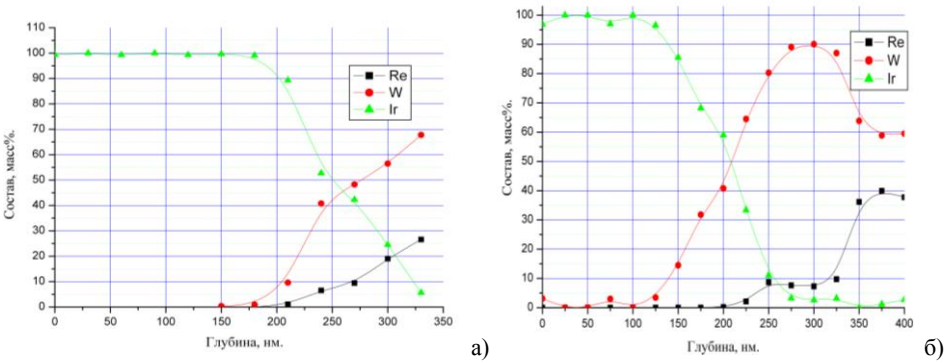


Рис. 4. Профили концентрации образцов сплава ВР-27ВП, покрытых пленкой иридия, полученные из Оже-спектров (а - до отжига, б - после отжига).

Fig. 4. Concentration profiles of iridium-coated samples of alloy ВР-27ВП from Auger spectra (a - before annealing, b - after annealing).

Работа выхода рения в зависимости от кристаллографических направлений составляет от 4.7 до 5.60 эВ[5]. В ОК рений замедляет процессы диффузии, не образует промежуточных соединений и поддерживает катод в активном состоянии[6]. В сплавах вольфрама с рением работа выхода повышается с повышением содержания рения. Положительное влияние атомов Re заключается также в том, что скорость испарения Sr из окиси стронция на рениевом керне почти на 2 порядка меньше чем на вольфрамовом керне [7].

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

При большом содержании примесей вольфрама в керне он активно реагирует с ОС, что увеличивает генерацию атомов Ba. Это приводит к усиленному испарению Ba, снижает долговечность и эмиссионные свойства. В ходе восстановления BaO вольфрамом на границе керн катода - оксид может образоваться промежуточный слой $BaWO_4$, который повышает сопротивление ОС [3]. Зальм предположил, что чем большую работу выхода имеет металлическая пленка на которой находится BaO, тем выше будет адсорбция электроположительных атомов и меньшую работу выхода будет иметь катод [8].

После отжига напыленной пленки Ir, в результате взаимной диффузии, в МНОК эмиссия идет с металлической поверхности иридия измененного состава, где концентрация активирующих примесей перед напылением слоя тройного карбоната составляет W(3-4%), Re (0.5-1%). Данные концентрации W и Re являются достаточными для ускоренного активирования (20-25 минут) и улучшения эмиссионных свойств МНОК.

4. Заключение

Экспериментально подобраны значения толщины, температуры и времени отжига пленки Ir, при которых МНОК обладают улучшенными эмиссионными и эксплуатационными свойствами по сравнению с неотожженными, что может быть связано с изменением состава и текстуры поверхности керна.

По видимому, оптимальными эмиссионными свойствами обладают МНОК, температура отжига которых после нанесения пленки Ir толщиной 200-300 нм составляет 1050ºС в течение 20-30 минут. При увеличении толщины пленки Ir для получения необходимых эмиссионных свойств потребуются большие значения времени и температуры отжига, возрастет время активировки катода. При толщине иридия менее 200 нм долговечность МНОК будет уменьшаться из-за активного взаимодействия атомов W с ОС.

Выражение признательности

Авторы выражают признательность А. В. Галдецкому (АО «НПП «ИСТОК» им. А. И. Шокина) за внимание к работе и ряд полезных советов.

Список литературы

[1] Будзинский, Ю.А. Становление, развитие и перспективы СВЧ-приборов на циклотронном резонансе электронного потока / Ю.А. Будзинский, С.В. Быковский, И.И. Голе-

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

ницкий, В.Г. Калина// Электронная техника. Сер.1 СВЧ-техника. Труды юбилейной конференции, посвященной 70-летию ФГУП «НПП «Исток». Ч.1. -2013.-Вып. 3(518).-С.136-141.

[2] Дружинин, А.В. Новый эффективный термокатод /А.В.Дружинин, Ю.А. Кондрашенков //Радиотехника и электроника.-1973.-Т.18, №7,-С.15-31.

[3] Герман Г. Оксидный катод / Г. Герман, С. Вагенер. - Москва. - Гостехиздат, 1949. -508 с.

[4] Жабин, Г.А. Эмиссионные характеристики молекулярно-напыленных оксидных катодов в циклотронных защитных устройствах /Г.А. Жабин //Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника.-2017. Вып.2(533), 2017.-С.49-53.

[5] Савицкий, Е.М. Сплавы рения в электронике /Е.М. Савицкий, М.А. Тылкина, А.М. Левин. - Москва.-Энергия, 1980. -215с.

[6] Warin M.P. The use of pure and alloyed rhenium in oxide-coated thermionic cathodes Rhenium. Amsterdam-New York, 1962, p. 175-181.

[7] Киселев, А.Б. Применение рения в качестве материала для кернов высокотемпературных катодов/А.Б. Киселев, Т.Ф. Кулешова, Б.П. Никонов // Вопросы радиоэлектроники. Сер.1, 1961, №2, с.107-113.

[8] Zalm P. Thermionic cathodes//Adv. in Electronics and El. Phys. -Acad. Press.- N.Y.-Lon., 1968, vol. 25, p. 211-272.

References

[1] Budzinsky Yu. A., Bykovsky S.V., Golenitsky I. I., Kalina V. G. [The establishment, development and prospects of microwave devices with cyclotron resonance of an electron beam]. *Elektronnaya tekhnika. Ser.1. Elektronika SVCh*. Proceedings of the jubilee conference, dedicated to the 70 th anniversary of FSUE «RPC «Istok». Part 1, 2013, no 3 (518), p.p.136-141. (In Russian).

[2] Druzhinin A.V., Kondrashenkov Yu. A. [New effective thermocathode] *Radiotekhnika i elektronika*, 1973, v.18, no.7, p.p.15-31. (In Russian)

[3] Herman G., Wagener S.[Oxide cathode]. *Moskva. Gostekhizdat*, 1949, 508 p. (In Russian).

[4] Zhabin, G.A. [Emission characteristics of molecular-sputtered oxide cathodes in cyclotron protective devices]. *Elektronnaya tekhnika. Ser.1. Elektronika SVCh*, 2017, no. 2(533), p.p.49-53. (In Russian).

[5] Savitsky E.M., Tylkina M.A., Levin A.M. [Rhenium alloys in electronics]. *Moskva, Energia*, 1980, 215p. (In Russian).

[6] Warin M.P. The use of pure and alloyed rhenium in oxide-coated thermionic cathodes. Rhenium. Amsterdam - New York, 1962, p.p.175-181.

[7] A.B. Kiselev T.F., Kuleshov, B.P. Nikonov.[Application of rhenium as a material for cores of high-temperature cathodes]. *Voprosy radioelektroniki. Ser.1.Elektronika*, 1961, no.2, p.p.107-113. (In Russian).

[8] Zalm P. Thermionic cathodes. *Adv. In Electronics and El. Phys.* Acad. Press, N.Y.-Lon., 1968, vol. 25, p.p. 231-272.

Acknowledgements

The authors are grateful to Galdetsky A.V. (JSC «RPC «Istok» n.a. Shokin», Russian Federation) for attention to the work and number of useful tips.

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

Electrodynamics characteristics of coupled-cavity chain with the inverted slot mode

Irina A. Nakrap, Alexander N. Savin
Saratov State University n.a. N.G. Chernyshevsky
Saratov, 410012, Russian Federation
savinan@info.sgu.ru

Abstract: *The results of theoretical and experimental researches of the electrodynamics characteristics (EDC) of the chain of inductively coupled cavities (CCC) with the inverted slot mode, including in the conditions of confluence of cavity and slot types of waves, are presented. The study of the dynamics of the merger of cavity and slot passbands of the CCC and the subsequent transition to a system with a reversed slot mode by varying the diameter of the cavity, the aperture angle of coupling slot, gap and the outer diameter of the drift tube. The obtained regularities of the dependence of the EDC from CCC parameters allowed modeling of system variants with different width of the passbands and the dispersion slope. Estimation is made of the coupling impedance of the working harmonics of the resonator and slot passbands of the CCC at mergering passbands.*

Keywords: *the electrodynamics characteristics, the chain of inductively coupled cavities, the inverted slot mode.*

Электродинамические характеристики ЦСР с обращенной щелевой модой

Накрап И.А., Савин А.Н.
Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского
г. Саратов, 410012, Российская Федерация
savinan@info.sgu.ru

Аннотация: *Представлены результаты теоретического и экспериментального исследований электродинамических характеристик (ЭДХ) цепочки индуктивно связанных резонаторов (ЦСР) с обращенной щелевой модой, в том числе в условиях слияния резонаторного и щелевого типов волн. Проведено исследование динамики перехода к системе с обращенной щелевой модой при варьировании диаметра резонатора, угла раскрыва щели связи, зазора и внешнего диаметра трубки дрейфа. Полученные закономерности зависимости ЭДХ от параметров ЦСР позволили смоделировать варианты систем с различными шириной полос пропус-*

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

кания и крутизной дисперсии. Проведена оценка сопротивления связи рабочих гармоник резонаторной и щелевой полос пропускания ЦСР при совмещении полос.

Ключевые слова: электродинамические характеристики, цепочка индуктивно связанных резонаторов, обращённая щелевая мода.

1. Введение

Освоение коротковолновой части миллиметрового диапазона при разработке приборов СВЧ в значительной мере связано с поиском и реализацией конструктивно-технологичных и эффективных волноведущих систем. Одним из известных требований, предъявляемых к ЛБВ в современных радиотехнических системах коротковолнового диапазона длин волн, является реализация модификаций ЦСР без дополнительных резонаторов с потерями для подавления самовозбуждения на коротковолновой границе рабочей полосы пропускания. Этому требованию удовлетворяет ЦСР с обращенной щелевой модой (ОЩМ), которая была использована авторами работы [1] при разработке ЛБВ см диапазона длин волн. Данная ЛБВ обладает еще одним преимуществом - возможностью использования МПФС с встроенной волноведущей системой. Следствием этого является улучшение юстировки системы, а также увеличение ее теплорассеивающей способности, т.к. диафрагмы (разделительные) в этом случае могут быть изготовлены из меди. Авторы при разработке замедляющей системы (ЗС) использовали традиционный способ совмещения (слияния) резонаторной и щелевой полос с последующим переходом к ЗС на ОЩМ: одновременное уменьшение диаметра резонатора и увеличение угла раскрыва щели связи [2]. Параметры ЗС, приведенные в [1] для одного макета, при значительном угле раскрыва фасолевидной щели связи α=242^0, соответствуют практически системе типа колец на встречных металлических опорах [3]. Основными недостатками данной ЗС являются значительное уменьшение механической прочности и ухудшение магнитной фокусировки при ее использовании в ЛБВ.

Следует отметить, что формирование заданной дисперсии при проектировании ЦСР путём слияния двух полос с последующим переходом к ОЩМ требует знания свойств как резонаторной, так и щелевой полос для одновременного и точного изменения нескольких геометрических размеров в широких пределах. Результаты физического и численного эксперимента, полученные авторами [4], показали, что оптимизация ДХ ЦСР может проводиться за счёт изменения не только диаметра резонатора и угла раскрыва щели связи, но и других «весомых» геометрических размеров. В

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

работе [4] приведены основные закономерности изменения дисперсии фазовой скорости щелевого и резонаторного типов от размеров ЦСР при исследовании динамики слияния их полос пропускания.

Данная работа посвящена теоретическому и экспериментальному исследованию электродинамических характеристик (ЭДХ) цепочки индуктивно связанных резонаторов (ЦСР) с обращенной щелевой модой, в том числе в условиях слияния резонаторного и щелевого типов волн. Проведено исследование динамики перехода к системе с обращенной щелевой модой при варьировании диаметра резонатора, угла раскрыва щели связи, зазора и внешнего диаметра трубки дрейфа.

2. Объекты и методы исследования

Исследуемые варианты конфигураций ЗС типа цепочки индуктивно связанных резонаторов (ЦСР) даны на рис. 1.

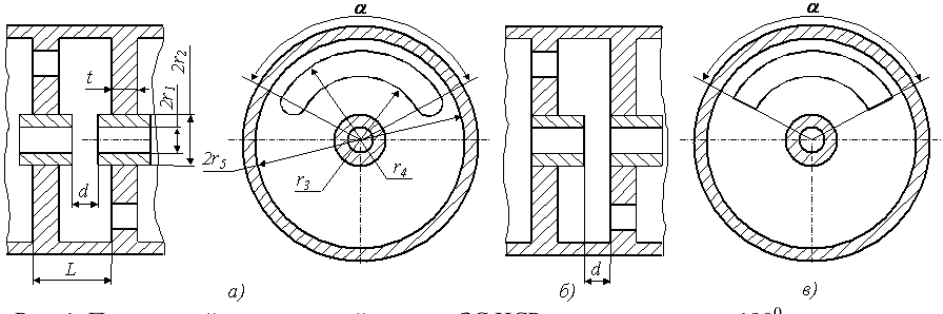


Рис. 1. Продольный и поперечный разрезы ЗС ЦСР с повернутыми на 180^0 щелями связи (симметричные (а), асимметричные (б) трубки дрейфа, щели связи в виде части кольца (в))

Fig. 1. Longitudinal and transverse sections of the CCC with rotated by 180^0 coupling slots (symmetric (a), asymmetric drift tubes (b), coupling slots in the form of part of a ring (v))

Экспериментальные ЭДХ (дисперсионные характеристики и сопротивление связи) резонансных макетов ЗС, закороченных по плоскостям их симметрии, определялись методом малых резонансных возмущений. При этом, измерение сопротивления связи проводилось модифицированным методом «бисерного зонда» с учетом реального распределения поля в зазоре ячейки и влияния высших пространственных гармоник. Погрешность определения дисперсионных характеристик не превышала 0.02%, сопротивления связи –10%. Расчет и оптимизация ДХ в резонаторной и щелевой полосах пропускания, а также сопротивления связи минус первой

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

пространственной гармоники поля резонаторного типа волны ЦСР проводились с использованием регрессионных моделей ЗС [4, 5]. Модели построены путём регрессионного анализа данных планируемого многофакторного эксперимента по определению ЭДХ ЗС. Границы изменения варьируемых факторов в плане эксперимента задавались, исходя из функционального назначения ЦСР, а также с учетом конструктивных и технологических ограничений на их значения.

3. Результаты исследования

Относительные размеры макетов, использованных при моделировании ЗС типа ЦСР в динамике совмещения резонаторной и щелевой полос пропускания, приведены в табл. 1.

Табл. 1. Относительные размеры макетов, использованных при моделировании ЗС ЦСР

Table 1. The relative sizes of the models used in the modeling of SWS CCC

№ ЗС	d/L	t/L	$2r_5/L$	$r_4/2r_5$	r_3/r_4	r_2/r_5	r_1/r_2	α/π	Тип ЗС
1	0.372	0.128	2.885	0.500	0.533	0.278	0.664	0.667	Рис. 1а
2	0.258	0.129	2.258	0.500	0.686	0.314	0.755	0.667	Рис. 1а
3	0.310	0.129	2.258	0.500	0.686	0.314	0.755	0.667	Рис. 1а
4	0.368	0.129	2.258	0.500	0.686	0.357	0.664	0.667	Рис. 1а
5	0.335	0.129	2.258	0.500	0.686	0.314	0.755	0.667	Рис. 1а

За исходный вариант была выбрана ЗС №1 (угол раскрыва щели связи 120^0). В последующих макетах был уменьшен диаметр резонатора по сравнению с исходным (одна из эффективных мер традиционного способа совмещения полос). Для сохранения теплорассеивающей способности и механической прочности диафрагмы управление ДХ рабочих гармоник и уменьшение полосы непропускания между ними осуществлялось в основном за счёт уменьшения диаметра резонатора при увеличении зазора, а также подбора диаметра трубки дрейфа. Для анализа динамики совмещения резонаторной и щелевой полос пропускания при уменьшении ширины полосы непропускания были рассчитаны макеты с различными отношениями зазора к периоду.

На рис. 2 приведены результаты расчёта ДХ минус первой гармоники волны резонаторного типа и плюс первой гармоники щелевой волны четырёх вариантов ЗС в динамике совмещения исследуемых полос пропускания. Как видно, изменения диаметра резонатора и величины пролётного зазора позволяют эффективно управлять сближением полос пропускания. На рис. 2 приведены также экспериментальные ДХ ЗС.

Погрешность расчёта характеристик ЗС №1 не превышает по длине

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

волны 0.6% в резонаторной полосе и 1.1% в щелевой, так как размеры данной системы находятся в диапазоне их изменения в исходной модели.

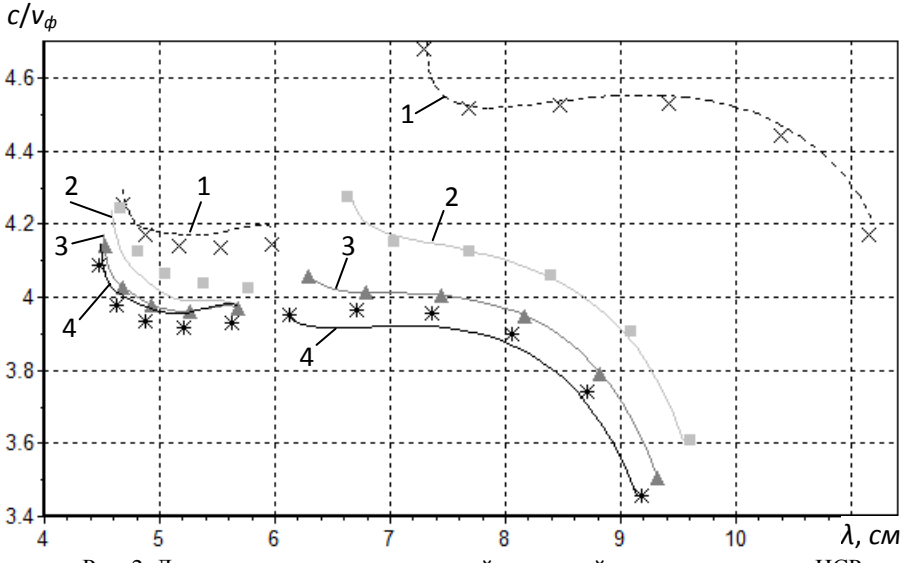


Рис. 2. Динамика слияния резонаторной и щелевой полос пропускания ЦСР
(1 – №1, 2 – №2, 3 – №3, 4 – №5; —— – расчёт; ×, ■, ▲, * – эксперимент)

Fig. 2. Dynamics of confluence of cavity and slot passbands CCC
(1 – №1, 2 – №2, 3 – №3, 4 – №5; —— – calculation; ×, ■, ▲, * – experiment)

Погрешность расчёта ДХ ЗС № 2 – 5 значительно возрастает, так как их отдельные нормированные размеры выходят за пределы изменения факторов, установленных при построении моделей. Поэтому расчет ДХ данных ЗС проводился с использованием методики корректировки исходных моделей – их «обучение» по экспериментальным ДХ [4], полученным для ЗС №3 в требуемой области изменения факторов.

На рис. 3 даны сопротивления связи минус первой и плюс первой пространственных гармоник поля в резонаторной и щелевой полосах ЗС №4. На рис. 3 приведены также расчётные значения сопротивления связи для двух значений фазового сдвига минус первой гармоники поля в резонаторной полосе, которые достаточно хорошо совпадают с экспериментальными данными (погрешность не превышает 5÷10%). Как видно из кривых рис. 3, с ростом частоты (увеличение фазового сдвига) сопротивление связи в резонаторной полосе уменьшается от 130 Ом до 1.4 Ом, в щелевой от 1 Ом до 0.4 Ом.

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

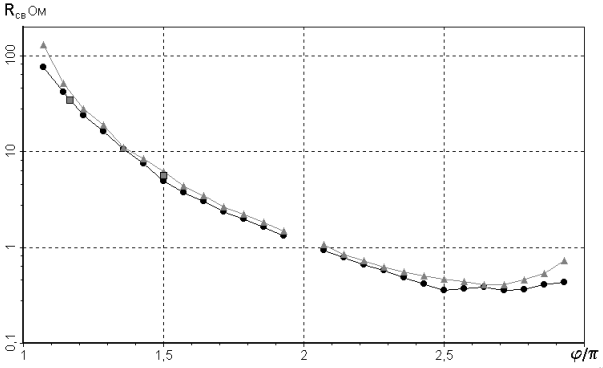


Рис. 3. Сопротивление связи минус первой и плюс первой гармоник поля ЗС №4 в резонаторной (▲) и щелевой (●) полосах при их предельном сближении; ■ – расчётные значения минус первой гармоники поля в резонаторной полосе

Fig. 3. Interaction impedance the minus first and plus first harmonic field SWS № 4 in the resonator (▲) and slot (●) passbands at their ultimate merger; ■ – calculated value the minus first harmonic of the field in the cavity passbands

Моделирование ЦСР с обращенной щелевой модой (ОЩМ) проводилось на макетах (рис. № 1б, в) с асимметричным расположением трубок дрейфа и щелями связи в виде части кольца (α=160^0). Смещение коротковолновой границы резонаторной полосы ЦСР с переходом к случаю обращения первых двух полос пропускания, при котором резонансная длина волны щелей становится больше собственной длины волны резонатора, осуществлялось путем уменьшения диаметра резонатора при увеличении отношения зазора к периоду. Исследование экспериментальных ДХ проводилось также при изменение периода ЗС.

Табл. 2. Относительные размеры макетов

Table 2. The relative sizes of the models

№ ЗС	d/L	t/L	$2r_5/L$	$r_4/2r_5$	r_3/r_4	r_2/r_5	r_1/r_2	α/π	Тип ЗС
1	0.64	0.16	4.32	0.500	0.39	0.19	0.78	0.89	Рис. 1б, в
2	0.64	0.16	3.73	0.500	0.39	0.22	0.78	0.89	Рис. 1б, в
3	0.64	0.16	3.12	0.500	0.467	0.26	0.78	0.89	Рис. 1б, в
4	0.64	0.16	2.88	0.500	0.506	0.28	0.78	0.89	Рис. 1б, в
5	0.64	0.16	2.8	0.500	0.52	0.29	0.78	0.89	Рис. 1б, в
6	0.64	0.16	2.64	0.5	0.55	0.31	0.78	0.89	Рис. 1б, в

На рис. 4 приведены экспериментальные ДХ минус первой гармоники волны в первой полосе пропускания и плюс первой гармоники волны во второй полосе пропускания вариантов ЗС (табл. 2) в динамике совмещения исследуемых полос с последующим переходом к ЦСР с ОЩМ.

При данных размерах ЗС с периодом L=12.5 мм совмещение резона-

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

торной и щелевой полос происходит при величине диаметра резонатора, равном ~ 36 мм (ЗС № 4). Последующее уменьшение диаметра резонатора приводит к обращению исследуемых полос (см. ДХ ЗС № 5,6 на рис. 4).

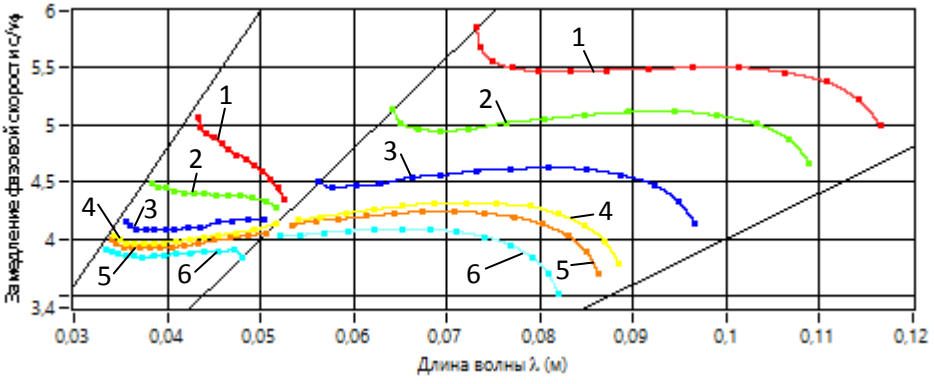


Рис. 4. Динамика сближения резонаторной и щелевой полос пропускания ЗС ЦСР (L=12.5 мм) с переходом к ОЩМ. №1 – 6 (1-6 соответственно))

Fig. 4. The dynamics of confluence of cavity and slot passbands SWS CCC (L=12.5 mm) with transition to ISM. No. 1 – 6 (1-6, respectively))

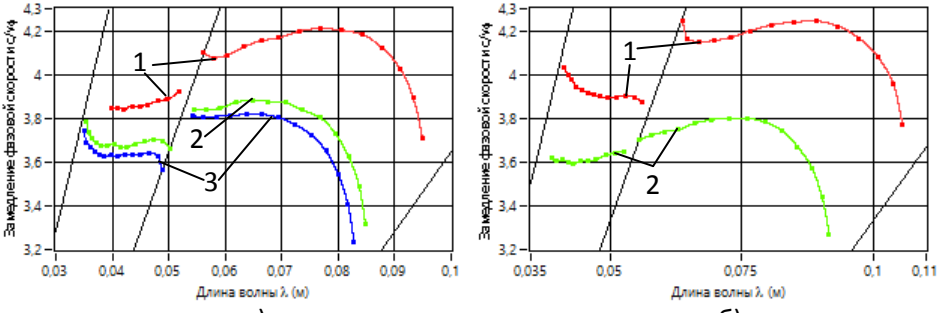


Рис. 5. ДХ рабочих гармоник резонаторного и щелевого типов волн ЗС ((а): L=13,7 мм, 1 – $2r_5$=40 мм, 2 –$2r_5$=35 мм, 3 – $2r_5$=34 мм; (б): L=15 мм, 1 – $2r_5$=46.6 мм, 2 –$2r_5$=39 мм)

Fig. 5. DC working harmonic of cavity and slot modes SWS CCC ((a): L=13.7 mm, 1 – $2r_5$=40 mm, 2 –$2r_5$=35 mm, 3 – $2r_5$=34 mm; (b): L=15 mm, 1 – $2r_5$=46.6 mm, 2 –$2r_5$=39 mm)

Аномальный характер ДХ и величина замедления в обеих полосах уменьшаются с уменьшением диаметра резонатора. Величина аномального перепада фазовой скорости волн может быть скорректирована (уменьшение крутизны аномальных участков дисперсии) при уменьшении внеш-

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

него диаметра трубки дрейфа и зазора. Такое изменение размеров ячеек ЗС приводит к увеличению концентрации электрического поля в зазоре и, соответственно, увеличению сопротивления связи рабочих гармоник.

Характер изменения ДХ ЗС ЦСР при переходе к обращенной щелевой моде с увеличением периода ЗС можно проследить по приведенным экспериментальным дисперсиям волн в исследуемых полосах пропускания на рис. 5.

При фиксированных размерах ячеек ЗС и увеличении только периода, слияние резонаторной и щелевой полос и их обращение происходит при соответствующем увеличении диаметра резонатора и уменьшении замедления (увеличении фазовой скорости гармоник волн).

4. Заключение

Проведено исследование динамики слияния резонаторной и щелевой полос пропускания ЗС типа ЦСР и последующего перехода к ЦСР с обращенной щелевой модой при варьировании диаметра резонатора, угла раскрыва щели связи, зазора и внешнего диаметра трубки дрейфа.

Математическое моделирование и подбор размеров ЗС типа ЦСР по экспериментальным ДХ, обеспечивающие слияние резонаторной и щелевой полос пропускания и их последующее обращение, позволили получить варианты ЗС с обращенной щелевой модой с различной крутизной ДХ и шириной обеих полос пропускания.

Высокая точность используемого метода расчета и оптимизации на основе регрессионных моделей ЭДХ ЦСР и планируемого физического эксперимента позволяют оптимизировать системы с обращенной щелевой модой или с совмещенными модами при заданных функциональных параметрах. Исследованные ЗС ЦСР с обращенной щелевой модой могут быть использованы при проектировании ЛБВ с повышенными требованиями к механической прочности и термостойкости. ЦСР на обращенной резонаторной моде позволяет перейти в коротковолновый диапазон без уменьшения размеров ячеек. Сопротивление связи рабочих гармоник исследуемых полос может быть увеличено методами селекции пространственных гармоник, используемыми в псевдопериодических системах [6].

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках проектной части государственного задания в сфере научной деятельности № 3.1155.2014/К.

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

Список литературы

[1] Frey J.R., Tammaru I. A coupled cavity TWT operating in the inverted slot mode./ IDEM, Washington, 1981. P. 504-506.

[2] Karp A., Ayers W.R. Design concepts for an octave-band width coupled-cavity TWT/ IDEM, Washington, 1978. P. 546-549.

[3] Накрап И.А., Савин А.Н., Вахлаева К.П. Оптимизация формы экрана замедляющей системы типа колец на встречных металлических опорах для повышения сопротивления связи// СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: Материалы 20-ой Международной Крымской конференции (КрыМиКо2010). 13-17 сентября 2010 г., Севастополь, Украина. С. 255-256.

[4] Nakrap I.A., Savin A.N., Sharaevskii Yu. P. Modeling of Wideband Slow-Wave Structures of Coupled-Cavities-Chain Type by the Impedance Design of Experiments. Journal of Communications Technology and Electronics. 2006. 51 (3), pp. 333-340.

[5] Савин А.Н., Доронин Д.М., Накрап И.А., Салий И.Н. Метод построения симплекс-суммируемого плана n-ого порядка проведения эксперимента для моделирования электродинамических характеристик замедляющих систем// Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2010. Т. 13. № 2. С. 68-75.

[6] Solntsev V.A., Nikonov D. Yu. Spatial and Frequency Selection of Waves in Pseudo-periodic Slow-Wave Structures. Journal of Communications Technology and Electronics. 2006. 51 (8), pp. 1008-1018.

References

[1] Frey J.R., Tammaru I. A coupled cavity TWT operating in the inverted slot mode./ IDEM, Washington, 1981. P. 504-506.

[2] Karp A., Ayers W.R. Design concepts for an octave-band width coupled-cavity TWT/ IDEM, Washington, 1978. P. 546-549.

[3] Nakrap, I.A.,Savin, A.N.,Vakhlaeva, C.P.Optimization of screen aspect ratio of slow-wave curcuit of type rings on opposed metal poles for increasing of coupling impedance CriMiCo 2010 20th International Crimean Conference: Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings, pp.255-256. (In Russian).

[4] Nakrap I.A., Savin A.N., Sharaevskii Yu. P. Modeling of Wideband Slow-Wave Structures of Coupled-Cavities-Chain Type by the Impedance Design of Experiments. Journal of Communications Technology and Electronics. 2006. 51 (3), pp. 333-340.

[5] Savin A.N., Doronin D.M., Nakrap I.A., Saliy I.N. Method of n-th order simplex-sum design of experiment development for the simulation of slow-wave structures electrodynamics characteristics// Physics of Wave Processes and Radio Systems. 2010. V. 13. № 2. P. 68-75. (In Russian).

[6] Solntsev V.A., Nikonov D. Yu. Spatial and Frequency Selection of Waves in Pseudo-periodic Slow-Wave Structures. Journal of Communications Technology and Electronics. 2006. 51 (8), pp. 1008-1018.

Acknowledgements

Work is performed with financial support of Ministry of Education and Science of Russian Federation within the project part of state assignment in the field of scientific activity #3.1155.2014/K.

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

Double beam BWO (backward wave oscillator) on the spiral folded rectangular waveguide

Kurayev A.A, Matveenko V.V., Rak A.O.
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics,
P. Browki, 6, Minsk, 220013, Belarus
kurayev@bsuir.by

Abstract: *A new design of the BWO terahertz range with two wide tape electronic beam is proposed. As the electrodynamic structure BWO proposed to use spiral folded waveguide on fundamental mode H_{10}. In contrast to existing designs BWO on the wavy folded waveguide [1] proposed BWO has two advantages: 1) tape electron beam may have a width $l >> \lambda_в$ ($\lambda_в$ – wavelength in the waveguide), whereas in the BWO on wavy folded waveguide $l << \lambda_в$ because opposite direction of wave propagation in the waveguide adjacent sections; This opens the opportunity to significantly increase the current electron optics and thus significantly improve the output characteristics of the BWO; 2) when $l = m \cdot \lambda_в / 2$ the electron beams excite only the backward wave, the forward wave is absent, in contrast to the BWO on wavy folded waveguides, where the narrow electron beam is equally exciting backward and forward waves.*

Keywords: *backward wave oscillator, spiral folded waveguide, wide tape electronic beam.*

Двухлучевая ЛОВ (лампа обратной волны) на спирально изогнутом прямоугольном волноводе

Кураев А.А., Матвеенко В.В., Рак А.О.
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники,
ул. П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь
kurayev@bsuir.by

Аннотация: *В статье предложена новая конструкция ЛОВ терагерцового диапазона с двумя широкими ленточными электронными потоками. В качестве электродинамической структуры ЛОВ предложено использовать спирально изогнутый волновод на основной моде H_{10}. В отличие от существующих конструкций ЛОВ на волнообразно изогнутом волноводе [1] предложенная ЛОВ имеет два преимущества: 1) ленточный электронный поток может иметь ширину $l >> \lambda_в$ ($\lambda_в$ – длина волны в волноводе), в то время как в ЛОВ на волнообразно изогнутом*

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

волноводе $l \ll \lambda_в$ из-за встречного направления распространения волны в смежных секциях волновода; благодаря этому открывается возможность существенно повысить ток электронной оптики и, соответственно, значительно улучшить выходные характеристики ЛОВ; 2) при $l = m \cdot \lambda_в / 2$ электронные лучи возбуждают только обратную волну, прямая волна отсутствует, в отличие от ЛОВ на волнообразно изогнутых волноводах, где узкий электронный поток одинаково возбуждает и прямую, и обратную волны.

Ключевые слова: лампа обратной волны, волнообразно изогнутый волновод, ленточный электронный поток.

1. Введение

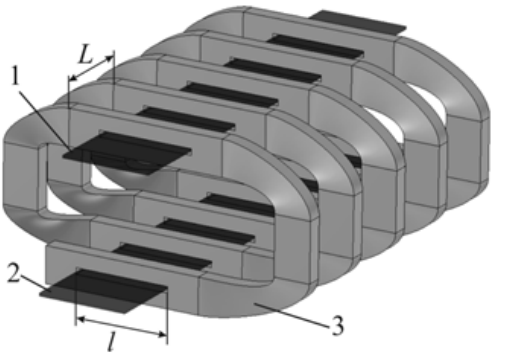
В современной терагерцовой электронной технике используются в качестве замедляющих систем ЛОВ и ЛБВ волнообразно изогнутые волноводы на основном типе волн H_{10} [1]. В таких конструкциях ввиду встречного распространения волн в смежных секциях волновода ширина ленточного электронного потока ограничивается: $l \ll \lambda_в$ (l – ширина пучка, $\lambda_в$ – длина волны в волноводе). В статье рассматривается двухлучевая ЛОВ (ЛБВ) на спирально свернутом прямоугольном волноводе. В такой конструкции предполагается $l = m \cdot \lambda_в / 2$, что открывает, с одной стороны, возможность использовать очень широкие ленточные потоки а, с другой стороны, обеспечивает разделение режимов взаимодействия с прямой и обратной волнами волновода, что позволяет при малых сигналах осуществить одновременно режим усиления на прямой волне и генерации на обратной.

2. Конструкция ЛОВ на спирально изогнутом волноводе.

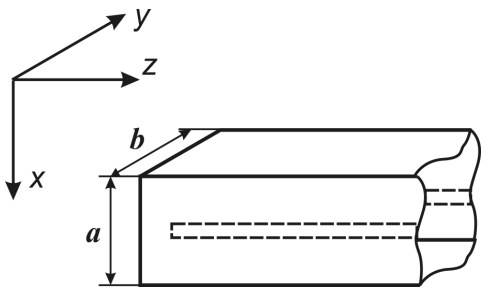
Конструкция ЛОВ изображена на рис. 1, а. Здесь 1,2 – электронные потоки, проходящие через неизлучающие щели 3 в стенках спирально изогнутого волновода 4 в максимуме электрической напряженности волны E_y. Направления векторов расчетной прямоугольной системы координат относительно стенок волновода в области взаимодействия и размеры волновода указаны на рис. 1, б. Рабочая мода волновода – H_{10}. Направление распространения волны во всех верхних секциях электродинамической структуры в областях взаимодействия пучка 1 – справа налево с фазовой

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

скоростью $\upsilon_{\Phi} = c\Big/\sqrt{1-(\lambda/2a)^2}$ (c – скорость света в пустоте, λ – длина волны в свободном пространстве). Направление распространения волны во всех нижних секциях волновода в областях взаимодействия пучка 2 – слева направо с той же фазовой скоростью υ_{Φ}. Ширина ленточного пучка 1 и пучка 2 $l_{1,2} = n\lambda_{в}/2$, $\lambda_{в} = \lambda\Big/\sqrt{1-(\lambda/2a)^2}$, n – целое число, L – расстояние между центрами смежных секций волновода.



a



b

Рис. 1. Конструкция ЛОВ

Fig. 1. BWO scheme

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

3. Особенности дискретного взаимодействия электронов с полем спирально изогнутого волновода.

1. Модуляция по скорости электронов в зазорах секций волновода. Как в первом, так и во втором ленточном пучке модуляция скорости электронов развивается вдоль ширины пучка l с фазовой скорость υ_{Φ}, равной фазовой скорости распространения волны H_{10} в волноводе при коэффициенте взаимодействия $M = \sin(\theta_0/2)/(\theta_0/2)$ где $\theta_0 = \omega b/\upsilon_0$, υ_0 – скорость электронов. Если волновод ребристый, то b следует заменить на d – зазор между ребрами.

2. Возбуждение электромагнитных волн в секциях волновода. Механизм каскадного группирования электронов в областях дрейфа между секциями подробно описан и рассчитан в [1], поэтому мы сразу положим (в одномерном приближении), что к зазору n-й секции волновода подходит сгруппированный поток с плотностью тока на первой гармонике ω:

$$\dot{\delta}_y^n = \dot{\delta}_m^n e^{j(\omega t + hz)}, \qquad (1)$$

где $h = \omega/\upsilon_{\Phi}$, z – координата вдоль ширины зазора l.

Форма (1) отвечает фазовой скорости υ_{Φ} распределения по z модуляции пучка в предыдущих зазорах. Предполагается также, что длина витка волновода равна целому числу $\lambda_в$, а скорость электронов υ_0 отвечает условию синхронизма: $L \cdot \omega/\upsilon_0 = 2\pi n,\ n = 1,2,3...$

Воспользуемся теперь уравнениями возбуждения регулярного волновода поперечным электронным током [2].

$$\dot{\vec{E}} = \dot{C}_s \dot{\vec{E}}_s + \dot{C}_{-s} \dot{\vec{E}}_{-s}, \quad \dot{\vec{H}} = \dot{C}_s \dot{\vec{H}}_s + \dot{C}_{-s} \dot{\vec{H}}_{-s}, \qquad (2)$$

$$\frac{d\dot{C}_s}{dz} = \frac{1}{N_s} \int_0^b \dot{\delta}_y^n E_{-sy} dy, \qquad (3)$$

$$\frac{d\dot{C}_{-s}}{dz} = -\frac{1}{N_s} \int_0^b \dot{\delta}_y^n E_{sy} dy, \qquad (4)$$

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

$$\dot{E}_{-sy} = \dot{E}_y e^{+jhz}, \quad \dot{E}_{sy} = \dot{E}_y e^{-jhz}, \quad h = 2\pi/\lambda_в,$$

$$N_s = \int_0^a \int_0^b \left\{ \left[\dot{\vec{E}}_s, \dot{\vec{H}}_{-s} \right] - \left[\dot{\vec{E}}_{-s}, \dot{\vec{H}}_s \right] \right\} \vec{z}_0 dxdy.$$

Подставляя (1) в (3) и (4) имеем ($E_y = const$):

$$\frac{d\dot{C}_s}{dz} = b \frac{\delta_m e^{j\omega t}}{N_s} M E_y \, e^{j2h_s z}, \tag{5}$$

$$\frac{d\dot{C}_{-s}}{dz} = -b \frac{\delta_m e^{j\omega t}}{N_s} M E_y, \tag{6}$$

Пусть ширина пучка по *z* равна *l*. Тогда приращение C_s и $\dot{C}_{-s}$ в *n*-м зазоре составляет

$$\Delta C_s^n = \frac{lb\delta_m e^{j\omega t}}{N_s} M E_y \left(e^{j2hl} - 1 \right), \tag{7}$$

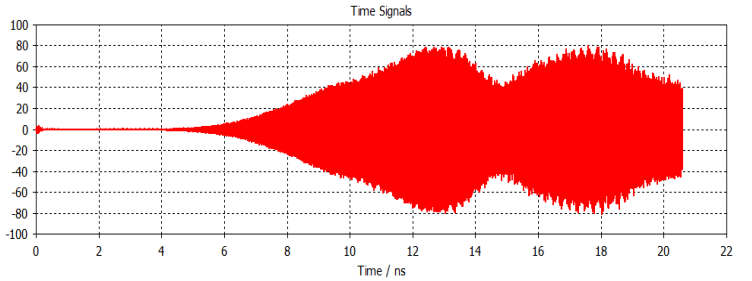
$$\Delta C_{-s}^n = -\frac{lb\delta_m e^{j\omega t}}{N_s 2h} M \tag{8}$$

Из (8) следует, что при $2hl = 2\pi m$ $\Delta C_{+s}^n = 0$. Таким образом при $l = \frac{\pi m}{h} = \frac{\lambda_в}{2} m$ прямая волна не будет возбуждаться потоком, промодулированным обратной волной.

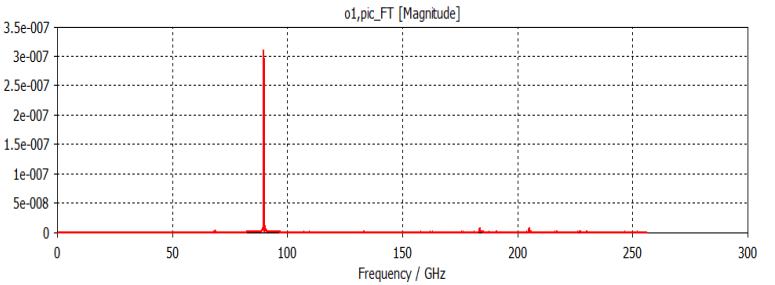
4. Результаты моделирования

В рамках работы было проведено моделирование двухлучевой ЛОВ, состоящей из 18 секций (правый конец волновода закорочен). Результаты моделирования показали эффективную генерацию. Были получены варианты генератора на частотах 0.3 – 500 ГГц. На рис. 2 приведены выходные характеристики генератора с частотой 90 ГГц. Приведенный вариант имеет следующие параметры (U_0 = 132 кВ, I_0 = 2.8 А, сечение волновода 2.3x1 мм).

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



а



б

Рис. 2. Сигнал на выходе ЛОВ (а) и его спектр (б)

Fig. 2. Output signal of BWO (a) and its spectrum

Передача энергии от поля электронному потоку (рис. 2) имеет отрицательное значение, что свидетельствует об эффективной генерации. Из рис. 3, б видно, что прибор имеет спектр близкий к гармоническому.

5. Заключение

Подтверждены два существенных преимущества ЛОВ на спирально изогнутом прямоугольном волноводе по сравнению с ЛОВ на змееобразно изогнутом волноводе: возможно использование широких ленточных электронных пучков со значительно большей величиной тока, чем в иголчатых; при ширине ленточного пучка $l = m\lambda_в/2$ имеет место одностороннее возбуждение только обратной волны. Заметим, что в рассмотренной конструкции, как показано в [3], осуществляется и режим усиления сигнала

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

по типу лампы бегущей волны (ЛБВ) причем при выполнении упомянутого выше условия $l = m\lambda_в/2$ модуляция электронов по скорости в ЛБВ в линейном приближении не зависит от наличия в волноводе обратной волны. Таким образом, в предлагаемой конструкции возможны независимые в линейном приближении одновременные режимы усиления и генерации. Эту особенность в ЛОВ можно использовать для реализации следующих режимов:

1) Левый конец волновода (вывод ЛОВ) закорочен, правый – согласован с нагрузкой; тогда сигнал ЛОВ усиливается в режиме ЛБВ и правый конец волновода – выход сигнала;

Левый конец волновода частично согласован, правый – закорочен; тогда отраженный от левого конца сигнал усиливается в режиме ЛБВ и затем поступает на вход ЛОВ, что образует сильную дополнительную связь и тем самым существенно снижает пусковой ток ЛОВ, что очень важно в терагерцовом диапазоне.

Список литературы

[1] Aksenchyk A.V., Kurayev A.A., Kirinivich I.F. Millimeter and Submillimeter O-type Amplifiers and Oscillators. The Theory and optimization. Germany: Palmarium Academic Publishing. 2014. – 154 p.

[2] Кураев А.А., Попкова Т.Л., Синицын А.К. Электродинамика и распространение радиоволн. – Москва, ИНФРА-М, 2016. – 424 с.

[3] Кураев А. А., Рак А. О Двухлучевая ЛБВ на спирально-изогнутом прямоугольном волноводе // 25-я Междунар. Крымск. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Материалы конференции. Севастополь, Россия, 2015. – С. 161–162.

References

[1] Aksenchyk A.V., Kurayev A.A., Kirinivich I.F. Millimeter and Submillimeter O-type Amplifiers and Oscillators. The Theory and optimization. Germany: Palmarium Academic Publishing. 2014. – 154 p.

[2] Kurayev A.A., Popkova T.L., Sinitsyn A.K. Electrodynamics and Electromagnetics Wave Propogation. – Moscow, INFRA-M, 2016. – 424 p.

[3] Kurayev A.A., Rak A.O. Double beam TWT on the spiral folded rectangular waveguide // 25-th International Conference "Microwave & Telecommunication Technology". Proceedings of conference. Sevastopol, Russia, 2015. – pp. 161–162.

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

W-band TWT having CW power of 80 W

Galdetskiy A.V., Bogomolova E.A., Natura I.P., Saprynskaya L.A., Sokolova I.M
JSC "RPC "Istok" named after Shokin"
Fryazino,141190, Russian Federation
galdetskiy@istokmw.ru

Abstract: *The results of components designing of low-voltage W-band TWT are presented. The tube has CW output power 80 W, bandwidth 1 GHz, cathode voltage 17.5 kV and gain 40 dB. The problems of precise fabrication of slow-wave structure and coupling circuits are considered.*

Keywords: *Traveling-wave tube, millimeter range, slow-wave structure, folded waveguide, PPM focusing system.*

ЛБВ W-диапазона с непрерывной мощностью 80 Вт

Галдецкий А.В., Богомолова Е.А., Натура И.П., Сапрынская Л.А., Соколова И.М.
АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино, 141190, Российская Федерация
galdetskiy@istokmw.ru

Аннотация: *Представлены результаты проектирования отдельных узлов низковольтной ЛБВ W-диапазона с выходной мощностью 80 Вт, рабочей полосой 1 ГГц, напряжением катода 17,5 кВ и коэффициентом усиления 40 дБ. Рассмотрены проблемы прецизионного изготовления замедляющей системы и выводов энергии лампы.*

Ключевые слова: ЛБВ, миллиметровый диапазон, замедляющая система, петляющий волновод, МПФС.

1. Введение

Создание мощных источников электромагнитного излучения W-диапазона является актуальной задачей [1-7]. Усилитель этого диапазона мощностью 40-80 Вт найдет широкое применение в сетях связи 5G, в системах высокоточной радиолокации, связи и радиовидения. Наиболее

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

подходящим прибором для таких усилителей является ЛБВ О-типа, имеющая широкую рабочую полосу, высокие КПД и коэффициент усиления.

В данной работе предложены конструкции замедляющей системы (ЗС), согласующих устройств, электронно-оптической системы, магнитной периодической фокусирующей системы для ЛБВ W-диапазона мощностью 80 Вт и полосой 1%.

2. Проектирование узлов ЛБВ

Проблемы изготовления ЛБВ, связанные с токопрохождением, тепловым режимом лампы, согласованием ЗС особенно остро проявляются в мм-диапазоне. В настоящее время ЛБВ W-диапазона разрабатываются в основном на ЗС типа спираль [8], цепочка связанных резонаторов [9], «петляющий волновод» [10], сдвоенная гребенка [11-12], металлизированный «меандр» на алмазной подложке [13], встречно-штыревого типа.

В данной работе мы рассмотрели возможность создания ЛБВ на модифицированной ЗС типа «петляющий волновод», имеющей повышенное сопротивление связи. Рабочей гармоникой является +1ая гармоника с замедлением n~4. Как показывают расчеты в традиционной конструкции ЗС высокая крутизна дисперсионной кривой не позволяет обеспечить полосу в 1 ГГц, однако она может быть получена при введении в периодическую структуру индуктивных элементов в виде короткозамкнутых отрезков волновода в Е-плоскости [10]. Кроме того, для увеличения сопротивления связи в конструкцию ЗС типа «петляющий волновод» введены втулки. На Рис.1 представлен эскиз периода модифицированной ЗС.

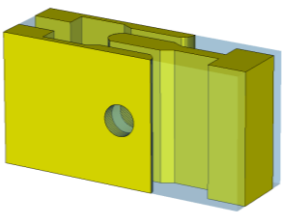


Рис.1. Эскиз одного периода модифицированной ЗС
Fig.1. Outline a single pitch of the modified SWS

Были подобраны оптимальные геометрические размеры ЗС, обеспечивающие требуемую полосу пропускания и максимально возможное сопротивление связи (Рис. 2).

ЗС в W-диапазоне имеет повышенные потери. Это приводит к снижению коэффициента усиления и мощности лампы. Выравнивание частотных характеристик лампы и повышение мощности и КПД возможно

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

путем профилирования шага ЗС. Однако при этом толщина медных диафрагм будет уменьшаться, что может привести к потере формоустойчивости в процессе изготовления структуры. В данной конструкции мы предложили зафиксировать шаг ЗС равным 1,67мм на всей длине, а профилировать замедление за счет изменения геометрии индуктивных элементов.

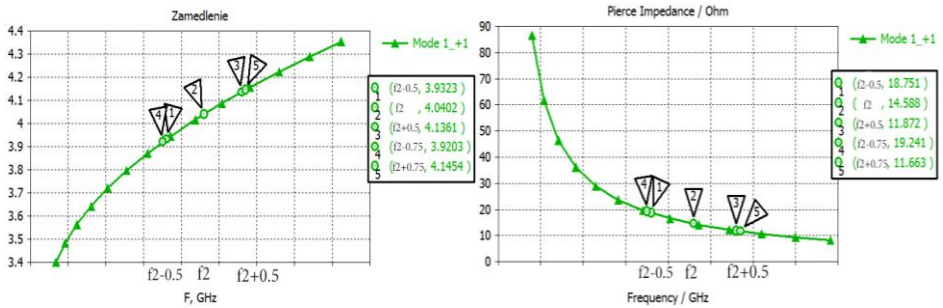


Рис. 2. АЧХ замедления и сопротивления связи в ЗС

Fig.2. Dispersion of slow-wave factor and Pierce impedance.

Оптимизация электронно-оптической системы (ЭОС) и магнитной периодической фокусирующей системы (МПФС) проведена с целью обеспечения заполнения пучком канала не более 0.45 и его пульсаций – не более 15%. Фокусировка электронного пучка осуществляется МПФС с амплитудой первой гармоники $B_1 = 0.39$ Тл и периодом 9.6 мм. Материал всех кольцевых магнитов МПФС – SmCo5 с намагниченностью 0.9 Тл в регулярной части. Для обеспечения переходной области магнитного поля в области катода и коллектора была уменьшена толщина полюсных наконечников до 3 и 2 мм соответственно. На Рис. 3 представлена электронно-оптическая система и траектории электронов в пространстве взаимодействия в статическом режиме.

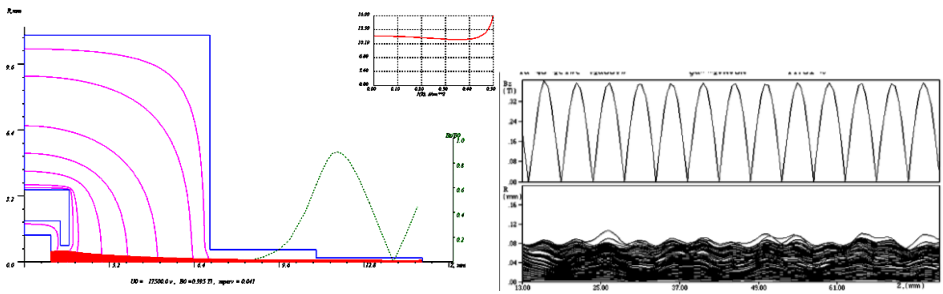


Рис. 3. Электронно-оптическая система и траектории электронов в пространстве взаимодействия в статическом режиме

Fig.3. The electron-optical system and electron trajectories in the channel in the static mode

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

На Рис. 4 представлен расчет огибающей электронного потока в пространстве взаимодействия в динамическом режиме на средней частоте.

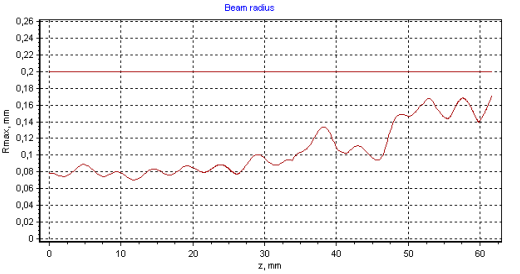


Рис. 4. Огибающая электронов в пространстве взаимодействия в динамическом режиме

Fig. 4. The envelope of electrons in the interaction space in the dynamic mode

Электронный поток проходит в коллектор без токооседания, заполнение канала пучком на выходе из пространства взаимодействия составило 0.85. На Рис. 5 представлен профиль нарастания мощности по длине пространства взаимодействия на средней рабочей частоте лампы.

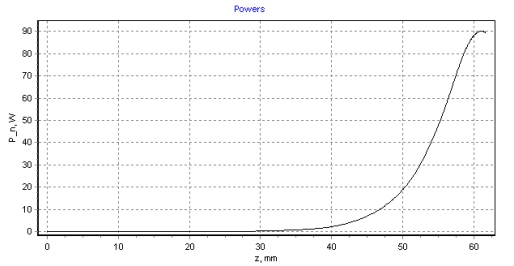


Рис. 5. Профиль нарастания мощности по длине пространства взаимодействия лампы

Fig. 5. The profile of the power increase along the interaction space of the tube

Расчетная выходная мощность в рабочей полосе частот 1 ГГц составила 80 Вт и коэффициент усиления не менее 42 дБ. Полученная мощность в 2,5 раза превышает мощность аналога с ЗС типа «диафрагмированный волновод», разработанного ранее на Истоке.

3. Прецизионное изготовление замедляющей системы и согласующих элементов

Приборы, работающие в миллиметровом диапазоне длин волн, требуют прецизионной технологии изготовления всех узлов лампы. В частности должны быть разработана технология изготовления ЗС с узлами ввода и вывода мощности усиливаемых сигналов. Пайка отдельных резо-

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

наторов ЗС, а также входного и выходного волноводов (как это обычно делается в ЦСР) приводит к появлению технологических разбросов в самых ответственных точках конструкции. Исходя из вышесказанного, было предложено изготавливать ЗС с пролетным каналом и волноводами с помощью электроэрозии за один проход. Фактически ЗС и волноводы изготавливаются из трех деталей, что позволяет исключить пайку входного и выходного волновода с ЗС. Изготовление и пролетного канала с помощью электроискрового оборудования дает возможность обеспечить малый диаметр канала и облегчить проблемы юстировки. Оптимизация геометрии входного/выходного волноводов с окнами вывода энергии (Рис. 6) обеспечила расчетное значение КСВн в рабочей полосе не более 1.07 (Рис. 7).

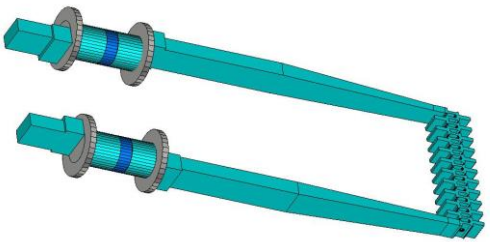


Рис. 7. Конструкция входного и выходного волноводов
Fig.7. The design of input and output waveguides

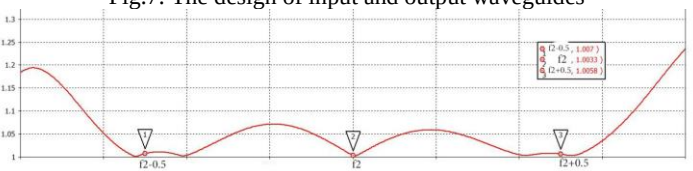


Рис. 8. Расчетная зависимость КСВн от частоты
Fig.8. The calculated VSWR dependence on the frequency

4. Заключение

Спроектированная конструкция ЛБВ с ЗС типа «петляющий волновод» должна обеспечить выходную мощность 80 Вт и коэффициент усиления 40 дБ при токе катода 94 мА и ускоряющем напряжении 17.5 кВ. Достаточная толщина диафрагм должна обеспечить высокую эксплуатационную надежность в непрерывном режиме работы и термостойкость внутренних элементов. Предложенная технология изготовления ЗС и согласующих элементов должна обеспечивать воспроизводимость параметров этих узлов и необходимый для серийного производства выход годных.

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

Выражение признательности

Авторы благодарны Н.М. Коломийцевой (АО «НПП «Исток» им. Шокина») за поддержку работы и ряд полезных советов.

Список литературы

[1] Рожнев А.Г., Рыскин Н.М., Каретникова Т.А., Торгашов Г.В., Синицын Н.И., Шалаев П.Д., Бурцев А.А. Исследование характеристик замедляющей системы лампы бегущей волны миллиметрового диапазона с ленточным электронным пучком // Изв. Вузов. Радиофизика. 2013. Т.56, № 8-9. С.601-613.

[2] А.Д. Григорьев Проектирование усилительного клистрона W-диапазона // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника, 2015, вып. 4(527), с. 22-27

[3] А.Д. Григорьев Проектирование лампы бегущей волны миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника, 2015, вып. 4(527), с. 28-34

[4] Е.А. Ракова Проектирование ЛБВ W-диапазона с замедляющей системой на алмазном теплоотводе // Успехи современной радиоэлектроники, 2016, №2, с.51

[5] Makhalov P. Design and modeling of slow-wave 260 GHz tripler // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, 2015, V. 5, No 6, P.1048

[6] Yin Y. Simulation and experiments of a W-band extended interaction oscillator based on a pseudospark-sourced electron beam // IEEE Transactions on electron devices, 2016, V. 63, No 1, P. 512

[7] Shi X. Theoretical and experimental research on a novel small tunable PCM system in staggered double vane TWT // IEEE Transactions on electron devices, 2015, vol. 62, No 12, P. 4258

[8] Kory L. C., Dayton J. A., Mearini G. T. and Lueck M. Microfabricated 94 GHz TWT // Proceedings of IVEC 2014, p.175-176

[9] Белявский Б.А., Бородин В.А., Носовец А.Ф. Мощные импульсные ЛБВ миллиметрового диапазона // Сборник статей четвертой всероссийской конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ», 2015, том 1, с. 176

[10] Иванов А.А., Соколова Н.В. Разработка ЛБВ 3 мм диапазона // Материалы XVII координационного научно-технического семинара по СВЧ технике, 2011, с. 28

[11] Gamzina D., Barchfeld R., Zhao J., Domier C. 220 GHz Ultra Wide band TWTA: Nano CNC fabrication and RF testing // 14th IEEE International Vacuum Electronics Conference IVEC 2013, Paris, France, P. 1-2.

[12] Ryskin N.M., Karetnikova T.A., Rozhnev A.G. Development and modeling of a sheet-beam sub-THz traveling wave tube // abstract of the sixteenth IEEE International Vacuum Electronics Conference IVEC 2015, Beijing, China, P. 19.2

[13] Галдецкий А.В., Ракова Е.А. Планарная замедляющая система мм диапазона – проектирование и исследование технологии изготовления // Материалы 26 Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 2016, том.1, с.339

References

[1] Rozhnev A.G., Ryskin N.M., Karetnikova T.A. et al. [Investigation of slow-wave system properties of mm-range TWT with sheet electron beam] // Izv. Vuzov. Radiophisika. 2013. V. 56, # 8-9. P. 601-613. (in Russian).

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

[2] Grigoriev A.D [Design of W-band klystron amplifier] // Elektronnaya tekhnika. Ser. 1. SVCh-tekhnika, 2015, V. 4(527), P. 22-27. (in Russian).

[3] Grigoriev A.D [Design of TWT in millimeter and sub-millimeter wavebands] // Elektronnaya tekhnika. Ser. 1. SVCh-tekhnika, 2015, V. 4(527), P. 28-34. (in Russian).

[4] Rakova E.A. [Design of W-band with slow-wave structure on diamond wafer] // Uspekhi sovremennoi radioelektroniki, 2016, No. 2, P. 51. (in Russian).

[5] Makhalov P. Design and modeling of slow-wave 260 GHz tripler // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, 2015, V. 5, No 6, P.1048

[6] Yin Y. Simulation and experiments of a W-band extended interaction oscillator based on a pseudospark-sourced electron beam // IEEE Transactions on electron devices, 2016, V. 63, No 1, P. 512

[7] Shi X. Theoretical and experimental research on a novel small tunable PCM system in staggered double vane TWT // IEEE Transactions on electron devices, 2015, vol. 62, No 12, P. 4258

[8] Kory L. C., Dayton J. A., Mearini G. T. and Lueck M. Microfabricated 94 GHz TWT // Proceedings of IVEC 2014, p.175-176

[9] Belyavsky B.A., Borodin V.A., Nosovets A.F. [High power pulsed TWTs in millimeter waveband] // in Sbornik statey 4 vserossiyskoi конференции «Elektronika I mikroelektronika SVCh», 2015, V. 1, P. 176. (in Russian).

[10] Ivanov A.A., Sokolova N.V. [Development of TWT in 3-mm waveband] // Materialy XVII koordinacionnogo nauchno-tekhnicheskogo seminara po SVCh tekhnike, 2011, P. 28. (in Russian).

[11] Gamzina D., Barchfeld R., Zhao J., Domier C. 220 GHz Ultra Wide band TWTA: Nano CNC fabrication and RF testing // 14th IEEE International Vacuum Electronics Conference IVEC 2013, Paris, France, P. 1-2.

[12] Ryskin N.M., Karetnikova T.A., Rozhnev A.G. Development and modeling of a sheet-beam sub-THz traveling wave tube // abstract of the sixteenth IEEE International Vacuum Electronics Conference IVEC 2015, Beijing, China, P. 19.2

[13] Galdetskiy A.V., Rakova E.A. [Planar mm waveband slow-wave structure – design and fabrication technology investigation] // Materialy 26 Mezhdunarodnoi Krymskoi konferencii «SVCh-tekhnika i telekommunikacionnye tekhnologii », 2016, V. 1, P.339. (In Russian).

Acknowledgements

The authors are grateful to N.M. Kolomiyceva (JSC “RPC “Istok” named after Shokin”) for her support and a number of useful advices.

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

Wideband diamond slow-wave structure in W-band

Galdetskiy A.V., Bogomolova E.A., Smirnov V.A., Deryabkin A.V., Dukhnovskiy M.P., Kulikov E.N., Smirnova A.K.
JSC "RPC "Istok" named after Shokin"
Fryazino,141190, Russian Federation
galdetskiy@istokmw.ru

Abstract: *A planar "meander" slow-wave structure based on CVD diamond wafer for W-band TWT is considered. The results of numerical simulation of its electrodynamical parameters are presented. The fabrication problems of SWS and coupling waveguides are considered. The results of the quality investigation of diamond and copper brazing are presented.*

Keywords: *TWT, slow-wave structure, sheet beam, CVD diamond, bonding.*

Широкополосная замедляющая система W-диапазона на основе алмаза

Галдецкий А.В., Богомолова Е.А., Смирнов В.А., Дерябкин А.В., Духновский М.П., Куликов Е.Н., Смирнова А.К.
АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино, 141190, Российская Федерация
galdetskiy@istokmw.ru

Аннотация: *Рассмотрена планарная замедляющая система типа «меандр» на подложке из CVD алмаза для ЛБВ W-диапазона. Представлены результаты численного моделирования ее электродинамических параметров. Рассмотрены вопросы технологии изготовления замедляющей системы и последующей сборки с выводами энергии и корпусом. Исследована технология изготовления замедляющей системы и качество соединения алмаза с медным корпусом.*

Ключевые слова: ЛБВ, замедляющая система, ленточный пучок, CVD алмаз, термодиффузионная сварка, согласующие трансформаторы.

1. Введение

В настоящее время в мире активно разрабатываются приборы миллиметрового и субмиллиметрового диапазона для радиолокации и связи [1-5]. Как правило, для изготовления таких приборов требуются прецизионные технологии: электроэрозионная обработка, nanoCNC, литографиче-

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

ские методы (например, LIGA [6] и DRIE [7]), что требует специализированного, очень дорогостоящего оборудования. Чаще всего с его помощью изготавливаются замедляющие системы (ЗС) типа «петляющий волновод» [8-10]. Они обеспечивают хороший теплоотвод и широкую полосу частот, но имеют малое сопротивление связи.

В работе представлен проект планарной ЗС типа «меандр» с высоким сопротивлением связи, выполненной из CVD алмаза, для ЛБВ W-диапазона, использующий доступное технологическое оборудование.

2. Моделирование замедляющей системы и выводов энергии

Планарная ЗС выполнена из пластин CVD алмаза, расположенных с двух сторон от ленточного пучка внутри прямоугольного волновода, в которых сформирован набор щелей и нанесены проводники в виде меандров (Рис. 1). Предложенная конструкция ЗС отличается от аналогичной планарной ЗС [11] тем, что металлический меандр формируется путем гальванического нанесения металлизации на поверхность пластины и щелей.

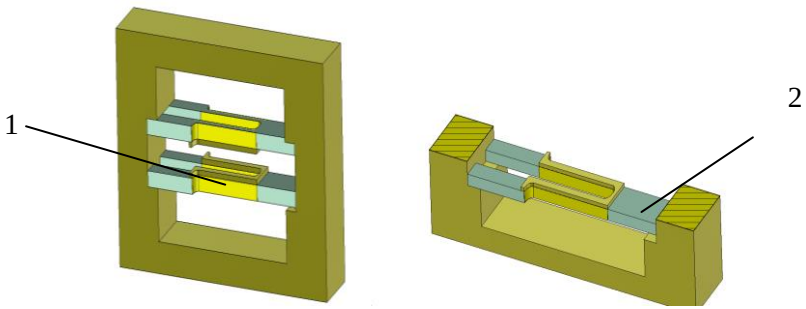


Рис. 1. Один период ЗС: 1 – металлический меандр, 2 — алмазная пластина.
Fig. 1. Single period of slow-wave structure: 1 – metal meander, 2 – diamond wafer.

ЗС обеспечивает сопротивление связи не менее 20 Ом в полосе рабочих частот не менее 5 ГГц и рабочем напряжении пучка 13 кВ (Рис. 2). Период ЗС составил 190 мкм. Пролетный канал имеет высоту 240 мкм.

Спроектированы выводы энергии из ЗС на стандартный волновод 1.2x2.4 мм, состоящие из волновода, согласующего флажка (рис. 3) и вакуумного окна. Максимальное расчетное значение КСВ всей системы в сборе в рабочей полосе составляет 1.6 (рис. 4).

3. Исследование технологии изготовления ЗС

В «Истоке» разработаны разнообразные технологии обработки CVD-алмаза. Основные технологические этапы изготовления ЗС ЛБВ:

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

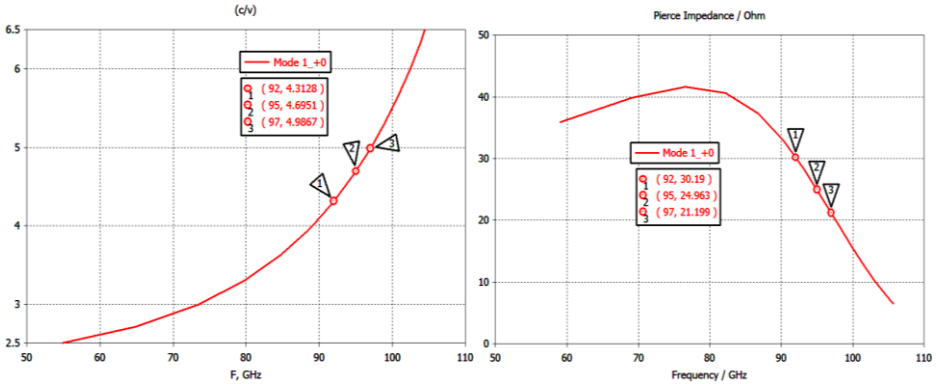


Рис. 2. АЧХ замедления и импеданса взаимодействия ЗС.

Fig. 2. Dispersion of slow-wave factor and Pierce impedance.

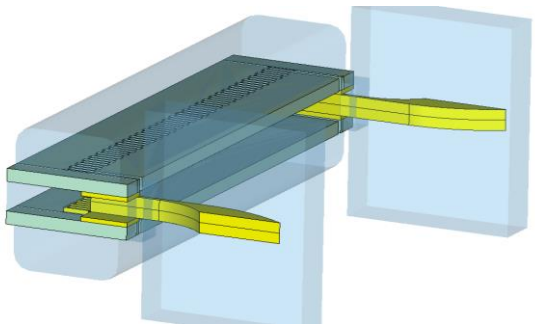


Рис.3. Структура ЗС вместе с согласующими трансформаторами.

Fig.3. SWS structure and coupling waveguides.

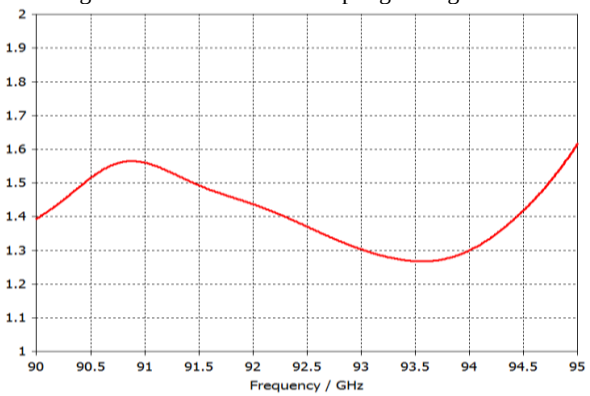


Рис. 4. Расчетный КСВ ЗС с выводами энергии.

Fig. 4. Calculated VSWR of SWS with energy outputs

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

1) Выращивание пластин поликристаллического CVD-алмаза.
2) Термошлифовка заготовок для формирования заданного профиля толщины ЗС (Рис.5).

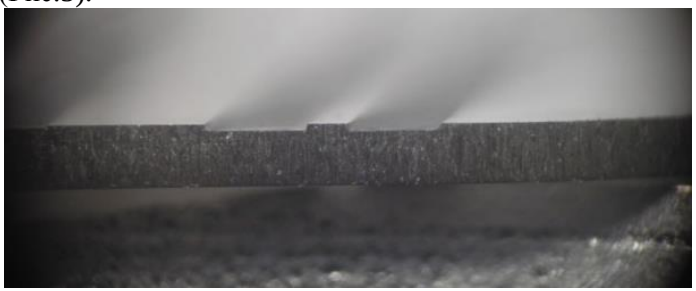
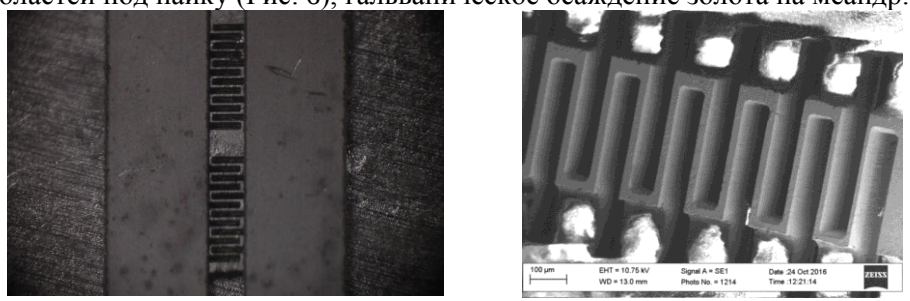


Рис. 5. Микрофотография профилированной алмазной заготовки ЗС.
Fig. 5. Micrograph of the profiled specimen of the SWS

3) Лазерная резка щелей с целью формирования меандра.
4) Очистка заготовки ЗС от графитизированных слоёв.
5) создание высокоадгезионного подслоя, которое включает:
- напыление кремния на меандр и области под пайку,
- ионное легирование для формирования слоёв Si-S-C-C,
- отжиг для восстановления нарушений кристаллической решётки;

6) напыление подслоёв вольфрама и никеля через трафарет на меандр и областей под пайку (Рис. 6), гальваническое осаждение золота на меандр.



а) б)

Рис. 6. Заготовка ЗС после напыления металлизации. Изображение с оптического микроскопа (а) и с растрового электронного микроскопа (б).
Fig. 6. SWS segment after metal sputtering. The image from optical microscope (a) and scanning electron microscope (b)

Для соединения ЗС и корпуса использован метод диффузионной сварки в вакууме. Данный метод позволяет получить неразъёмное соединение без припоя, что обеспечивает прецизионность конструкции. Однако в данном случае имелись сложности:

- взаимная не растворяемость материалов;

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

- большая разница КТР меди и алмаза;
- графитизация алмаза при высоких температурах.

Для решения первой проблемы использовалось покрытие [12], которое образует механически прочное соединение с алмазом, а также обладает растворимостью с медью, что обеспечивает механически прочное соединение алмаза с медным корпусом лампы.

Для уменьшения влияния разности КТР свариваемых материалов использовались:

- покрытие, «выравнивающее» разницу КТР. В состав покрытия входят материалы с уменьшенным относительно меди КТР;
- особый режим подъёма и снижения температуры в процессе сварки;
- создание равномерной удельной нагрузки на протяжении цикла сварки.

Для исключения графитизации алмаза применялся режим сварки с пониженной температурой и соответствующими изменениями профиля изменения температуры и удельной нагрузки.

В результате удалось подобрать оптимальные режимы получения соединения алмазной подложки с медным корпусом лампы. Механическая прочность соединения соответствует прочности адгезии покрытия с алмазом и составляет 700 кгс/см^2, что полностью отвечает требованиям нормальной работы узла в составе ЛБВ. Металлографическое исследование шлифов продемонстрировало хорошее качество соединения (рис. 7).

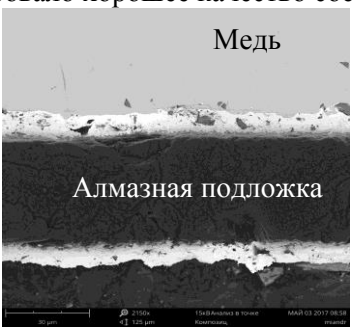


Рис. 7. Шлиф спаянных медных элементов ЗС и металлизированной алмазной подложки.
Fig. 7. Photo soldered copper elements SWS and metallized diamond substrate.

4. Заключение

Предложенная конструкция ЗС согласно расчетам позволяет получить высокое сопротивление связи и необходимую дисперсионную характеристику в 3-мм диапазоне длин волн с полосой рабочих частот в 5 ГГц и

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

увеличить выходную импульсную мощность при рабочем напряжении не более 13кВ. Рассмотрена технология изготовления ЗС. Экспериментальные образцы продемонстрировали высокое качество сварки алмаза с медью.

Выражение признательности

Авторы благодарны Б.В. Сазонову, П.М. Мелешкевичу, В.С. Парамонову, Н.А. Лябину и Н.П. Зубкову (АО «НПП «Исток» им. Шокина») за помощь в работе и полезные обсуждения.

Список литературы

[1] Srivastava V. THz vacuum microelectonic devices // J. Physics: Conf. Series. 2008. Vol. 114. No.1. P. 012015.

[2] Booske J.H., Dobbs R.J., Joye C.D., Kory C.L., Neil G.R., Park G.S., Park J.H., Temkin R.J. Vacuum electronic high power terahertz sources // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. 2011. Vol. 1. No. 1. P. 54-75.

[3] Shin Y.-M., Baig A., Barnett L.R., Tsai W.-C., Luhmann N.C., Pasour J., Larsen P. Modeling investigation of an ultrawideband terahertz sheet beam traveling-wave tube amplifier circuit // IEEE Trans. Electron Devices. 2011. Vol. 58. No. 9. P. 3213-3219.

[4] Shin Y.-M., Baig A., Barnett L.R., Tsai W.-C., Luhmann N.C. System design analysis of a 0.22-THz sheet-beam traveling-wave tube amplifier // IEEE Trans. Electron Devices. 2012. Vol. 59. No. 1. P. 234-240.

[5] Рожнев А.Г., Рыскин Н.М., Каретникова Т.А., Торгашов Г.В., Синицын Н.И., Шалаев П.Д., Бурцев А.А. Исследование характеристик замедляющей системы лампы бегущей волны миллиметрового диапазона с ленточным электронным пучком // Изв. Вузов. Радиофизика. 2013. Т.56, № 8-9. С.601-613.

[6] Гольденберг Б.Г. Базовые принципы LIGA-технологии [электронный ресурс]. // www.ssrc.inp.nsk.su/CKP/lections/Theory_of_LIGA-tecnology.pdf

[7] Thevenoud J.M., Mercier B., Bourouina T., Marty F., Puech M., Launay N. DRIE technology: from micro to nanoapplications // 2017 https://www.researchgate.net/publication/228781147_DRIE_TECHNOLOGY_FROM_MICRO_TO_NANOAPPLICATIONS. [Web page]

[8] Joye C. D., Cook A. M., Calame J. P. // et al. Demonstration of a High Power, Wideband 220-GHz Traveling Wave Amplifier Fabricated by UV-LIGA // IEEE Trans. on Electron Devices, vol. 61, no. 6, 2014, p. 1672-1678.

[9] Jinjun Feng, Jun Cai, Yinfu Hu // et al. Development of W-band Folded Waveguide Pulsed TWTs. IEEE Trans. on Electron Devices, vol. 61, no. 6, 2014, p. 1721-1725

[10] Huarong Gong, Yubin Gong, Tao Tang // et al. Experimental Investigation of a High-Power Ka-Band Folded Waveguide Traveling-Wave Tube. IEEE Trans. on Electron Devices, vol. 58, no. 7, 2011, p.2159-2163

[11] Galdetskiy A.V., Rakova E.A. Millimeter range planar slow-wave structure - designing and investigation of manufacturing technology // 26 th International conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2016). P. 339-347.

[12] Духновский М.П., Крысов Г.А., Ратникова А.К. Металлизация пластин из искусственного CVD-алмаза // Электронная техника. Серия 1. СВЧ-техника. Вып. 1(494). 2008. С.3-7.

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

References

[1] Srivastava V. THz vacuum microelectonic devices // J. Physics: Conf. Series. 2008. Vol. 114. No.1.012015.

[2] Booske J.H., Dobbs R.J., Joye C.D. et al. Vacuum electronic high power terahertz sources // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. 2011. Vol. 1. No. 1. P. 54-75.

[3] Shin Y.-M., Baig A., Barnett L.R., Tsai W.-C. et al. Modeling investigation of an ultrawideband terahertz sheet beam traveling-wave tube amplifier circuit // IEEE Trans. Electron Devices. 2011. Vol. 58. No. 9. P. 3213-3219.

[4] Shin Y.-M., Baig A., Barnett L.R., Tsai W.-C., Luhmann N.C. System design analysis of a 0.22-THz sheet-beam traveling-wave tube amplifier // IEEE Trans. Electron Devices. 2012. Vol. 59. No. 1. P. 234-240.

[5] Rozhnev A.G., Ryskin N.M., Karetnikova T.A. et al. [Investigation of slow-wave system properties of mm-range TWT with sheet electron beam] // Izv. Vuzov. Radiophisika. 2013. V.56, # 8-9. P.601-613. (In Russian).

[6] Goldenberg B.G. [Basic principles of LIGA-technology] // [Web page] www.ssrc.inp.nsk.su/CKP/lections/Theory_of_LIGA-tecnology.pdf (In Russian).

[7] Thevenoud J.M., Mercier B., Bourouina T., Marty F., Puech M., Launay N. DRIE technology: from micro to nanoapplications // 2017 https://www.researchgate.net/publication/228781147_DRIE_TECHNOLOGY_FROM_MICRO_TO_NANOAPPLICATIONS. [Web page]

[8] Joye C. D., Cook A. M., Calame J. P. et al. Demonstration of a High Power, Wideband 220-GHz Traveling Wave Amplifier Fabricated by UV-LIGA // IEEE Trans. on Electron Devices, vol. 61, no. 6, 2014, P. 1672-1678.

[9] Jinjun Feng, Jun Cai, Yinfu Hu // et al. Development of W-band Folded Waveguide Pulsed TWTs. IEEE Trans. on Electron Devices, vol. 61, no. 6, 2014, p. 1721-1725

[10] Huarong Gong, Yubin Gong, Tao Tang // et al. Experimental Investigation of a High-Power Ka-Band Folded Waveguide Traveling-Wave Tube. IEEE Trans. on Electron Devices, vol. 58, no. 7, 2011, p.2159-2163

[11] Galdetskiy A.V., Rakova E.A. Millimeter range planar slow-wave structure - designing and investigation of manufacturing technology // 26 th International conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2016). 2016, P. 339-347.

[12] Dukhnovsky M.P., Krysov G.A., Ratnikova A.K. [Metallization of artificial CVD-diamond wafers] // Elektronnaia tekhnika. Series 1. SVCh-tekhnika. V. 1(494). 2008. P.3-7. (In Russian).

Acknowledgements

The authors are grateful to B.V. Sazonov, P.M. Meleshkevich, V.S. Paramonov, N.A. Lyabin and N.P.Zubkov (JSC “RPC “Istok” named after Shokin”) for their support and a number of useful discussions.

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

Simulation of processes in the traveling wave tube O-type amplifier of terahertz range

Nguyen Ch. Z., Kovtun D.G.
Volgograd State Technical University
Volgograd, 400005, Russian Federation
zuzuvolga@gmail.com

Abstract: *The paper presents a numerical model of the O-type TWT amplifier the THz band with the slow-wave structure double-comb type structure. Particle-in-cell (PIC) simulation results show that this circuit can be used to obtain 7.5 W peak power in the THz band with a gain of 9 dB, provided that the monoenergetic electron beam is injected into the interaction space.*

Keywords: *TWT amplifier, slow-wave-structure, electron beam, staggered-double-vane, FDTD.*

Моделирование процессов в усилителе ЛБВ–О типа терагерцевого диапазона

Нгуен Ч. З., Ковтун Д.Г.
Волгоградской государственный технический университет
г. Волгоград, 400005, Российская Федерация
zuzuvolga@gmail.com

Аннотация: *В работе представлена численная модель усилителя ЛБВ-О типа ТГц-диапазона с замедляющей структурой типа сдвоенная гребенка. Результаты моделирования методом «частиц-в-ячейке» (PIC) показывают, что эта схема может быть применена для получения 7.5 Вт пиковой мощности в ТГц-диапазоне с коэффициентом усиления 9 дБ, при условии инжекции в пространство взаимодействия моноскоростного ленточного электронного потока.*

Ключевые слова: *ЛБВ усилитель, замедляющая структура, электронный поток, сдвоенная гребенка, FDTD.*

1. Введение

В последнее время большое внимание уделяется вакуумным электронным устройствам в терагерцевом диапазоне. Для практических применений требуются устройства с малыми размером структуры и с мощным

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

выходом сигнала в широком частотном диапазоне. Из всех вакуумных усилителей, лампа бегущей волны О-типа (ЛБВО) является одним из наиболее интересных вариантов из-за комбинации её характеристик по полосе пропускания и мощности [1].

В качестве замедляющей структуры (ЗС), работающих в терагерцовой полосе частот, можно отметить ЗС типа сдвоенной гребенки (SDV), предложенную коллективом Шина на основе комбинации гребенок и ленточного пучка. Предполагается, что такой тип ЗС имеет сильное симметричное распределение аксиального электрического поля вдоль направления распространения электронного пучка и работает в основном режиме (TE_{10}) на первой пространственной гармонике. Моделирование и эксперименты показывают, что выходная мощность такого ЛБВО усилителя может достигать нескольких сотен ватт с небольшим отражением при терагерцевом режиме [2].

Моделирование усилителя с использованием строгих электродинамических программ требует больших затрат вычислительных ресурсов и большого времени, особенно с помощью современных универсальных 3D-пакетов, основанных на методе конечных элементов (HFSS, FreeFem++, COMSOL и др.) или конечных разностей (MAGIC, CST Studio и др.). Такие затраты сократятся если использовать программы, оптимизированными под конкретную задачу расчета усилителя определенной конфигурацией. В данной работе приводятся описание модели конкретного усилителя, граничные условия, использованные методы и результаты моделирования с помощью простой программы, написанной на языке C++ на основе метода конечных разностей во временной области (FDTD).

2. Исследуемая модель

Так как моделируемая система содержит большое количество частиц, то для снижения вычислительной сложности используется метод крупных частиц, заключающийся в том, что масса и заряд частицы увеличивается в некоторое число раз, что позволяет использовать уравнение движения без изменения [3]. Заряд и масса покоя крупной частицы:

$$q = K.q_e; \qquad m = K.m_e,$$

где q_e, m_e – заряд и масса покоя электрона, K – коэффициент укрупнения, определяется формулой:

$$K = \frac{I.dt}{N_D.q_e},$$

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

где N_0 – количество крупных частиц, испускаемых из пушки за шаг времени *dt*.

В результате, численно решаемые на временном шаге *dt*, релятивистские уравнения движения крупной частицы в полях $\boldsymbol{E}$ и $\boldsymbol{B}$ можно записать в виде:

$$\begin{cases} \frac{d\boldsymbol{p}}{dt} = \boldsymbol{F} = q(\boldsymbol{E} + [\boldsymbol{v}\boldsymbol{B}]) \\ \frac{d\boldsymbol{r}}{dt} = \frac{\boldsymbol{p}c}{\sqrt{\boldsymbol{p}^2 + m^2c^2}} \end{cases},$$

где $\boldsymbol{E} = \boldsymbol{E}_0 + \boldsymbol{E}_{\text{пр}}$ и $\boldsymbol{B} = \boldsymbol{B}_0 + \boldsymbol{B}_{\text{пр}}$, $\boldsymbol{E}_0$ и $\boldsymbol{B}_0$ – внешние поля, $\boldsymbol{E}_{\text{пр}}$ и $\boldsymbol{B}_{\text{пр}}$ – поля пространственного заряда, которые определяются из решения уравнений Максвелла методом «частица-в-ячейке» [4].

Определение плотности тока и напряженности полей в дискретных точках сетки зависит от модели распределения плотности частиц в области, ближайшей узлу сетки, или модели интерполяции [3]. В данной работе используется модель «облака-в-ячейке» (CIC), в которой функция распределения линейна.

В целях апробации модели, были выбраны характеристики устройства, описанного в работе [5] для усилителя диапазона 0.2 ТГц с выходной мощностью порядка 10 Вт (рис. 1).

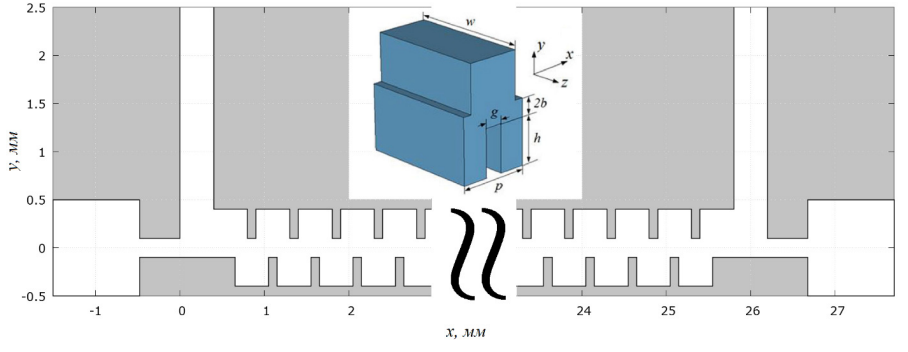


Рис. 1. Модель и трехмерный схематический график одного периода структуры сдвоенной гребенки для ТГц ЛБВ-усилителя.

Fig. 1. Model and three-dimensional schematic plot of a single period of the SDV structure for THz TWT amplifier

Электронный пучок инжектируется из пушки с начальной скоростью, соответствующей напряжению 20 кВ, в направлении оси *Ox*. Пушка и коллектор расположены в волноводах размером 1000×1000×850 мкм^3.

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

Такой негабаритный волновод с режимом TE_{10} встроен сразу после волновода ответвителя, чтобы максимизировать мощность, не соответствующую направлению электронной пушки [2].

Ввод усиливаемого сигнала и вывод мощности в рассматриваемой модели осуществляется через волноводы, перпендикулярные к оси *Ox* (рис. 1). Так как торцы данных волноводов оказываются открытыми в свободное пространство, то для них, в качестве граничных условий, используется условия «Идеально согласованных слоев» (PML) [4].

3. Практические результаты

При реализации численной модели прежде всего было проверено распространение волны в усилителе при холодном режиме. Из рисунков 2a-2d следует, что характеристики волны типа TE_{10} сохраняются в процессе прохождения через усилитель.

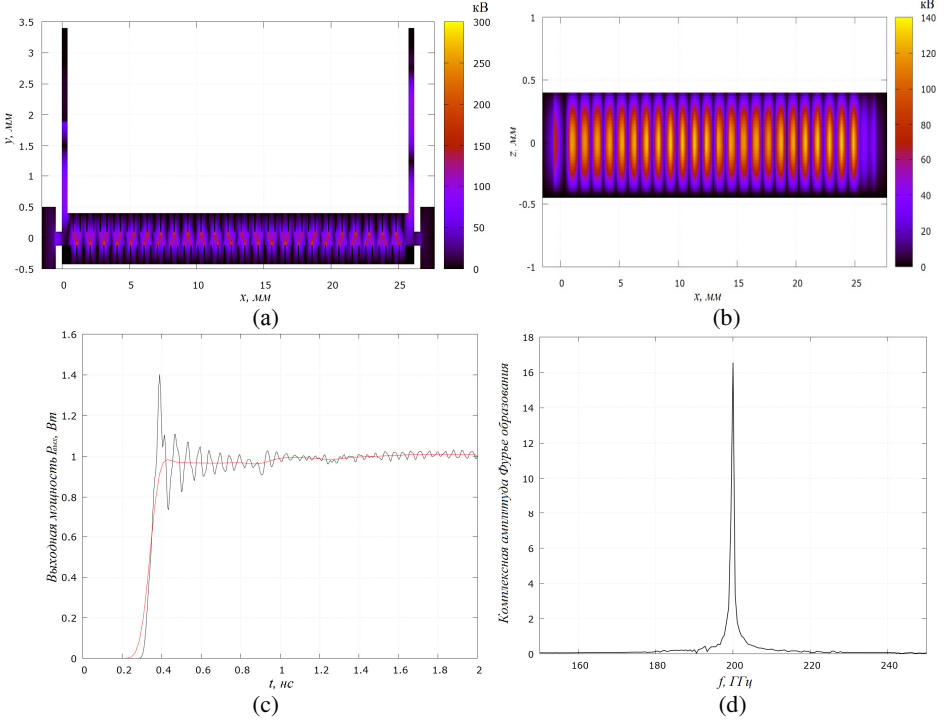


Рис. 2. Характеристики распространения волны TE_{10} при холодном режиме: модуль электрического поля на плоскости *xOy* (a) и *xOz* (b), мощность (c) и спектр (d) выходной волны.

Fig. 2. Characteristics of TE_{10} wave propagation in the cold regime: the electric field module in *xOy* (a) and *xOz* (b) planes, power (c) and output spectrum (d)

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

Результаты расчетов с учетом самосогласованного взаимодействия электронного потока с полем ЗС, представлены на рисунках 3a-3d. Вид электронного потока и его характеристики показаны в момент времени 3,9 *нс*, когда крупные частицы начали вылетать из пролетного канала. Из рисунков хорошо виден процесс группировки электронного потока по плотности и отдачи кинетической энергии электронами электромагнитному полю ЗС.

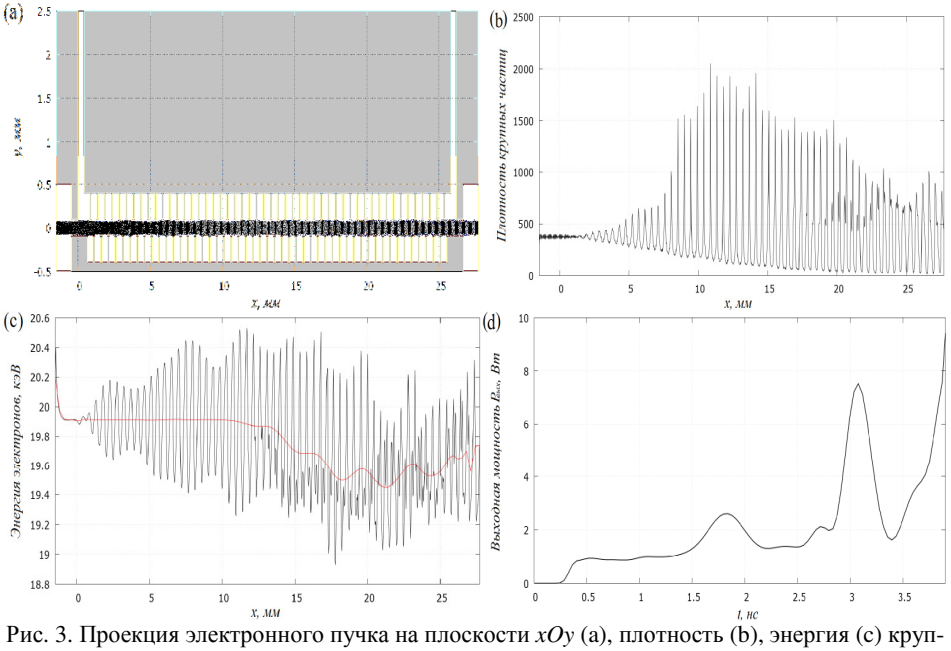


Рис. 3. Проекция электронного пучка на плоскости *xOy* (a), плотность (b), энергия (c) крупных частиц вдоль оси *Ox* и зависимость выходной мощности от времени (d).

Fig. 3. The projection of electron beam in *xOy* plane (a), density (b), energy (c) of macro-particles along *Ox* axis and dependence of output power on time (d)

Можно отметить, что график мощности во временной области имеет значительные колебания из-за отраженного потока мощности но такое поведение не является неожиданным в переходном процессе.

4. Заключение

Таким образом, в работе представлены результаты применения модели на примере усилителя ЛБВ-О диапазона 0.2 ТГц с выходной мощностью порядка 10 Вт. Результаты расчетов позволяют детально исследовать

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

параметры, как электронного потока, так и полей структуры. Кроме того полученные данные хорошо согласуются с результатами, приведенными в других независимых работах [2,5], что позволяет использовать модель для исследования характеристик подобных приборов с другой геометрией пространства взаимодействия и параметрам электронного потока. Так же, при дальнейшем исследовании данной модели, предполагается отследить работу усилителя на более длительном временном промежутке и рассмотреть холодное поглощение электронов ламелями до следующей устойчивой фазы усиления.

Список литературы

[1] Booske J.H., Dobbs R.J., Joye C.D., Kory C.L., Neil G.R., Park G.-S., Park J., Temkin R.J. Vacuum electronic high power terahertz sources // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. 2011. Vol. 1. No. 1. P. 54–75.

[2] Shin Y.-M., Baig A., Barnett L.R., Tsai W.-Ch., Luhmann N.C. System design analysis of a 0.22-THz sheet-beam traveling-wave tube amplifier // IEEE Trans. ElectronDevices. 2012. Vol. 59. No 1. P. 234–240.

[3] Григорьев Ю.Н., Вшивков В.А., Федорук М.П. Численное моделирование методами частиц-в-ячейках. Новосибирск : СО РАН. 2004. 360 с.

[4] Inan U.S., Marshall R.A. Numerical Electromagnetics: The FDTD Method. Cambridge University Press. 2011. 404 p.

[5] Каретникова Т.А., Рожнёв А.Г., Рыскин Н.М., Торгашов Г.В., Синицын Н.И., Григорьев Ю.А., Бурцев А.А., Шалаев П.Д. Моделирование лампы бегущей волны субтерагерцевого диапазона с замедляющей системой типа сдвоенной гребенки и ленточным электронным пучком // Радиотехника и электроника. 2016. Т. 61. № 1. С. 54-60. (в печати)

References

[1] Booske J.H., Dobbs R.J., Joye C.D., Kory C.L., Neil G.R., Park G.-S., Park J., Temkin R.J. Vacuum electronic high power terahertz sources. IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol., 2011, vol, 1, no. 1, pp. 54–75.

[2] Shin Y.-M., Baig A., Barnett L.R., Tsai W.-Ch., Luhmann N.C. System design analysis of a 0.22-THz sheet-beam traveling-wave tube amplifier. IEEE Trans. ElectronDevicesk, 2012, vol. 59, no 1, pp. 234–240.

[3] Grigoryev Yu.N., Vshivkov V.A., Fedoruk M.P. Numerical simulation by particle-in-cell methods. Novosibirsk: SB RAS, 2004, 360 p. (In Russian).

[4] Inan U.S., Marshall R.A. Numerical Electromagnetics: The FDTD Method. Cambridge University Press, 2011, 404 p.

[5] Karetnikova T.A., Rozhnev A.G., Ryskin N.M., Torgashov G.V., Sinitsyn N.I., Grigoriev Yu.A., Burtsev A.A., Shalaev P.D. [Modeling a Subterahertz Traveling-Wave-Tube with a Slow-Wave Structure of the Double Grating Type and a Sheet Electron Beam]. Radiotekhnika i Elektronika, 2016, vol. 61, no. 1, pp. 54–60. (In Russian).

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

Development and experimental study of W-band 50 W TWT

Ivanov A.A.
Open Joint Stock Company "SPE "Salut"
Nizhniy Novgorod, 603950, Russian Federation
antiva@mail.ru

Abstract: *The article presents the results of the W-band TWT development. Different design versions of the TWT's slow wave structure and electron-optical system were studied and simulated. The technology is developed and experimental TWT models, based on the "modified folded waveguide" slow wave structure, were fabricated. A saturated power of more than 50 W with a gain of more than 31 dB in the 6% bandwidth is obtained. The ways of increasing the output characteristics of the W-band TWT are outlined.*

Keywords: *W-band, folded waveguide, coupling impedance, phase velocity, isochronous section, RF window, recuperation.*

Разработка и экспериментальные исследования ЛБВ W-диапазона с выходной мощностью 50 Вт

Иванов А.А.
Открытое Акционерное Общество "НПП "Салют"
г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
antiva@mail.ru

Аннотация: *В докладе представлены результаты разработки ЛБВ W-диапазона. Исследованы и рассчитаны варианты конструкций замедляющей и электронно-оптической систем ЛБВ. Разработана технология и изготовлены экспериментальные макеты ЛБВ, основанные на замедляющей системе типа "модифицированный петляющий волновод". Получена выходная мощностью более 50 Вт с коэффициентом усиления более 31 дБ в рабочей полосе 6%. Намечены пути повышения выходных характеристик ЛБВ W-диапазона.*

Ключевые слова: W-диапазон, петляющий волновод, сопротивление связи, фазовая скорость, изохронная секция, окно вывода энергии, рекуперация.

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

1. Введение

Разработка и создание ЭВП коротковолновой части миллиметрового диапазона длин волн и длинноволновой части терагерцового диапазона является бурно развивающимся направлением, имеющим большие перспективы в различных отраслях народного хозяйства. Такие приборы находят свое применение в области радиовидения, используются в высокоскоростных линиях связи, позволяют повысить чувствительность и разрешающую способность радиолокационных станций бортового и наземного базирования.

На предприятии ОАО "НПП "Салют" ведутся исследования по созданию ЛБВ W-диапазона с выходной мощностью достаточной для решения перечисленных выше задач. Был проведен анализ известных зарубежных аналогов, описанных в открытой печати [1 - 4], большинство из которых работают на напряжении выше 20 кВ с током пучка более 150 мА при выходной мощности до 100 Вт в полосе частот до 5 % и имеют жидкостное охлаждение. Однако, высокое рабочее напряжение увеличивает массогабаритные параметры источника питания ЛБВ и снижает его надежность, а наличие жидкостного охлаждения ограничивает область применения прибора. На основе проведенного анализа были сформулированы цели и задачи разработки ЛБВ W-диапазона с уменьшенными рабочим напряжением (не более 13 кВ) и током пучка (не более 100 мА), с выходной мощностью более 50 Вт в полосе частот до 10 % и с воздушным охлаждением.

2. Замедляющая система и элементы согласования

Для широкополосной низковольтной ЛБВ необходимо выбрать такую замедляющую систему (ЗС), у которой рабочая прямая гармоника имеет достаточно высокое сопротивление связи и замедление при минимальной дисперсии в широкой полосе частот.

Классическая для ЛБВ спиральная ЗС обладает нужным уровнем всех необходимых характеристик кроме теплостойкости. В W-диапазоне она имеет диаметр пролетного канала порядка 0,2 мм и толщину проволоки порядка 0,02 мм [5], что не позволяет обеспечить необходимую соосность элементов электронно-оптической системы (ЭОС) и приводит к токооседанию на спираль, ее перегреву и разрушению из-за ограниченного теплоотвода.

Из многих цельнометаллических замедляющих систем, обладающих высокой теплопроводностью, наиболее полно предъявляемым

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

требованиям отвечает ЗС типа «петляющий волновод» (ПВ) [5,6]. Рабочей гармоникой в такой ЗС является +1-я, обладающая слабой дисперсией в широкой полосе частот (более 30%). При периоде структуры порядка L≈1мм и диаметре пролетного канала d≈0,5мм может быть достигнуто замедление n≈(4,5-5), что соответствует рабочему напряжению U≈(10-14) кВ.

Из недостатков данной ЗС стоит отметить низкое значение сопротивления связи рабочей гармоники (менее 10 Ом) в рабочей полосе частот. Для решения этой проблемы была применена модифицированная конструкция "петляющего волновода" (рис. 1), благодаря чему удалось поднять значение сопротивления связи до 25-30 Ом и снизить его неравномерность в полосе пропускания ЗС (рис.2).

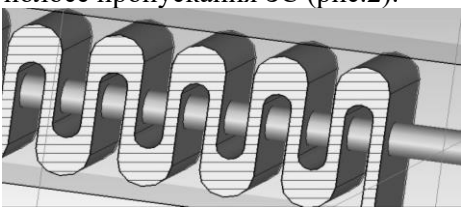


Рис. 1. ЗС модифицированный петляющий волновод (МПВ).
Fig. 1. Modified folded waveguide SWS (MFWG).

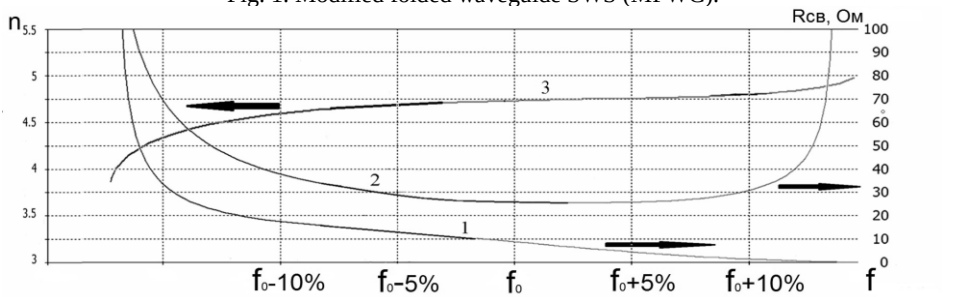


Рис. 2. 1 - сопротивление связи регулярного ПВ; 2 - сопротивление связи МПВ; 3 - дисперсионная характеристика МПВ.
Fig. 2. 1 - regular FWG coupling impedance; 2 - MFWG coupling impedance; 3 - MFWG dispersion characteristic.

Данная конструкция представляет собой ПВ с переменным поперечным сечением. Причем, зауженные области, в которых концентрация электрического поля выше чем в остальной части волновода, расположены вблизи пролетного канала, что позволяет электронному пучку взаимодействовать с полем бегущей волны более

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

эффективно. Несмотря на то, что такая ЗС имеет более узкую полосу пропускания (менее 25%), она обладает повышенным сопротивлением связи и может быть использована для работы в ЛБВ W-диапазона.

Моделирование основных узлов ЛБВ, отвечающих за согласование ЗС с внешним волноводным трактом(окно ввода–вывода энергии, согласующий трансформатор), показало, что расчетные значения КСВн входа и выхода ЛБВ не превышают 1,4 в полосе частот более 15%. С помощью векторного анализатора цепей R&Sh ZVA 40 проведены измерения КСВН изготовленного макета, состоящего из основных СВЧ элементов лампы. Измеренные значения КСВН по входу и выходу ЛБВ не более 1,5 в полосе частот до 13 % (рис.3).

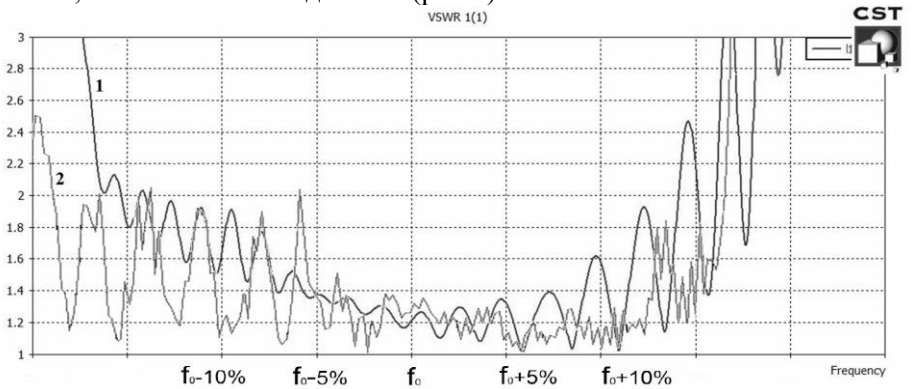


Рис. 3. Расчетные (1) и измеренные (2) значения КСВН.
Fig. 3. Calculated (1) and measured (2) VSWR values.

3. Электронно-оптическая и магнитная фокусирующая системы

В расчетах электронно-оптической системы (ЭОС) с импрегнированным катодом использовалась модель электронной пушки с анодом электрически изолированным от замедляющей системы. Наличие дополнительной фокусирующей линзы облегчает согласование электронного пучка с магнитным полем и позволяет плавно регулировать ток пучка, не нарушая его структуры при юстировке лампы [7,8].

После цикла расчетов магнитной периодической фокусирующей системы (МПФС) с магнитами марки КС25-ДЦ240 из слава *Sm-Co* и определения размеров полюсных наконечников из стали АРМКО было найдено распределение магнитного поля на оси системы обеспечивающее 100% прохождение пучка в пролетном канале. При этом, для уменьшения

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

пульсаций электронного пучка и достижения максимального токопрохождения, каждому магниту подбиралась своя намагниченность.

После оптимизации были выбраны параметры ЭОС и МПФС представленные в таблице 1.

Табл. 1. Параметры электронно-оптической и магнитной фокусирующей систем.
Table. 1. Electron-optical and Magnetic focusing systems parameters.

Ток пучка, мА Beam current, mA	95,0
Ускоряющий потенциал, В Accelerating potential, V	12500
Потенциал анода, В Additional anode potential, V	7000
Диаметр катода, мм Cathode diameter, mm	1,2
Диаметр пролетного канала, мм Beam channel diameter, mm	0,46
Длина пролетного канала, мм Beam channel length, mm	90
Амплитуда поля на оси магнитной системы, Гс On axis magnetic field amplitude, Gs	3700-4000
Период магнитной системы, мм Magnetic system period, mm	7,6
Толщина магнита, мм Magnet thickness, mm	2,5
Внутренний / внешний диаметр магнита, мм Internal / external magnet diameter, mm	6 / 25
Внутренний / внешний диаметр полюсного наконечника, мм Internal / external pole piece diameter, mm	4,8 / 20
Заполнение канала пучком Beam filling factor	0,73
Средний радиус пучка, мм Average beam radius, mm	0,17

4. Расчет выходных параметров ЛБВ и результаты эксперимента

В программе CST Studio с помощью модуля Particle In Cell смоделирована задача взаимодействия электронного потока с электромагнитной волной ЗС. Размер минимальной ячейки разбиения составлял 0,02 мм, общее количество частиц $23*10^6$ шт. Расчет проводился для модели ЛБВ с параметрами и режимами указанными в таблице 1 и мощностью входного сигнала 35 мВт. Расчетная мощность СВЧ сигнала на выходе замедляющей системы ЛБВ составила более 70 Вт в рабочей полосе 11%. Этот расчет позволил также получить энергетический спектр электронов в отработанном пучке на выходе из ЗС для определения оптимального напряжения рекуперации на одноступенчатом коллекторе и технического КПД. Они получились 3,6 кВ и 20 % соответственно.

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

Реальная величина выходной мощности получается меньше расчетной из-за влияния неучтенных факторов таких, как неидеальные условия ввода пучка, неточность изготовления и сборки прибора, что сказывается на токопрохождении лампы. На образцах ЛБВ, изготовленных в соответствии с приведенными выше результатами расчетов, выходная мощность более 50 Вт наблюдалась при оптимальном ускоряющем напряжении 11,8 кВ в полосе частот 6% с токопрохождением 85-95%.

Сравнение прочих экспериментальных и расчетных параметров ЛБВ приведено в таблице 2.

Табл. 2. Основные параметры ЛБВ.
Table 2. Basic TWT parameters.

Наименование параметра Parameter name	Расчет Calculation	Эксперимент Experiment
Входная мощность, мВт Input power, mW	35	30
Выходная мощность, Вт Saturated power, W	70	50
Коэффициент усиления, дБ Gain, dB	33	32,2
Полоса рабочих частот, % Bandwidth, %	11	6
Ускоряющий потенциал, В Accelerating potential, V	12500	11800
Потенциал анода, В Additional anode potential, V	7000	7300
Ток пучка, мА Beam current, mA	95	110
Токопрохождение, % Beam transmission, %	100	85-95
Напряжение коллектора, В Collector voltage, V	3600	3600
КПД электронный / технический, % Efficiency electronic / technical, %	5,8 / 20,5	3,8 / 12,6
КСВн по входу и выходу Input and output VSWR	1,4	1,5

5. Заключение

Применение замедляющей системы типа "модифицированный петляющий волновод" с повышенным значением сопротивления связи, позволяет создать ЛБВ с увеличенным электронным КПД, что, в свою очередь, предоставляет возможность снизить рабочее напряжение и ток пучка при неизменном уровне выходной мощности.

К сожалению, наличие токооседания на ЗС не позволило перевести лампу в непрерывный режим работы. При уменьшении скважности ниже 3 разогрев отдельных элементов ЗС приводит к газовыделению, ухудшению

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

вакуума и появлению пробоев в области электронной пушки. Очевидно, что необходима коррекция конструкции ЭОС и МПФС.

Дальнейшее развитие данного направления исследований предполагает введение выходной изохронной секции ЗС с измененной фазовой скоростью замедленной волны. Предварительные расчеты ЛБВ с такой ЗС показывают увеличение электронного КПД с 5,8 до 9,5 % и соответственное увеличение выходной мощности в 1,6 раза. Кроме того применение двухступенчатого коллектора позволит увеличить технический КПД до 35% и снизить тепловыделение лампы.

Список литературы

[1] Kowalczyk R., Zubyk A., Meadows C., et al. A 100 Watt W-Band MPM TWT // IEEE Int. Vacuum Electron. Conf. Paris, 21–23 May, 2013. P. 1.

[2] Cai J., Feng J., Hu Y. 10 GHz Bandwidth 100 Watt W-Band Folded Waveguide Pulsed TWTs // IEEE Microwave Wireless Components Lett. 2014. V. 24, No. 9. P. 620.

[3] Cai J., Feng J. Progress of Wide Bandwidth W-band 20W CW TWT // IEEE Int. Vacuum Electron. Conf. Monterey, USA, 22–24 April 2014. P. 179.

[4] Kowalski E. J., Guss W. C., Shapiro M. A., Temkin R. J. Overmoded W-band Traveling Wave Tube (TWT) Design and Test // IEEE Int. Vacuum Electron. Conf. Monterey, USA, 27–29 April, 2015. P. 1.

[5] Силин Р.А. Периодические волноводы / М: Издательство ФАЗИС, 2002. 438 с.

[6] Кацман Ю.Л. Приборы СВЧ / М: Высшая школа, 1983. 368 с.

[7] Алямовский И.В. Электронные пучки и электронные пушки / М: Советское радио, 1966. 464 с.

[8] Цимринг Ш.Е. Введение в высокочастотную вакуумную электронику и физику электронных пучков / Нижний Новгород: ИПФ РАН, 2012. 576 с.

References

[1] Kowalczyk R., Zubyk A., Meadows C., et al. A 100 Watt W-Band MPM TWT. *IEEE Int. Vacuum Electron. Conf. Paris*, 21–23 May, 2013. P. 1.

[2] Cai J., Feng J., Hu Y. 10 GHz Bandwidth 100 Watt W-Band Folded Waveguide Pulsed TWTs. *IEEE Microwave Wireless Components Lett.* 2014. V. 24, No. 9. P. 620.

[3] Cai J., Feng J. Progress of Wide Bandwidth W-band 20W CW TWT. *IEEE Int. Vacuum Electron. Conf. Monterey, USA*, 22–24 April 2014. P. 179.

[4] Kowalski E. J., Guss W. C., Shapiro M. A., Temkin R. J. Overmoded W-band Traveling Wave Tube (TWT) Design and Test. *IEEE Int. Vacuum Electron. Conf. Monterey, USA*, 27–29 April, 2015. P. 1.

[5] Silin R.A. *Periodical waveguides.* Moscow, FAZIS Publ., 2002. 438 p. (In Russian).

[6] Katsman Yu.L. *Microwave devices*. Moscow, Vysshaya Shkola, 1983. 368 p. (In Russian).

[7] Alyamovskiy I.V. *Electron beams and electron guns,* Moscow, Sovetskoe Radio, 1966. 464 p. (In Russian).

[8] Tsimring Sh.E. *Electron beams and microwave vacuum electronics.* Nizhniy Novgorod, IPF RAN Publ., 2012. 576 p. (In Russian).

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

Submillimeter orotron with spherocylindrical open resonators

Myasin E.A., Evdokimov V.V., Il'yn A.Yu.

Fryazino branch of the Kotel'nikov Institute of Radioengineering and Electronics of Russian academy of sciences.Vvedenskogo sq.1,Fryazino, Moscow reg., Russian Federation, e-mail:eam168@ms.ire.rssi.ru

Abstract: *Experimental results of the orotron with double row periodic structure (DRPS) operation in sub-millimeter wavelength region are shown. Two types of open resonators (OR) formed by plane and multi focusing spherocylindrical mirrors were used. The construction of these resonators was aimed to decrease the start generation current on high frequency limit of orotron tuning range and as a consequence the increase of output power in the region of 390…402 GHz. Two solution variants were investigated in order to realize this goal. First, the increase of space interaction effective length by use more long cylindrical part in spherocylindrical OR of focusing mirrors. Second, the increase of electron-wave interaction efficiency when decreasing the discontinuity of high-frequency electromagnetic field along the electron beam width by use in OR of spherocylindrical multi focusing mirrors with cylindrical part along the electron beam, but with focuses disposition along its width. .*

Keywords: *orotron, sub-millimeter wavelength region, open resonator, spherocylindrical multi focusing mirrors.*

Субмиллиметровый оротрон со сфероцилиндрическими открытыми резонаторами

Мясин Е.А., Евдокимов В.В., Ильин А.Ю.

Фрязинский филиал Федерального государственного бюджетного учреждения науки Института радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова Российской академии наук.

141190,пл. Введенского,1, Фрязино, Московская обл., Российская Федерация

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

Аннотация: *Приведены результаты экспериментального исследования работы оротрона с двухрядной периодической структурой (ДРПС) субмиллиметрового диапазона волн с двумя типами сфероцилиндрических открытых резонаторов (ОР), конструкция которых должна была обеспечить уменьшение пускового тока генерации на высокочастотной границе перестройки и, как следствие, увеличение мощности в диапазоне 390...402ГГц. Для реализации этой задачи были исследованы два пути. Во-первых, увеличение эффективной длины пространства взаимодействия за счет использования в сфероцилиндрическом ОР фокусирующих зеркал с удлиненной цилиндрической частью. Во-вторых, повышение эффективности электронно-волнового взаимодействия за счет уменьшения неоднородности распределения электрической составляющей высокочастотного поля по ширине электронного потока при использовании многофокусных сфероцилиндрических фокусирующих зеркал ОР с цилиндрической частью, направленной вдоль электронного потока, но с расположением фокусов по его ширине.*

Ключевые слова: оротрон, субмиллиметровый диапазон, открытый резонатор, сфероцилиндрические многофокусные зеркала.

1. Введение

В нашей работе [1] была показана возможность генерации в оротроне с ДРПС на высокочастотной границе перестройки (ВЧГП) частоты 402 ГГц, но генерируемая мощность составляла всего 5мВт. Цель данной работы состояла в увеличении этой мощности. Возможность реализовать эту цель ограничивает, прежде всего, достижение высокой плотности тока. В работе [1] она составляла ~50А/см^2 и являлась предельно возможной для нашего катода. Поэтому единственной возможностью решить поставленную задачу было уменьшение пускового тока генерации на ВЧГП в 402ГГц. Как известно, пусковой ток зависит от рабочего напряжения (как $U^{3/2}$), определяемого периодом ДРПС, который в нашем случае не может быть изменен, а также обратно пропорционален эффективности электронно – волнового взаимодействия, квадрату длины L ДРПС и нагруженной добротности $Q_н$. В процессе экспериментов с оротроном, имеющим фокусирующее зеркало сфероцилиндрической формы с цилиндрической частью, ориентированной вдоль оси ДРПС, можно было реализовать изменение $Q_н$ за счёт смещения фокусирующего зеркала вдоль оси ДРПС относительно отверстия вывода энергии в

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

плоском зеркале [2]. Кроме того, для решения поставленной задачи можно было использовать возможность увеличения эффективности и увеличения длины взаимодействия. При фиксированной длине ДРПС и, следовательно, фиксированной длине фокусирующего зеркала возможность увеличения длины взаимодействия можно реализовать только за счёт использования фокусирующих зеркал с более длинной цилиндрической частью, чем в работе [1]. Возможность увеличения эффективности взаимодействия можно реализовать путём уменьшения неоднородности ВЧ поля по ширине электронного потока. Это можно сделать за счёт использования более широких многофокусных сфероцилиндрических фокусирующих зеркал ОР, с цилиндрической частью, ориентированной вдоль оси ДРПС [3].

2. Экспериментальные результаты

Для экспериментальных исследований использовалась ДРПС, созданная ранее в [1], с параметрами: период l = 0.182мм, высота рядов b_1 =0.154мм, b_2 = 0.147мм, высота пролётного канала 2H = 0.1 мм, общая высота ДРПС $b_0 = b_1 + 2H + b_2$ = 0.4 мм, длина ДРПС L = 33 мм, ширина плоского зеркала 13 мм. В ОР использовалось сфероцилиндрическое двухфокусное фокусирующее зеркало с продольной осью цилиндров, параллельной оси ДРПС [3].

Предполагалось, что увеличение мощности генерации на высокочастотной границе перестройки достижимо за счёт использования двухфокусного сфероцилиндрического фокусирующего зеркала с расстоянием в 3мм между фокусами и **увеличенной** (по сравнению с имеющимся зеркалом [1]) **длиной** цилиндрической части, параллельной движению электронного потока и оси ДРПС, что обеспечивало уменьшение пускового тока генерации. Кроме того, предполагалось, что дальнейшее увеличение мощности будет реализовано за счёт использования трёхфокусного сфероцилиндрического фокусирующего зеркала с той же увеличенной длиной цилиндрической части, но и с расстоянием в 4мм между крайними фокусами, т.е. с большей шириной, обеспечивающей увеличение плоской части распределения ВЧ поля в ОР по ширине пучка.

Однако реализовать полностью предложенный план не удалось. Во – первых, выяснилось, что в процессе предыдущих экспериментов [1,4]

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

ДРПС была повреждена. Во – вторых, партия катодов, используемых в экспериментах, не обеспечивала необходимой плотности тока при увеличении напряжения. Выяснилось это при проведении предварительных экспериментов, пока изготавливались новые зеркала. Эксперименты были проведены по исследованию работы оротрона с имеющимся зеркалом, которое использовалось в работе [1]. На Рис.1 приведена характеристика перестройки частоты в диапазоне 150…..400 ГГц работы [1], а на Рис.2 та же характеристика, измеренная в проведенных экспериментах с тем же зеркалом, причём при меньшей связи с нагрузкой.

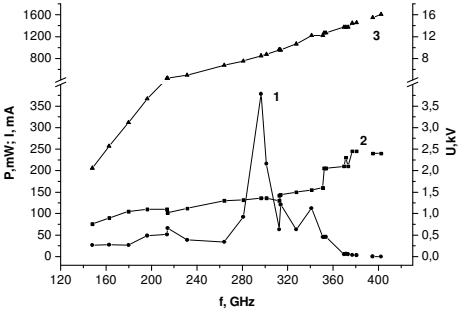


Рис. 1. Оротрон с двухфокусным сфероцилиндрическим зеркалом с длиной цилиндрической части вдоль пучка 21 мм. Сильная связь ОР с нагрузкой (D=3 мм). 1- мощность; 2- ток пучка; 3- напряжение.

Fig.1. Orotron with two-focus spherocylindrical mirror. The length of cylinder part 21 mm. Heavy capture OR – load (D=3 mm). 1- output power; 2-beam current; 3- voltage.

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

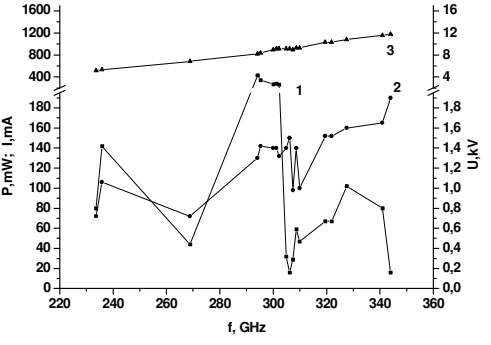


Рис. 2. Тот же оротрон, что и в случае Рис.1. Слабая связь ОР с нагрузкой (D=4 мм).

Fig. 2. The same orotron configuration as on Fig.1. Weak capture OR – load (D=4 mm).

Из сравнения этих характеристик видно, что высокочастотная граница генерации (во втором случае) не достигает даже 350ГГц. После того, как были изготовлены новые зеркала, такие характеристики были измерены вновь, хотя было ясно, что увеличить частоту верхней границы перестройки (ВЧГП) не удастся. На Рис.3 представлена перестроечная характеристика для оротрона с двухфокусным сфероцилиндрическим зеркалом и **увеличенной длиной** цилиндрической части, а на Рис.4 – с трёхфокусным сфероцилиндрическим зеркалом и той же длиной цилиндрической части.

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

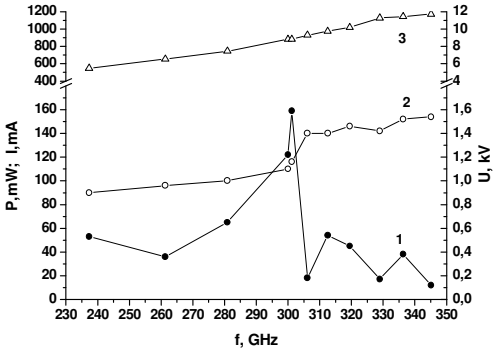


Рис. 3. Оротрон с двухфокусным сфероцилиндрическим зеркалом с длиной цилиндрической части вдоль пучка 22 мм. Слабая связь ОР с нагрузкой (D=4 мм). 1- мощность; 2- ток пучка; 3- напряжение.

Fig. 3. Orotron with two-focus spherocylindrical mirror. The length of a cylinder part is 22 mm. Weak capture OR – load (D=4 mm). 1 - output power; 2 - beam current; 3- voltage.

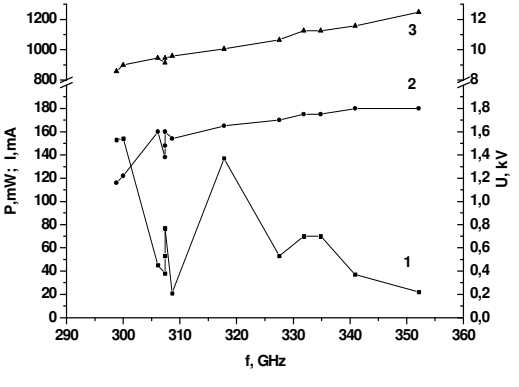


Рис. 4. Оротрон с трехфокусным сфероцилиндрическим зеркалом с длиной цилиндрической части вдоль пучка 22 мм. Средняя связь ОР с нагрузкой (D=3.5 мм). 1- мощность; 2- ток пучка; 3- напряжение.

Fig. 4. Orotron with three-focus spherocylindrical mirror. The length of a cylinder part is 22 mm. Middle capture OR – load (D=3.5 mm). 1- output power; 2- beam current; 3- voltage.

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

Сравнивая результаты эксперимента Рис.2, Рис.3, Рис.4, можно убедиться, что изготовленные зеркала всё-таки выполняют свою функцию по увеличению ВЧГП. На Рис.2 она ограничена частотой близкой 340ГГц при токе 160мА, на Рис.3 – 345ГГц, а на Рис. 4 она уже более 350ГГц.

3. Заключение

Как следует из результатов экспериментов, оротрон с ОР при использовании изготовленных зеркал вполне работоспособен, однако в диапазоне 300ГГц…..350ГГц преимущество его по сравнению с использованием прежнего зеркала (Рис.2), как и следовало ожидать, незначительно. Для того чтобы оно было явным на частоте 402 ГГц, необходимо, прежде всего, изготовить катоды, обеспечивающие требуемую плотность тока и изготовить **новую** ДРПС с теми же геометрическими размерами, или, ещё лучше, с меньшим периодом, например, в 0.17мм. Эту непростую задачу предполагается решить в 2017 году.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при частичной финансовой поддержке Программы фундаментальных исследований ОФН РАН «Новые источники миллиметрового и терагерцового излучения и их перспективные приложения».

Список литературы

[1]. Мясин Е.А., Евдокимов В.В., Ильин А.Ю. Экспериментальные исследования возможности генерации на частоте до 400 ГГц в оротроне с двухрядной периодической структурой.// Известия вузов, сер. Радиофизика 2016. Том 59. №5. С. 409 - 422.

[2]. Мясин Е.А., Белявский Б.А., Соловьёв А.Н. Оротрон. // Патент 2274922 РФ. МКИ H01J 25/00. Заявлено 12.08.04. Опубл. 20.04.2006. Бюл.№11.

[3]. Мясин Е.А. Оротрон. Патент РФ на полезную модель №87829, HO1J 25/00, приор. 12.05.2009. Опубл. 20.10.2009. Бюл. №29.

[4]. Мясин Е.А., Евдокимов В.В., Ильин А.Ю. Оротрон диапазона 240...380 ГГц с двухрядной периодической структурой и многофокусными фокусирующими сфероцилиндрическими зеркалами// Радиотехника и электроника. 2016. Том.61.№9.С. 891-895

References

[1] Myasin E.A., Evdokimov V.V., Il'yn A.Yu. [Experimental investigation of the possibility of 400 GHz generation in orotron with double row periodic structure] *Izv. vuzov. Radiofizika,* 2016, vol. 59, no. 5, pp. 409 – 422. (In Russian).

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

[2]. Myasin E.A., Belyavskiy B.A., Solov'yov A.N. [Orotron]. Patent RF no.2274922, H01J 25/00, Bull.no.11, 20.04.2006. (In Russian).

[3]. Myasin E.A. [Orotron].Patent RF on usful model. no.87829, H01J 25/00, Bull.no.29, 20.10.2009. (In Russian).

[4]. Myasin E.A., Evdokimov V.V., Il'yn A.Yu. [240…380 GHz orotron with double row periodic structure and multifocusing spherocylindrical mirrors]. *Radiotechnika i electronica* 2016, vol. 61, no. 9, pp. 891 – 895. (In Russian).

Acknowledgements

The work was fulfilled at partial financial assistance of the RAS Physical Sciences Department Program on Fundamental Research: "New millimeter and terahertz radiation sources and theirs perspective applications".

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

Terahertz-range planar gyrotrons based on ribbon helical electron beams

Ginzburg N.S., Glyavin M.Yu., Manuilov V.N., Sergeev A.S.,
Zaslavsky V.Yu., Zotova I.V.
Institute of Applied Physics of the Russian Academy of Sciences,
46 Ul'yanov street, Nizhny Novgorod, 603950, Russia,
zas-vladislav@appl.sci-nnov.ru

Abstract: *Simulations of spatially-temporal dynamics of the novel gyrotron schemes, their parameters optimization aimed at efficiency and output power increase and provision of stability of the narrow-band (single-mode) generation regime were performed. The possibility of gyro-frequency harmonics operation is studied. The electron-optical system providing the formation of a poly-helical sheet electron beam is developed.*

Keywords: *powerful millimeter and submillimeter radiation, sheet helical electron beam, magnetron injector guns, spatial coherence, planar gyrotron.*

Терагерцовые планарные гиротроны на основе ленточных винтовых электронных пучков

Гинзбург Н.С., Глявин М.Ю., Заславский В.Ю.,
Мануилов В.Н., Сергеев А.С., Зотова И.В.
Институт прикладной физики РАН
ул. Ульянова, 46, г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
zas-vladislav@appl.sci-nnov.ru

Аннотация: *Проведено моделирование пространственно-временной динамики новых схем планарных гиротронов, выполнена оптимизация их параметров, направленная на увеличение эффективности, мощности и обеспечение устойчивости узкополосного (одномодового) режима генерации. Исследована возможность работы на гармониках гирочастоты. Разработана электронно-оптической система, обеспечивающая формирование поливинтового ленточного электронного пучка.*

Ключевые слова: мощное миллиметровое и субмиллиметровое излучение, ленточный винтовой электронный пучок, магнетронно-инжекторные пушки, пространственная когерентность, планарный гиротрон.

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

1. Введение

Для создания мощных пространственно-развитых источников когерентного излучения в коротковолновых диапазонах необходимо обеспечить одновременную селекцию мод по трем пространственным координатам. В настоящей работе рассмотрена новая схема гиротрона, отличительной особенностью которой является планарная геометрия и дифракционный вывод энергии в поперечном направлении по отношению к поступательному движению рабочего винтового электронного потока (ВЭП) [1, 2]. Соответственно, электродинамическая система генератора представляет собой открытый в поперечном направлении планарный волновод (рис. 1), с помощью которого может быть реализован поперечный дифракционный вывод излучения, который одновременно позволяет обеспечить селекцию мод по открытой координате (оси x), вследствие различия дифракционных потерь мод с различным числом поперечных вариаций поля. Для селекции мод по второй поперечной координате (оси y), направленной между пластинами планарного волновода, достаточно потребовать, чтобы в полосу циклотронного резонанса попадала единственная мода. Заметим, что в традиционном варианте гиротрона с закрытым цилиндрическим волноводом аналогичный критерий приводят к значительно более жестким ограничениям на допустимый поперечный размер системы. По продольной

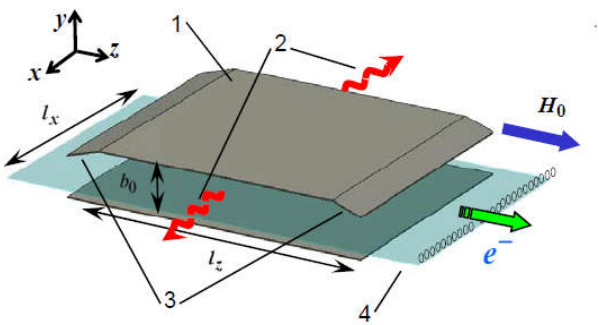


Рис. 1. Общая схема планарного гиротрона с поперечным дифракционным выводом излучения: (1) – планарный волновод, (2) – каналы вывода энергии, (3) – закритические сужения, (4) – ленточный поливинтовой электронный пучок.
Fig. 1. Scheme of a planar gyrotron with transverse energy extraction: (1) - planar waveguide, (2) - energy output channels, (3) - cutoff narrowing, (4) - ribbon-shaped helical electron beam.

координате (оси z), по которой волновод закрыт закритическими сужениями, реализуется электронный механизм селекции. За счет сдвига рас-

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

стройки циклотронного резонанса осуществляется возбуждение моды с заданным числом продольных вариаций.

В докладе проведен теоретический анализ нелинейной динамики частотно-перестраиваемых планарных гиротронов с поперечным дифракционным выводом излучения на основе усредненных моделей и с помощью трехмерной версии PIC кода CST STUDIO SUITE. Исследованы генераторы, работающие на гармониках циклотронной частоты. В частности, продемонстрирована возможность эффективной генерации на 3-й гармонике. Показана возможность формирования ленточного ВЭП в магнетронно-инжекторой пушке (МИП) планарной конфигурации.

2. Результаты моделирования планарных гиротронов терагерцового диапазона

Эффективным методом увеличения селективности в указанном классе генераторов является использование открытых в поперечном направлении (по отношению к движению пучка) резонаторов, например, в планарном гиротроне с поперечным выводом излучения. В данной схеме вместо «традиционных» ВЭП трубчатой геометрии целесообразно использовать ленточные ВЭП. В результате, развитие планарной системы в поперечном направлении обеспечивает возможность радикального повышения мощности излучения в коротковолновых (вплоть до терагерцового) диапазонах при сохранении умеренной плотности тока пучка и интенсивности ВЧ-полей. При этом когерентность излучения в условиях существенной сверхразмерности может быть обеспечена за счет дифракционного механизма селекции мод по открытой поперечной координате и синхронизации излучения различных фракций ленточного ВЭП поперечными потоками энергии. Согласно результатам проведенного моделирования, указанный механизм оказывается эффективным для синхронизации излучения планарных гиротронов с поперечными размерами до $\sim 10^2$ длин волн. Следует отметить, что важным достоинством предложенной схемы является возможность реализации перестройки частоты излучения гиротрона за счет механического изменения расстояния между пластинами планарного волновода.

Анализ нелинейной динамики планарных гиротронов проводился в рамках оригинальных усредненных моделей, а также с помощью трехмерного PIC кода CST Studio Suite. Показана возможность достижения в данной схеме генераторов мощности излучения на уровне в сотни киловатт на частотах до 1 ТГц.

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

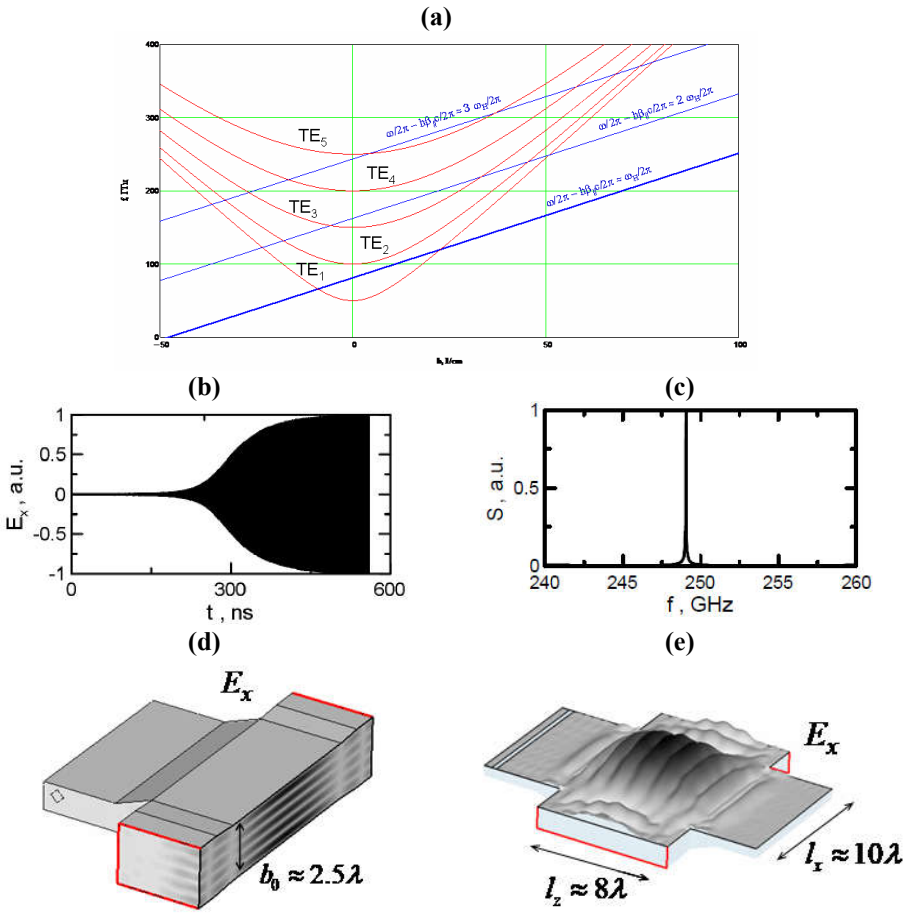


Рис. 2. Результаты моделирования. **(a)** Дисперсионная диаграмма. **(b)** зависимость от времени амплитуды электрического поля на выходе генератора, демонстрирующая установление стационарного режима генерации, **(c)** спектр излучения, и пространственная структура излучения в стационарном режиме, которая **(d)** соответствует моде TE_5 планарного волновода (по координате y) и **(e)** имеет одну вариацию поля по координатам x и z.

Fig. 2. Results of simulations of planar gyrotron at the third cyclotron harmonic with transverse energy extraction: **(a)** dispersion diagram; **(b)** establishment of steady state regime of generation for guide magnetic field of 3.35 T; **(c)** radiation spectrum, **(d)**, **(e)** spatial distributions of excited $TE_{1,5}$ mode of open planar waveguide; **(d)** transverse structure at (x, y) plane; **(e)** field profile at (x, z) plane with one variation along both coordinates.

Для уменьшения в высокочастотных диапазонах величины ведущего магнитного поля проведен анализ планарных гиротронов, работающих на

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

гармониках циклотронной частоты. В частности, продемонстрирована возможность эффективной генерации на 3-й гармонике. Исследована возможность экспериментальной реализации планарного гиротрона с поперечным выводом энергии в диапазоне ~ 250 - 300 ГГц на основе ленточного поливинтового пучка 80 кэВ / 15 А с питч-фактором ~ 1. Расстояние между пластинами было выбрано равным 3 мм (т.е. ~ 2.5 - 3 длин волн), ширина пластин 1 см (около 8 - 10 длин волн). Моделирование в рамках трехмерного кода CST Studio Suite демонстрирует установление стационарного режима в указанном частотном диапазоне генерации при величине ведущего магнитного поля около 3.35 Тл на 3-й циклотронной гармонике (рис. 2). В стационарном режиме пространственная структура излучения соответствовала моде TE_5 регулярного планарного волновода. Таким образом, моделирование демонстрирует высокую селективность данной схемы гиротрона. Эффективность генерации при указанных параметрах составила 8%, а выходная мощность ~ 50 кВт.

3. Электронно-оптические системы планарных гиротронов

Разработана методика расчета электронно-оптической системы (ЭОС), формирующей ленточный винтовой электронный пучок (ВЭП) [3]. В качестве примера был выбран 140 ГГц гиротрон на первой гармонике циклотронной частоты с ускоряющим напряжением 50 кВ, током 30 А и компрессией магнитного поля 36. Первоначальная оценка параметров ЭОС основана на плоской модели магнетронно-инжекторной пушки гиротрона (МИП), модифицированной с учетом прямоугольной формы эмиттера МИП и необходимости встрела электронного пучка в плоскость симметрии магнитной системы гиротрона. В качестве последней выбрана традиционная аксиально-симметричная система сверхпроводящих катушек. Последующая оптимизация геометрии электродов и режима работы МИП проводилась в рамках трехмерного моделирования на базе пакета "CST STUDIO SUITE". Разработана методика обработки результатов моделирования с помощью пост-процессора, включающего построение функции распределения электронов по скоростям и вычисление на этой основе скоростного разброса и среднего питч-фактора. Найдены оптимальные электродные конфигурации планарной МИП, даны рекомендации по минимизации скоростного разброса. Обсуждаются основные факторы, влияющие на достижимую величину питч-фактора. Показано, что при указанных выше параметрах гиротрона возможно формирование ВЭП с питч-фактором около 1.3 и скоростным разбросом не превышающим 25-30%,

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

что вполне приемлемо для высокоэффективной генерации в современных гиротронах. Отметим, что в оптимизированной электродной конфигурации азимутальный поворот пучка не превышает долей градуса, а поперечный срез пучка правее области первичного формирования остается близким к прямоугольнику, что упрощает изготовление и юстировку электродинамической системы. Развитая в докладе методика может быть применена при расчете и оптимизации планарных гиротронов в других частотных диапазонах и при других уровнях мощности.

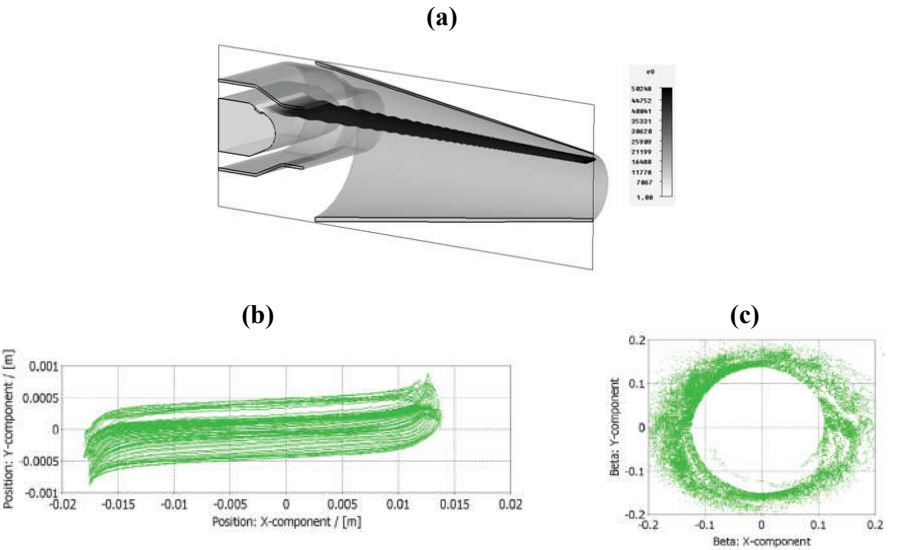


Рис. 3. **(a)** Область первичного формирования и компрессии ВЭП в планарной магнетронно-инжекторной пушке (МИП) 140 ГГц гиротрона. Показана форма электродов и траектории электронного пучка, полученные в 3D моделировании. **(b)** Поперечное сечение пучка на расстоянии z = 300 mm от эмиттера МИП (в канале транспортировки). При дальнейшем движении ВЭП к рабочему пространству гиротрона его форма (с точностью до пропорционального сжатия по X, Y) не меняется, поскольку выполнены условия адиабатичности магнитного поля. **(c)** Фазовая плоскость пучка (β_y , β_x) в сечении z = 300 mm.

Fig. 3. **(a)** General layout of the optimized planar MIG geometry and the electron beam trajectories found in 3D simulations. The beam cross section **(a)** in the plane z = 300mm and the corresponding phase space **(b)**.

4. Заключение

Таким образом, в работе проведен теоретический анализ нелинейной динамики планарного гиротрона с поперечным дифракционным выводом

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

излучения на основе усредненных моделей и с помощью трехмерной версии PIC кода CST STUDIO SUITE. Преимуществом указанной схемы по сравнению с традиционной цилиндрической геометрией является возможность обеспечения когерентности излучения при большем факторе сверхразмерности за счет дифракционного механизма селекции мод по открытой поперечной координате. Показана возможность достижения мощности излучения в сотни киловатт на частотах до 1 ТГц. Важным достоинством обсуждаемой планарной схемы является возможность реализации перестройки частоты излучения гиротрона за счет механического изменения расстояния между пластинами планарного волновода. Для продвижения указанного класса генераторов в коротковолновые диапазоны проведен анализ планарных гиротронов, работающих на гармониках циклотронной частоты. В частности, продемонстрирована возможность эффективной генерации на 3-й гармонике. Предложена и проанализирована электронно-оптическая система, формирующая ленточные ВЭП.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при финансовой поддержке РНФ (проект № 17-19-01605).

Список литературы

[1] N.S.Ginzburg, I.V.Zotova, A.S.Sergeev, et al. High-Power Terahertz-Range Planar Gyrotrons with Transverse Energy Extraction. // Physical Review Letters. 2012. V. 108. P. 105101.

[2] V.Yu.Zaslavsky, N.S.Ginzburg, M.Yu.Glyavin, et al. Three-dimensional particle-in-cell modeling of terahertz gyrotrons with cylindrical and planar configurations of the interaction space. // Physics of Plasmas. 2013. V. 20. P. 043103.

[3] V.N. Manuilov, V.Yu. Zaslavsky, N.S. Ginzburg, et al. Electron-optical systems for planar gyrotrons. // Physics of Plasmas. 2014. V. 21. P. 023106.

References

[1] N.S.Ginzburg, I.V.Zotova, A.S.Sergeev, et al. High-Power Terahertz-Range Planar Gyrotrons with Transverse Energy Extraction. // Physical Review Letters. 2012. V. 108. P. 105101.

[2] V.Yu.Zaslavsky, N.S.Ginzburg, M.Yu.Glyavin, et al. Three-dimensional particle-in-cell modeling of terahertz gyrotrons with cylindrical and planar configurations of the interaction space. // Physics of Plasmas. 2013. V. 20. P. 043103.

[3] V.N. Manuilov, V.Yu. Zaslavsky, N.S. Ginzburg, et al. Electron-optical systems for planar gyrotrons. // Physics of Plasmas. 2014. V. 21. P. 023106.

Acknowledgements

This work is partially supported by the Russian Scientific Foundation (grant #17-19-01605).

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

Influence of mode competition and external wave frequency modulation on gyrotron frequency locking

Novozhilova Yu.V., Bakunin V.L., Denisov G.G.
Institute of Applied Physics Russian Academy of Sciences
Ulyanov str., 46, Nizhny Novgorod, 603950, Box-120, Russian Federation
julia.novozhilova2009@yandex.ru

Abstract: *For a number of practical applications, such as plasma diagnostics, high-resolution spectroscopy, and in prospect for the development of the complex of coherently radiating gyrotrons in large CTF setups, it is important to have a source of radiation with a highly stable frequency. The locking of gyrotron frequency by the external wave seems a promising way for creation of such source. The aim of this work is to find the optimal gyrotron and external signal parameters for effective single-mode generation of multimode gyrotron at a stable frequency.*

Keywords: *frequency locking, gyrotron, mode competition, hard drive regime, high efficiency.*

Влияние конкуренции мод и модуляции частоты внешнего сигнала на процесс захвата частоты гиротрона внешним сигналом

Новожилова Ю.В., Бакунин В.Л., Денисов Г.Г.
Институт прикладной физики Российской академии наук
603950, г. Нижний Новгород. БОКС - 120, ул. Ульянова, 46
julia.novozhilova2009@yandex.ru

Аннотация: *Для ряда практических приложений, таких как диагностика плазмы, спектроскопия высокого разрешения и в перспективе для создания комплекса когерентно излучающих гиротронов в больших установках УТС, важно иметь источник излучения со стабильной частотой. Захват частоты гиротрона внешним сигналом представляется привлекательным методом создания такого источника излучения. Целью данной работы является нахождение оптимальных параметров гиротрона и внешнего сигнала для получения эффективной одномодовой генерации со стабильной частотой.*

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

Ключевые слова: захват частоты, гиротрон, конкуренция мод, режим жесткого самовозбуждения, высокий КПД.

1. Введение

Получение одномодовой одночастотной генерации в многомодовом гиротроне является проблематичным по ряду причин. Во-первых, это сгущение спектра мод мощных гиротронов, в которых используются сверхразмерные электродинамические системы и моды высокого порядка. Во-вторых, это достижение высокого КПД в режиме жесткого самовозбуждения, для попадания в который входное напряжение должно включаться определенным образом, так что в процессе включения могут возбуждаться паразитные моды. Кроме того, источник напряжения может быть нестабильным. Для решения этих проблем в данной работе предлагается использовать воздействие внешнего сигнала. Следует отметить, однако, что частота этого сигнала может быть переменной и важно определить, при каких ее изменениях возможен захват частоты гиротрона.

В последние десятилетия влияние внешнего монохроматического сигнала на работу гиротрона исследовалось в большом количестве работ (см., например, [1-6]). Тем не менее конкретные схемы захвата частоты гиротронов мегаваттного уровня мощности ранее не обсуждались. Исследование стабилизации частоты гиротрона волной, приходящей из внешнего выходного волноводного тракта стало особенно актуальным в последние годы, после разработки в ИПФ РАН синтезированного квазиоптического преобразователя [7]. Такой преобразователь позволяет трансформировать большую часть входного сигнала в рабочую моду с направлением вращения полей, совпадающим с направлением вращения электронов в магнитном поле. В данной работе рассмотрены две задачи – влияние на режим захвата частоты многомодового гиротрона конкуренции мод и флуктуаций частоты внешнего сигнала.

2. Влияние конкуренции мод на режим захвата частоты многомодового гиротрона внешним монохроматическим сигналом

Рассмотрим захват частоты многомодового гиротрона внешним монохроматическим сигналом с частотой, близкой к частоте рабочей моды. Будем использовать приближение фиксированной продольной структуры полей, что является справедливым при достаточно высокой добротности резонатора гиротрона. Это приближение позволяет исследовать конкуренцию нескольких мод, лежащих в полосе циклотронного резонанса, вклю-

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

чая моды неэквидистантного спектра (моды со встречным относительно рабочей моды направлением вращения полей). Расчеты проводились для гиротрона на частоте 170 ГГц с мощностью около 2 МВт, разработанного в ИПФ РАН как прототип для ИТЕР. Этот гиротрон работает на моде TE28.12, добротность резонатора составляет 1370. рабочее напряжение в конце процесса его включения равно 90-100 кэВ, ток составляет 50-60А. Сценарий включения параметров электронного пучка – напряжения, тока и питч-фактора – был близок к экспериментально используемому для достижения высокого КПД.

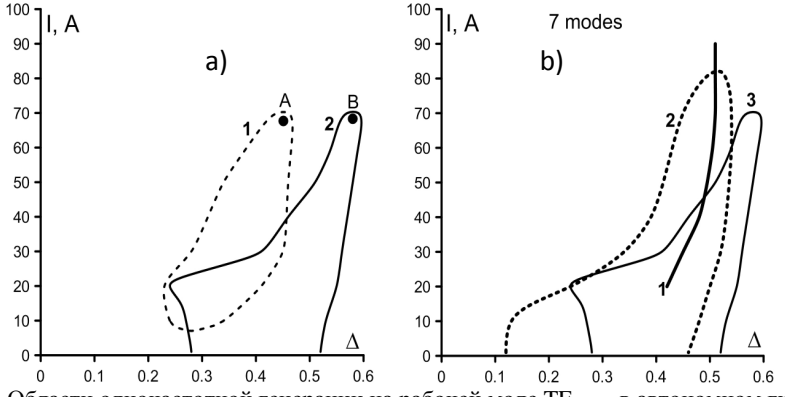


Рис.1. Области одночастотной генерации на рабочей моде $TE_{28,.12}$ в автономном гиротроне (кривая 1, рис. 1а) и зоны захвата (кривая 2 на рис.1а и все кривые на рис. 1b) в гиротроне при учете 7 мод (паразитные моды $TE_{26.12}$, $TE_{27.12}$, $TE_{29.12}$, $TE_{30.12}$, $TE_{-25.13}$, $TE_{-26.13}$). На рис.1а – мощность внешнего сигнала 5% от мощности излучения, максимальный КПД достигается для автономного гиротрона в т.А (63%) и в режиме захвата в т.В (825). Зоны захвата на рис. 1b соответствуют разным значениям мощности внешнего сигнала: 1) 0.01% от мощности излучения, 2) 0.5%б 3) 5%.

Fig. 1. Region of single-frequency generation at $TE_{28.,12}$ operating mode in free gyrotron (curve 1, Fig. 1a) and locking zones (curve2, Fig.1a and Fig.1b) in 7-mode gyrotron (parasitic modes $TE_{26.12}$, $TE_{27.12}$, $TE_{29.12}$, $TE_{30.12}$, $TE_{-25.13}$, $TE_{-26.13}$). 1a) external signal power is 5% of radiation power, maximum efficiency is achieved for free gyrotron at point A (63%) and for locked gyrotron at B (82%). Locking zones in Fig.1b correspond to different values of external signal power: 1) 0.01% of radiation power, 2) 0.5%, 3) 5%.

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

Зоны одномодовой одночастотной генерации были построены для гиротрона в режиме свободной (автономной) генерации и в режиме захвата, когда рабочая мода возбуждается на частоте внешнего сигнала. Зоны показаны на двух различных плоскостях: тока пучка и безразмерной расстройки по магнитному полю и напряжению $\Delta = \left(2/\beta_{\perp}{}^{2}\right)\left(1-\omega_{H}/\omega_{0}\right)$ и частоты внешнего сигнала и расстройки Δ (Рис.1,2). Как видно из рис. 1b, зависимость ширины зон захвата и максимально достижимых в режиме захвата токов от мощности внешнего сигнала не является монотонной, что может быть объяснено нелинейной конкуренцией мод. Как видно из рис.1,2, режим захвата в многомодовом гиротроне обладает рядом преимуществ перед режимом автономной генерации (кроме самого захвата частоты). Во-первых, максимальное значение орбитального КПД выше, чем в автономном режиме и достигается при меньших токах, во-вторых, режиме захвата ширина полосы перестройки частоты возрастает в несколько раз.

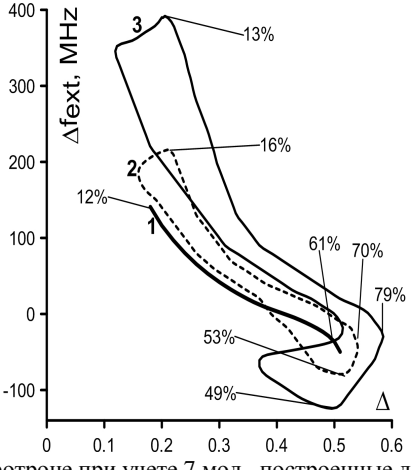


Рис.2. Зоны захвата в гиротроне при учете 7 мод , построенные для различного уровня мощности внешнего сигнала при токе I=50A. 1) автономный гиротрон, 2) мощность внешнего сигнала 1%, 3) 5%.

Fig. 2. Locking zones of 7-mode gyrotron with different level of external signal power at I=50A : 1) free gyrotron, 2) external power is 1% of radiation power, 3) 5%.

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

3. Захват частоты многомодового гиротрона сигналом с переменной частотой

Исследуем захват частоты многомодового гиротрона сигналом с переменной частотой, близкой к собственной частоте рабочей моды. Частота излучения гиротрона отслеживает изменения частоты внешнего сигнала, если последняя отличается от собственной частоты рабочей моды не более, чем на величину ширины полосы захвата, и если время захвата мало по сравнению с характерным временем изменения частоты внешнего сигнала.

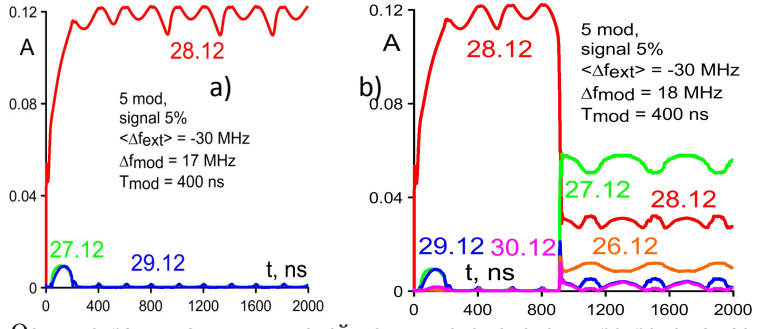


Рис.3. Осциллограммы амплитуд полей мод в многомодовом гиротроне на частоте 170ГГц при токе I=60 А, Δ =0.58 при воздействии внешнего сигнала с гармонически меняющейся во времени частотой; $\langle \Delta f_{ext} \rangle$ - разность между средней частотой внешнего сигнала и собственной частотой рабочей моды, T_{mod} - период и Δf_{mod} - амплитуда осцилляций частоты внешнего сигнала; частота захвата составляет 35МГц; а) захват частоты рабочей моды при Δf_{mod} =17MHz; b) распад рабочей моды на паразитные при Δf_{mod} =18MHz.

Fig. 3. Oscillograms of mode amplitudes in multimode gyrotron at a frequency of 170 GHz, I=60 A, Δ =0.58, under influence of a signal with a frequency harmonically varying in time; $\langle \Delta f_{ext} \rangle$ is the difference between mean external frequency and ‘cold’ frequency of the operating mode, T_{mod} is the period and Δf_{mod} is the amplitude of external frequency modulation; locking bandwidth is 35 MHz; a) locking of operating mode frequency at Δf_{mod} =17MHz; b) decay of operating mode into parasitic ones at Δf_{mod} =18MHz.

Если первое условие нарушается, наблюдаются биения частот, приводящие к распаду рабочей моды на соседние паразитные моды (Рис.3). Если

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

время захвата частоты больше времени характерного изменения частоты внешнего сигнала, то частота излучения не успевает отслеживать изменения частоты внешнего сигнала и колеблется в существенно более узких пределах.

4. Заключение

Таким образом, влияние внешнего монохроматического или узкополосного сигнала является перспективным способом стабилизации частоты и получения одномодовой генерации в многомодовом мощном гиротроне.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта Российского фонда фундаментальных исследований №15-02-01798. Авторы выражают признательность А. Н. Куфтину (Институт прикладной физики РАН) за полезные обсуждения.

Список литературы

[1] Ергаков В.С., Моисеев М.А., Хижняк В.И. К теории синхронизации МЦР-монотрона. // Радиотехника и электроника.1978. № 12. С. 2591-2599.

[2.] Nusinovich G.S. Introduction to the Physics of Gyrotrons. Baltimore: The Johns Hopkins University Press. 2004. 335p.

[3] Read M.E., Seeley R.,.Manheimer W.M. Observations of phase locking in a single-cavity gyrotron oscillator // IEEE Trans. On Plasma Science. 1985. V. PS-13, N.6. P.398-403.

[4] Guo H.,. Hoppe D.J, Rodgers J., Perez R.M., Tate J.P., Conroy B.L., Granatstein V.L., Bhanii A.M., Latham P.E., Nusinovich G.S. Phase-Locking of a Second-Harmonic Gyrotron Oscillator Using a Quasi-Optical Circulator to Separate Injection and Output Signals // IEEE Trans. On Plasma Sci. 1995. V.23, N.5. P.822-832.

[5] Гинзбург Н.С., Глявин М.Ю., Завольский Н.А., Запевалов В.Е., Моисеев М.А., Новожилова Ю.В. Использование отражения с запаздыванием для получения автомодуляционных и стохастических режимов генерации в гиротронах миллиметрового диапазона. // Письма в ЖТФ. 1998. Т. 24, № 11. С.53-59.

[6] Dumbrajs O., Idehara T., Watanabe S., Kimura A., Sasagawa H., Agusu L., Mitsudo S., Piosczyk B. Reflections in Gyrotrons With Axial Output. // IEEE Transactions on Plasma Science. 2004.V. 32, Issue 3. P.899-902.

[7] Chirkov A.V., Denisov G.G., and Kuftin A.N. Perspective gyrotron with mode converter for co- and counter-rotation operating modes. // Applied Physics Letters 106, 263501 (2015); doi: 10.1063/1.4923269

References

[1] Ergakov V.S., Moiseev M.A. To the the theory of synchronization of CRM-monotron // Journal of Communications Technology and Electronics. 1978. N 12. P.2591-2599.

[2.] Nusinovich G.S. Introduction to the Physics of Gyrotrons. Baltimore: The Johns Hopkins University Press. 2004. 335p.

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

[3] Read M.E., Seeley R.,.Manheimer W.M. Observations of phase locking in a single-cavity gyrotron oscillator // IEEE Trans. On Plasma Science. 1985. V. PS-13, N.6. P.398-403.

[4] Guo H.,. Hoppe D.J, Rodgers J., Perez R.M., Tate J.P., Conroy B.L., Granatstein V.L., Bhanii A.M., Latham P.E., Nusinovich G.S. Phase-Locking of a Second-Harmonic Gyrotron Oscillator Using a Quasi-Optical Circulator to Separate Injection and Output Signals // IEEE Trans. On Plasma Sci. 1995. V.23, N.5. P.822-832.

[5] *Ginzburg N.S., Glyavin M.Yu., Zavol'skii N.A., Zapevalov V.E., Moiseev M.A., Novozhilova Yu.V.* A Proposal to Use Reflection with Delay for Achieving the Self-Modulation and Stochastic Regimes in Millimeter-Wave Gyrotrons // Technical Physics Letters. 1998. V. 24, Issue: 6 . P. 436-438

[6] Dumbrajs O., Idehara T., Watanabe S., Kimura A., Sasagawa H., Agusu L., Mitsudo S., Piosczyk B. Reflections in Gyrotrons With Axial Output. // IEEE Transactions on Plasma Science. 2004.V. 32, Issue 3. P.899-902.

[7] Chirkov A.V., Denisov G.G., and Kuftin A.N. Perspective gyrotron with mode converter for co- and counter-rotation operating modes. // Applied Physics Letters 106, 263501 (2015); doi: 10.1063/1.4923269

Acknowledgements

This work was supported by RFBR grant N 15-02-01798A. We are grateful to A.N.Kuftin (Institute of Applied Physics of Russian Academy of Sciences) for useful discussions.

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

Tunable gyrotrons on cone-shaped waveguide

[1]Batura M.P., [1]Kolosov S.V., [2]Zapevalov V.E., [1]Zaytseva I.E.
[1]*Belarus State University of Informatics and Electronics*
Minsk, 220013, st. P.Brovka 6 Belarus
kolosov@bsuir.by
[2]*Institute of Applied Physics, Russian Academy of Sciences, Nizhni Novgorod,*
st. Ulyanova 46, 603155, Russian Federation
zapev@appl.sci-nnov.ru

Abstract: *The results of calculations for a nonlinear model of a frequency-tunable gyrotron on a cone-shaped waveguide are presented in the article. It is shown that the tuning range can reach 2.8%, while the wave efficiency of the device is 21% at the operating frequency of 10 GHz. To achieve these parameters, the gyrotron electromagnet must be divided into two parts - the main electromagnet and auxiliary one, which must move along the length of the waveguide. At a frequency of 200 GHz, the wave efficiency decreases to 15%, while the ohmic losses in the walls of the waveguide are 3% of the power of the electron beam.*

Keywords: *frequency-tunable gyrotron, maser on cyclotron resonance, cone-shaped waveguide.*

Перестраиваемый гиротрон на конусообразном волноводе

[1]Батура М.П., [1]Колосов С.В., [2]Запевалов В.Е., [1]Зайцева И.Е.
[1]*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники,*
Минск, ул. П.Бровки 6, 22013, Беларусь
kolosov@bsuir.by
[2]*Институт прикладной физики Российской академии наук, Нижний Новгород, ул.*
Ульянова 46, 603155, Российская Федерация
zapev@appl.sci-nnov.ru

Аннотация: *В докладе приведены результаты расчетов по нелинейной модели перестраиваемого по частоте гиротрона на конусообразном волноводе. Показано, что диапазон перестройки может достигать 2.8%, при этом волновой КПД прибора составляет 21% на рабочей частоте 10ГГц. Для достижения этих показателей необходимо электромагнит гиротрона разделить на две части – основной электромагнит и вспомогательный, который должен перемещаться по длине волновода. На частоте 200ГГц волновой КПД уменьшается до 15% , при этом омические потери в стенках волновода составляют 3% от мощности электронного потока.*

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

Ключевые слова: перестраиваемый по частоте гиротрон, конусообразный волновод, мазер на циклотронном резонансе.

1. Введение

Гиротроны, как правило, работают на одной частоте, которая определяется резонансной частотой резонатора [1]. Перестройка по частоте может осуществляться только изменениями геометрических размеров резонатора, что на практике довольно трудно осуществить. В данной работе предлагается для перестройки частоты использовать длинный конусообразный волновод в котором за счет перемещения области гирорезонанса путем смещения магнитостатического поля вдоль оси прибора будет изменяться и рабочая частота, т.к. максимум ВЧ электромагнитного поля наблюдается вблизи критического сечения волновода для заданной волновой моды, а сдвиг вдоль оси конусообразного волновода магнитостатического поля приводит к изменению критического сечения и следовательно - частоты. Такая идея была высказана еще в 1981 г. учеными Института прикладной физики г. Горький [2], но эта идея не была подкреплена нелинейными расчетами конкретных приборов.

2. Математическая модель и алгоритм расчета

Для расчета гиротрона была использована программа Gyro-K из программного комплекса CEDR [3]. Математическая модель процессов происходящих в гирорезонансных приборах изложена в работе [4]. В основу ее заложена идея поиска решения в нерегулярном осе симметричном волноводе в виде разложения по собственным функциям регулярного волновода, которую предложил Свешников А.Г. [5]. Коэффициенты такого разложения определяются по методу Галеркина. Для решения самосогласованной задачи используется метод блочной матричной прогонки. Учет омических потерь в стенках волновода производится с использованием приближения Щукина-Леонтовича [6]. В расчетах были использованы не усредненные релятивистские уравнения движения электронов в заданных электромагнитных полях [7].

3. Результаты расчетов

Вначале были просчитаны электродинамические возможности конусообразного волновода ограниченной длины. Все параметры, в том числе и геометрические размеры, задаются в программе Gyro-K в нормированном безразмерном виде, что позволяет легко переносить полученные результа-

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

ты в любой частотный диапазон. Размеры волновода приведены на рис.1. Длина волновода задавалась равной $l=L\cdot 2\pi/\lambda_0$=250 рад., а длина конусообразного волновода равнялась 200рад. или около 32 длин волн.

Критический радиус волновода для волны TE_{01} составляет 3.8317рад. Радиус начала конусообразного волновода был задан равным 3.82 рад., а в конце волновода – 3.9. В расчетах учитывались 4 типа волны от TE_{01} до TE_{04} , что позволило корректно учесть преобразование типов волн на нерегулярных участках волновода. Граничные условия для волн в начале волновода задавались путем полного их отражения от левой границы. В конце волновода для всех типов волн задавались условия полного согласования, т.е. отсутствие отражения от правой границы волновода.

Была просчитана частотная характеристика такого конусообразного резонатора, которая показана на рис. 1.

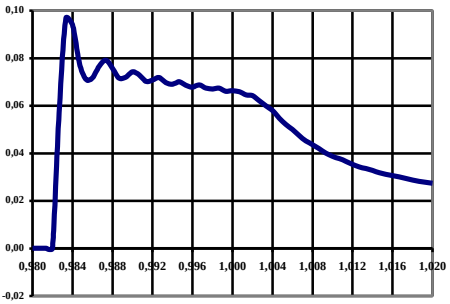


Рис. 1. Частотная характеристика конусообразного резонатора для длины z=220.
Fig. 1. The frequency characteristic of a cone-shaped resonator for a length z = 220.

Как следует из этого рисунка резонансная полоса по частоте составляет 2.6%.

Расчеты гиротрона проводились при следующих параметрах электронного потока. Ускоряющее напряжение V_0=46,5Кв

$$\left(\beta_0 = \frac{v_0}{c} = \sqrt{1 - \frac{1}{1.957 * 10^{-6} V_0 + 1}^{2}} = 0.4 \right)$$

Ток электронного потока I_0=0.54А

$$\left(\sigma = \frac{\eta_0 \mu_0}{c} I_0 = 0.73723 * 10^{-3} I_0[A] = 0.0004 \right)$$

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

Питч фактор $q = V_{\perp}/V_{\parallel} = 1$. Радиус ведущего центра электронных ротаторов для волны TE_{01} задавался - $r_{вц} = \dfrac{2\pi R_{вц}}{\lambda} = 1.57$.

Результаты расчета гиротрона на частоту M=0.9914 показаны на рис. 2.

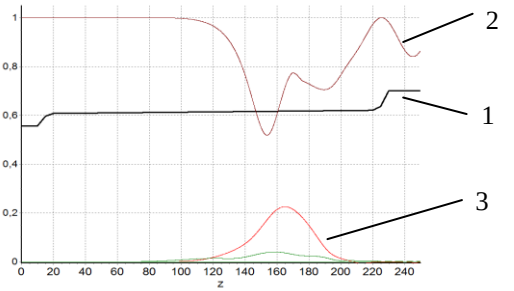


Рис. 2. Интегральные характеристики гиротрона на относительной частоте M=0.9914, (кривая 1 – профиль волновода R/λ, 2 – функция поперечной группировки электронов по первой гармонике гирочастоты, 3 – КПД.)

Fig. 2. The integral characteristics of the gyrotron at the relative frequency are M = 0.9914 (curve 1 - the waveguide profile R/λ, 2 - the transverse electron grouping function for the first harmonic gyrofrequency and 3 - the efficiency).

Оптимальное значение нормированного магнитостатического поля для данной частоты составило F=1.06, а электронный КПД на выходе из волновода практически нулевой, хотя в середине волновода он составлял 22%. Это объясняется тем, что после отбора энергии у электронного потока в середине волновода дальше поток продолжает взаимодействовать с бегущей по волноводу волной TE_{01} и забирает почти всю энергию у этой волны.

На рис.3 показано продольное сечение распределения модуля нормированной амплитуды волны TE_{01} для частоты M=0.9914.

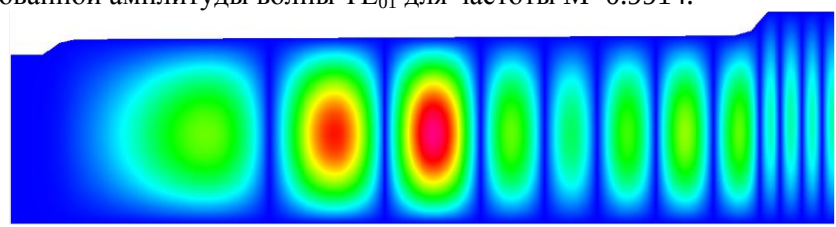


Рис. 3. Продольное сечение распределения модуля нормированной амплитуды волны TE_{01} для частоты $M=\omega/\omega_0=0.9914$

Fig. 3. The longitudinal section of the distribution of modulus of the normalized amplitude wave TE_{01} for the frequency $M=\omega/\omega_0=0.9914$

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

На этом рисунке видно, что после основного максимума амплитуды волны следуют еще насколько максимумов бегущей волны, которые и уменьшают общий КПД лампы.

Для устранения этого явления предлагается разделить электромагнит на две части – один основной и второй вспомогательный, который имеет ограниченную длину и может смещаться вдоль волновода, как это показано на следующем рисунке.

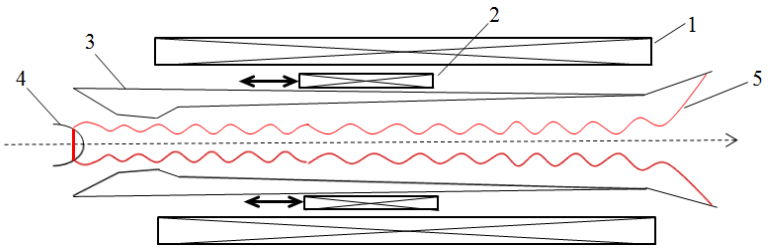


Рис. 4. Схематическое изображение предлагаемого перестраиваемого гиротрона на коническом волноводе (кривая 1 – основной электромагнит, 2 – вспомогательный электромагнит, который может перемещаться вдоль волновода, 3 – конусообразный волновод, 4 – катод, 5 – электронный поток).

Fig. 4. Schematic representation of the proposed tunable gyrotron on the conic waveguide (curve 1 - main electromagnet, 2 - auxiliary electromagnet, that can move along the waveguide, 3 - cone waveguide, 4 - cathode, 5 - electron beam).

Результаты расчета такого гиротрона на частоте $M=\omega/\omega_0=0.9914$ показаны на рис. 5.

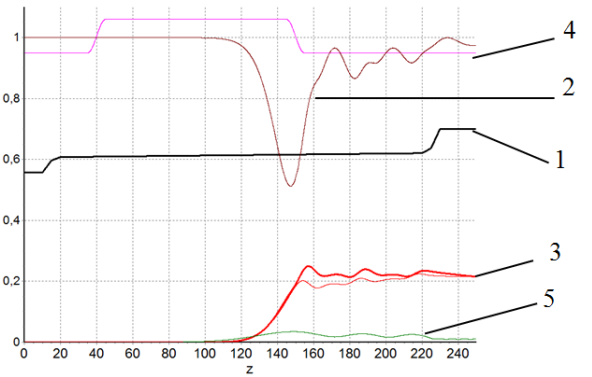


Рис. 5. Интегральные характеристики гиротрона на относительной частоте M=0.9914 с неоднородным магнитостатическим полем (кривая 1 – профиль волновода R/λ, 2 – функция поперечной группировки электронов по первой гармонике гирочастоты, 3 – КПД, 4 – неоднородное магнитостатическое поле F, 5 - нормированное значение модуля амплитуды волны TE_{01}).

Fig. 5. The integral characteristics of the gyrotron at the relative frequency M=0.9914 with the inhomogeneous magnetostatic field (curve 1 - the waveguide profile R / λ, 2 - the transverse

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

electron grouping function for the first harmonic of the gyrofrequency, 3- the efficiency, 4 - the inhomogeneous magnetostatic field F, 5 - the normalized value of the amplitude modulus of the wave TE_{01})

Из этого рисунка следует, что наличие ограниченного участка синхронного значения магнитостатического поля позволяет достичь КПД порядка 21%, а дальнейший несинхронный участок магнитостатического поля не позволяет отобрать энергию у бегущей вправо волны TE_{01}.

Расчеты проводились для рабочей частоты 10ГГц, когда потери в стенках волновода были небольшими, порядка 0.1%. Поэтому волновой КПД почти совпадал с электронным КПД.

Расчеты на более высокой частоте показали, что для частоты 200ГГц волновой КПД уменьшился до 15%, а потери в стенках волновода составили 3% от мощности электронного потока (разность между электронным, т.е. потерями мощности электронным потоком, и волновым, т.е. мощностью переносимой ВЧ волной, КПД).

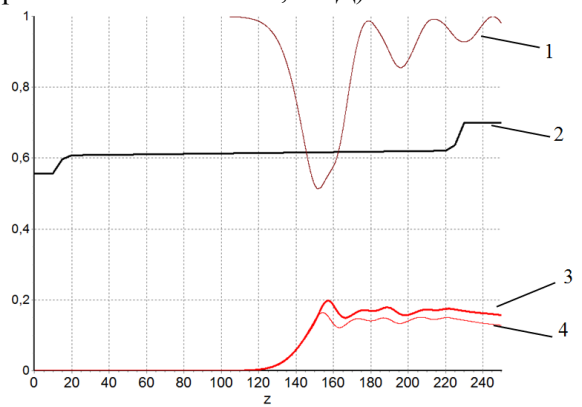


Рис.9. Интегральные характеристики гиротрона на частоте 200 ГГц. (кривая 1 – функция поперечной группировки электронов по первой гармонике гирочастоты, 2 – профиль волновода R/λ, 3 – электронный КПД, 4 – волновой КПД)

Fig.9. Integral characteristics of the gyrotron at a frequency of 200 GHz. (curve 1 - the transverse electron grouping function with respect to the first harmonic of the gyrofrequency, 2 - the waveguide profile R/λ, 3 - the electronic efficiency, and 4 - the wave efficiency)

4. Заключение

В результате численных расчетов дано обоснование для создания перестраиваемого по частоте гиротрона на конусообразном волноводе. Показано, что диапазон перестройки может достигать 2,6% при этом КПД прибора составляет 21%. Для достижения этих показателей необходимо электромагнит гиротрона разделить на две части – основной электромаг-

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

нит и вспомогательный, который должен перемещаться по длине волновода.

Омические потери в стенках волновода могут достигать 3% от мощности электронного потока на частоте 200 ГГц.

Список литературы

[1] Гапонов А.В., Петелин М.И., Юлпатов В.К., Мазеры на циклотронном резонансе // Изв.вузов, Радиофизика, 1967, т.10, №9/10, с.1414

[2] Братман В.Л., Моисеев М.А., Петелин М.И., Теория гиротронов с низкодобротными электродинамическими системами // Гиротрон, сборник научных трудов, Горький, ИПФ АН СССР, 1981, с.122.

[3] Свидетельство о регистрации компьютерной программы №384. Компьютерный программный комплекс КЕДР / правообладатель БГУИР Авторы: Колосов С.В., Кураев А.А., Синицын А.К., Аксенчик А.В.; заявл.19.01.2012; внесена в реестр Национального центра интеллектуальной собственности БР - 07.02.2012

[4] Колосов С.В., Кураев А.А., Сенько А.В. Уравнения возбуждения нерегулярных волноводов с конечной проводимостью стенок // Техника и приборы СВЧ, 2009, №2, С. 8-13.

[5] Свешников А.Г. К обоснованию метода расчета распространения электромагнитных колебаний в нерегулярных волноводах // Журнал вычислительной математики и математической физики, 1963. Т.3, №2, стр.314-326.

[6] Никольский В.В. Теория электромагнитного поля // М. Высшая школа, 1961, 372с.

[7] Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Теоретическая физика, Теория поля // М. Гл. ред. Физ.-мат. лит., 1988, 512с.

References

[1] Gaponov A.V., Petelin M.I., Yulpatov V.K., Maser on cyclotron resonance // Izv.vuzov, Radiophysics, 1967, vol. 10, No. 9/10, p.1414 (In Russian)

[2] Bratman V.L., Moiseyev M.A., Petelin M.I., The theory of gyrotrons with low-quality electrodynamic systems // Gyrotron, collection of scientific papers, Gorky, Institute of Applied Physics, USSR Academy of Sciences, 1981, p.122. (In Russian)

[3] Certificate of registration of the computer program №384. Computer software complex CEDR / right holder BSUIR Authors: Kolosov S.V., Kuraev A.A., Sinitsyn A.K., Aksenchik A.V.; 01/01/2012; Entered in the register of the National Center for Intellectual Property of the Republic of Belarus - 07.02.2012 (In Russian)

[4] Kolosov S.V., Kuraev A.A., Senko A.V., Equations of Excitation of Irregular Waveguides with Finite Wall Conduction. // UHF Engineering and Devices, 2009, no. 2, pp. 8-13. (In Russian)

[5] A.Sveshnikov. To the substantiation of the method for calculating the propagation of electromagnetic oscillations in irregular waveguides, Journal of Computational Mathematics and Mathematical Physics, 1963. Vol.3, No.2, p. 314-326. (In Russian)

[6] Nikolsky V.V. Theory of the electromagnetic field // M. High School, 1961, 372p. (In Russian)

[7] L.D. Landau, E.M. Lifshitz. Theoretical Physics, Field Theory, M. Gl. Ed. Phys.-Math. Lit., 1988, 512p. (In Russian)

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

3-D Simulation of the influence of the azimuthal asymmetry of emission current density on the parameters of the electron beam of a subterahertz gyrotron

[1,2]Leshcheva K.A., [1,2]Manuilov V.N.
[1]*Institute of Applied Physics of the Russian Academy of Sciences (IAP RAS)*
N. Novgorod, 603950, Russian Federation
[2]*Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod*
N. Novgorod, 603950, Russian Federation
ksenilescheva@mail.ru

Abstract: The influence of the violation of the azimuthal symmetry of the current density distribution on the characteristics of a millimeter-wave gyrotron is considered. Results of direct numerical simulation by CST Studio Suite code of various kinds of the violation of the azimuthal symmetry of the current density distribution are presented. It is shown that symmetry breaking substantially increases the width of the velocity distribution.

Keywords: gyrotron, helical electron beam, adiabatic electron gun, current density distribution.

3-D Моделирование влияния азимутальной несимметрии плотности тока эмиссии на параметры электронного пучка субтерагерцового гиротрона

[1,2]Лещева К.А., [1,2]Мануилов В.Н.
[1]*Федеральное государственное бюджетное научное учреждение "Федеральный исследовательский центр Институт прикладной физики Российской академии наук"*
г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
[2]*Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского*
г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
ksenilescheva@mail.ru

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

Аннотация: *Рассмотрено влияние нарушения азимутальной симметрии распределения плотности тока на характеристики гиротрона миллиметрового диапазона длин волн. Приведены результаты прямого численного моделирования по 3-D программе CST Studio Suite систем с различными вариантами нарушений азимутальной симметрии плотности тока эмиссии. Показано, что нарушение симметрии существенно увеличивает ширину скоростного распределения.*

Ключевые слова: гиротрон, винтовой электронный пучок, адиабатическая электронная пушка, плотность тока эмиссии.

1. Введение

Гиротроны используют для формирования активной среды в виде винтового электронного пучка (ВЭП) адиабатические аксиально-симметричные магнетронно-инжекторные пушки (МИП). МИП в гиротронах, в отличие от большинства других вакуумных приборов СВЧ, работают в режиме температурного ограничения эмиссии, а не ограничения тока пространственным зарядом пучка. Поэтому, вследствие неоднородности прогрева катода по азимуту, в них наблюдается существенное нарушение азимутальной симметрии распределения плотности тока эмиссии, что приводит к азимутальной неоднородности электронного потока. Это является причиной появления неоднородных полей, которые, в свою очередь, увеличивают скоростной разброс электронов, способствуют возбуждению паразитных низкочастотных колебаний и появлению разброса частиц ВЭП по энергии. Неоднородная структура пучка ответственна также за развитие паразитных мод в резонаторе [1].

Другой причиной нарушения симметрии системы является сдвиг осей катода и анода МИП. Наконец, для улучшения селекции рабочих типов колебаний в гиротронах короткой части миллиметрового и субмиллиметровом диапазонах целесообразно использовать эллиптические или двухзеркальные резонаторы. В таких приборах, для увеличения КПД, целесообразно использовать МИП, где эмиссия идет только с двух секторов катода. Очевидно, в таких МИП также будут наблюдаться трехмерные возмущения распределения осцилляторных скоростей в пучке.

Во всех перечисленных случаях необходимо исследование возмущения скоростного распределения, вносимого указанным нарушением аксиальной симметрии. Однако до последнего времени такие исследования ограничивались лишь экспериментальными измерениями азимутального распределения тока эмиссии для ряда гиротронов миллиметрового диапа-

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

зона длин волн и изучением корреляции этой величины с выходными параметрами гиротрона (мощность, КПД). В частности, в [2] было показано, что нарушение аксиальной симметрии может приводить к значительному снижению КПД гиротрона и ухудшению устойчивости ВЭП. Теоретический анализ ВЭП до сих пор осуществлялся только в рамках двумерных численных моделей, предполагающих аксиальную симметрию распределения плотности тока [3-4].

В данной работе приведены результаты прямого численного моделирования по 3-D программе CST Studio Suite электронно-оптической системы гиротрона миллиметрового диапазона с перечисленными выше нарушениями симметрии плотности тока.

2. Влияние нарушения азимутальной симметрии на качество ВЭП

Существующие технологии не всегда могут обеспечить достаточную эмиссионную однородность катодов. Кроме того, в процессе эксплуатации гиротрона возможно изменение эмиссионных характеристик катода. Экспериментально было показано, что в реальных катодах плотность тока эмиссии зависит от азимутального угла [1]. Аналитически данную зависимость можно представить, как: $j(\varphi)=j_0+j_1\cos(\varphi)$, здесь φ – азимутальная координата. Поэтому чрезвычайно важно иметь методы, позволяющие теоретически предсказать влияние эмиссионной неоднородности на работу прибора.

Учесть влияние неоднородности эмиссии электронов с катода пушки в рамках теоретического анализа наиболее точно можно только с помощью прямого трехмерного моделирования. Разработка в последнее десятилетие эффективных пакетов прикладных программ трехмерного моделирования, среди которых выделяется комплекс CST Studio Suite [5], позволила поставить в практическую плоскость решение задачи по численному расчету МИП гиротронов в трехмерной постановке с учетом зависимости $j(\varphi)$.

Влияние азимутальной неоднородности эмиссии на работу гиротронов миллиметрового диапазона длин волн изучалось на примере МИП 263 ГГц гиротрона с рабочим магнитным полем 95,7 кГс, ускоряющим напряжением 15 кВ и током пучка 1А.

В работе было выполнено сравнение параметров пучков для четырех случаев эмиссии: $j(\varphi)=\text{const}$, $j(\varphi)=j_0+j_1\cos(\varphi)$, случая, когда электроны эмитируют только с половины эмиттера ($\varphi \subset [0°,180°]$) и случая, когда эмити-

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

руют 2 участка катода, сдвинутые по азимуту на 180 градусов (рис.1). Во всех случаях предполагалось, что полный ток пучка одинаков и составляет 1 А.

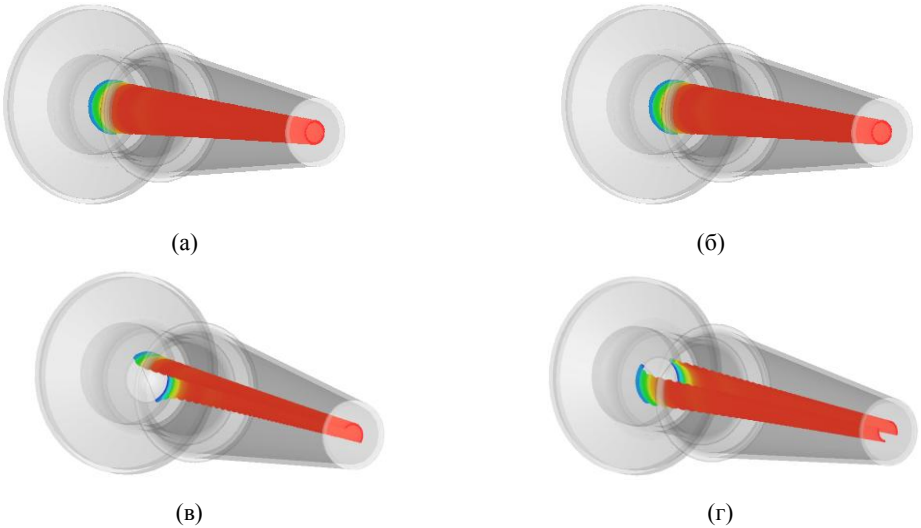


Рис. 1. Модель распределения эмиссии для случаев: (а)- случай однородной эмиссии; (б)-случай косинусоидального распределения;
(в)- случай, когда эмитирует половина эмиттера;(г)- случай, когда эмитируют 2 участка катода, сдвинутые по азимуту на 180 градусов и имеющие угловую ширину 90 градусов.

Fig. 1. Models of emission distribution: (а)- homogeneous emission ;
(б)-cosine-shaped emission distribution;
(в)- half-beam emission; (г)- emission by two sections of the cathode shifted by 180 degrees

3. Заключение

Численное моделирование систем формирования ВЭП с различными видами нарушения аксиальной симметрии плотности тока показало, что при одинаковом значении тока для системы характерно увеличение скоростного разброса, что может привезти к снижению устойчивости пучка в рабочем режиме. Указанные особенности необходимо учитывать при проектировании гиротронов с нарушенной симметрией электронного пучка.

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

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проектов Российского научного фонда №16-12-10445.

Список литературы

[1] Лукша О.И. Винтовые электронные потоки гиротронов: динамика пространственного заряда и методы повышения качества: Дисс. … докт. физ.-мат. наук / СПбГПУ. Санкт-Петербург, 2011. 285 с.

[2] Louksha O., Pioszyk B., Sominski G. et al. On potentials of gyrotron efficiency enhancement: measurements and simulations on a 4-mm gyrotron // IEEE Trans.Plasma Science. 2006. Vol. 34. N 3. P. 502–511.

[3] Hermannsfeldt W.B. Electron trajectory program // SLAC Report 226, Stanford Linear Accelerator Center, Stanford University, 1979. 119 p.

[4] P.V. Krivosheev, V.K.Lygin, V.N. Manuilov, Sh.E.Tsimring. Numerical Simulation Models of Focussing Systems of Intense Gyrotron Helical electron Beams. Int. J. of Infrared and MM waves. 2001, vol.22, No 8, pp.1119-1146.

[5] https://www.cst.com/Products/CSTS2

References

[1] Luksha O.I. Helical electron gyrotron fluxes: space charge dynamics and methods for improving the quality: Thesis … doctor of phys.-math. sci. / SPbGU, Saint-Peretsburg, 2011. 285 p.

[2] Louksha O., Pioszyk B., Sominski G. et al. On poten-tials of gyrotron efficiency enhancement: measurements and simulations on a 4-mm gyrotron // IEEE Trans.Plasma Science. 2006. Vol. 34. N 3. P. 502–511.

[3] Hermannsfeldt W.B. Electron trajectory program // SLAC Report 226, Stanford Linear Accelerator Center, Stanford University, 1979. 119 p.

[4] P.V. Krivosheev, V.K.Lygin, V.N. Manuilov, Sh.E.Tsimring. Numerical Simulation Models of Focussing Systems of Intense Gyrotron Helical electron Beams. Int. J. of Infrared and MM waves. 2001, vol.22, No 8, pp.1119-1146.

[5] https://www.cst.com/Products/CSTS2

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of projects of the Russian Science Foundation №16-12-10445.

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

Control of radiation parameters in gyrotrons for materials processing and spectroscopy

[1]Bogdashov A.A., [1]Glyavin M.Yu., [1]Golubiatnikov G.Yu., [1]Lubyako L.V., [1]Manuilov V.N., [1]Morozkin M.V., [1]Proyavin M.D., [1]Sedov A.S., [1]Fokin A.P., [1]Tsvetkov A.I.

[1]*Institute of Applied Physics of the Russian Academy of Sciences*
Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation
ap.fokin@mail.ru

Abstract: *We present the review of studies on the power and frequency control of the gyrotrons for microwave processing, spectroscopy and various media diagnostics that were carried out in IAP RAS. The methods of anode voltage control in triode-type magnetron-injection gun, additional coil in the cavity region and influence of reflections were considered. Presented the possibilities of output parameters modulation and frequency stabilization with spectrum width of 1 Hz. Shown the agreement between the results of numerical simulations and the experiment.*

Keywords: *gyrotron, output power control, frequency stabilization, phase lock loop, reflection.*

Управление параметрами излучения гиротронов для микроволновой обработки материалов и спектроскопии

[1]Богдашов А.А., [1]Глявин М.Ю., [1]Голубятников Г.Ю., [1]Лубяко Л.В., [1]Мануилов В.Н., [1]Морозкин М.В., [1]Проявин М.Д., [1]Седов А.С., [1]Фокин А.П., [1]Цветков А.И.

[1]*Институт прикладной физики Российской академии наук*
г. Нижний Новгород,603950, Российская Федерация
ap.fokin@mail.ru

Аннотация: *Выполнен обзор выполненных в ИПФ РАН работ по исследованию методов управления параметрами излучения гиротронов для микроволновой обработки материалов, спектроскопии и диагностики различных сред. Рассмотрено управление при помощи изменения напряжения анода магнетронно-инжекторной пушки, дополнительной катушки в области резонатора и при воздействии волны, отраженной от удаленной нерезонансной нагрузки. Показана*

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

возможность модуляции параметров выходного излучения и стабилизации частоты с финальной шириной линии излучения 1 Гц. Показано соответствие результатов численного моделирования и экспериментальных данных.

Ключевые слова: гиротрон, управление мощностью, стабилизация частоты, фазовая автоподстройка частоты, отражение.

1. Введение

Гиротроны в настоящее время являются самыми мощными и эффективными источниками СВЧ-излучения миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов. Возможности гиротронов позволяют применять их как в фундаментальных, так и прикладных задачах (нагрев плазмы в установках УТС, спектроскопия и диагностика различных сред, плазмохимия, микроволновая обработка материалов) [1]. Для многих технологических процессов актуальна возможность быстрого изменения выходной мощности в соответствии с реализуемым сценарием прогрева образца, для спектроскопических приложений крайне важна стабильность частоты генерации. В настоящий момент для управления параметрами излучения, как правило, используется вариации напряжения мощного высоковольтного источника, подключенного к катоду лампы, однако такой подход сталкивается со сложностями быстрого изменения параметров мощного источника с большим током. В данной работе рассматриваются альтернативные способы управления режимом генерации за счет напряжения на аноде триодной магнетронно-инжекторной пушки и катушки подмагничивания малой индуктивности, расположенной в области резонатора. Возможности пассивных методов стабилизации частоты излучения демонстрируются в схеме с отражением сигнала от нерезонансной нагрузки.

2. Управление дополнительным соленоидом

Управление частотой и мощностью излучения может быть реализовано при помощи управления магнитным полем за счет изменения циклотронной частоты электронов и, соответственно, изменения условий взаимодействия электронов с полем в резонаторе гиротрона. На рисунке 1 представлены зависимости выходной мощности (сигнала с детектора) от тока дополнительной катушки подмагничивания, расположенной в области резонатора. В этом случае, за счет изменения резонансной частоты электронов возможна модуляция мощности излучения с частотой до 10 кГц, а также перестройка ча-

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

стоты за счет перехода с одной моды на другую. Повышение частоты модуляции ограничено экранировкой магнитного поля массивным металлическим корпусом лампы.

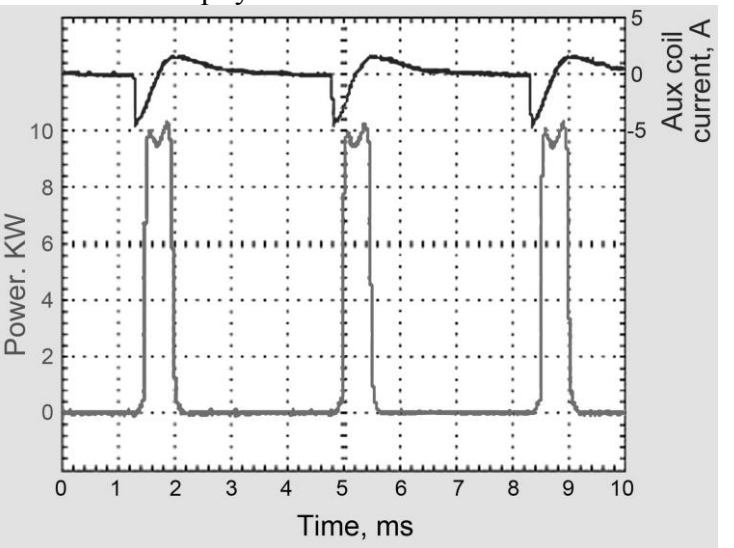


Рис. 1. Модуляция выходной мощности излучения гиротрона при помощи дополнительной катушки подмагничивания в области резонатора.

Fig. 1. Output power modulation using additional coil in the cavity region

3. Влияние отражения

Эффекты, связанные с воздействием волны, отраженной от удаленной нерезонансной нагрузки, (например, от выходного окна) на гиротрон рассматривалось в большом числе работ, как теоретических, так и экспериментальных [2,3]. Традиционно большое внимание уделялось влиянию отражений на процесс конкуренции мод, в частности, исследовался сценарий установления режима генерации, определялись КПД и области технических параметров, соответствующие возбуждению той или иной моды. Однако возможности стабилизации частоты излучения при отражении части сигнала от внешней резонансной или нерезонансной нагрузок исследуются относительно недавно [4]. В ИПФ РАН выполнен эксперимент по

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

стабилизации частоты технологического гиротрона с рабочей частотой 28 ГГц на второй гармонике гирочастоты при помощи отражения от нерезонансной нагрузки, показана возможность стабилизации частоты и получена зависимость частоты излучения гиротрона от магнитного поля при различных положениях отражателя.

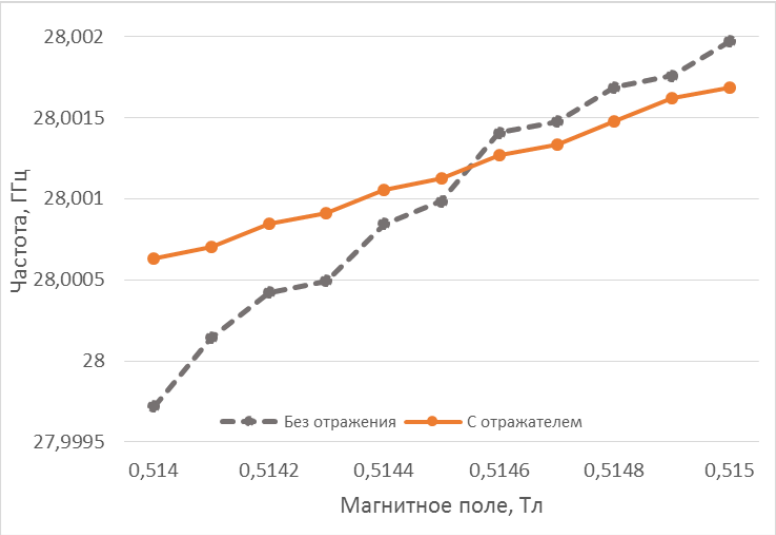


Рис. 2. Зависимость частоты излучения гиротрона от магнитного поля без отражений и при наличии 10% отражения по мощности.

Fig. 2. Dependence of radiation frequency on the magnetic field without reflections and with reflection of 10% of power

Результаты эксперимента были сопоставлены с результатами численного моделирования самосогласованной задачи, включающей полную электродинамическую систему «резонатор гиротрона – участок волновода с отражателем» и электронный пучок. Результаты моделирования соответствуют наблюдаемым в эксперименте явлениям, что позволяют применять имеющиеся численные схемы для расчета стабилизации частоты отражением.

4. Управление анодным напряжением

Управление мощностью гиротронов и стабилизация частоты при помощи изменения напряжения на электродах магнетронно-инжекторной

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

пушки исследовались в большом количестве работ, например [5, 6]. Однако в них используется управление при помощи ускоряющего напряжения, что требует сложных и дорогостоящих источников питания. В эксперименте с гиротроном для спектроскопии с рабочей частотой 263 ГГЦ был выбран метод управления напряжением на аноде, так как малый анодный ток снижает требования к источнику питания, а малая емкость по отношению к другим электродам позволяет увеличить быстродействие системы. Применение системы фазовой автоподстройки частоты позволило стабилизировать частоту излучения гиротрона, измеренная ширина спектра составила 1 Гц (Рис. 3), что соответствует относительной ширине спектра $3*10^{-12}$. Долговременная стабильность частоты определяется опорным генератором и может достигать 10^{-12} при использовании современных стандартов времени (например, рубидиевых часов).

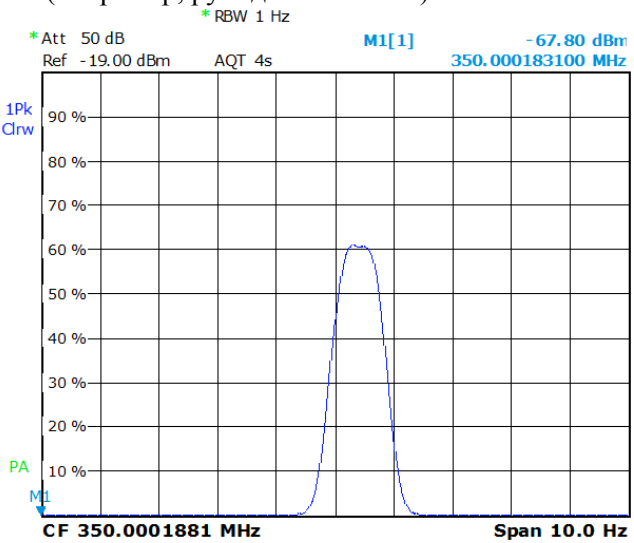


Рис. 3. Спектр излучения гиротрона с системой стабилизации при помощи анодного напряжения.

Fig. 3. Frequency spectrum of a gyrotron with stabilization system utilizing anode voltage control

5. Заключение

Таким образом, в работе представлены различные методы управления параметрами выходного излучения гиротронов для микроволновой обработки материалов и спектроскопии. Проверка данных методов на ги-

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

ротронах разных типов показала универсальность используемых подходов и возможность их применения как в приборах малой (десятки, сотни ватт) мощности, так и в приборах мегаваттного уровня мощности. Применение этих методов позволит расширить область применения гиротронов и еще больше поднять удобство их применения в задачах, требующих активного изменения параметров излучения.

Источники финансирования

Доклад подготовлен по итогам исследований, частично поддержанных Советом по грантам Президента Российской Федерации, проект № МК-3452.2017.8

Список литературы

[1] G.S. Nusinovich, M.K.A. Thumm, M.I. Petelin, The Gyrotron at 50: Historical Overview // Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, April 2014, Volume 35, Issue 4, pp 325-381.

[2] Glyavin M.Yu., Zapevalov V.E. Reflections Influence on the Gyrotron Oscillation Regimes // Int. J. IRMM Waves, 1998, 19, 11, 1499-1511

[3] O. Dumbrajs ; T. Idehara ; S. Watanabe ; A. Kimura et al. Reflections in gyrotrons with axial output // IEEE Transactions on Plasma Science Volume: 32 Issue: 3, pp 899 – 902

[4] Ю. В. Новожилова, Г. Г. Денисов, М. Ю. Глявин, Н. М. Рыскин, В. Л. Бакунин, А. А. Богдашов, М. М. Мельникова, А. П. Фокин Стабилизация частоты гиротрона под влиянием внешнего монохроматического сигнала или отраженной от нагрузки волны: обзор // Изв. вузов «ПНД», т. 25, № 1, 4-34, 2017

[5] Idehara T., Mitsudo S., Ogawa I., Development of High-Frequency, Highly Stable Gyrotrons as Millimeter to Submillimeter Wave Radiation Sources // IEEE Transactions on Plasma Science, 2004.V. 32. N 3. P. 910- 916.

[6] G. Yu. Golubiatnikov, A. F. Krupnov, L. V. Lubyako, A. G. Luchinin, A. B. Pavelyev, M. I. Petelin, A. Fernandez Curto, Gyrotron frequency control by a phase lock system // Technical Physics Letters, August 2006, Volume 32, Issue 8, pp 650–652

References

[1] G.S. Nusinovich, M.K.A. Thumm, M.I. Petelin The Gyrotron at 50: Historical Overview // Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, April 2014, Volume 35, Issue 4, pp 325-381.

[2] Glyavin M.Yu., Zapevalov V.E. Reflections Influence on the Gyrotron Oscillation Regimes // Int. J. IRMM Waves, 1998, 19, 11, 1499-1511

[3] O. Dumbrajs ; T. Idehara ; S. Watanabe ; A. Kimura et al. Reflections in gyrotrons with axial output // IEEE Transactions on Plasma Science Volume: 32 Issue: 3, pp 899 – 902

[4] Novozhilova Yu.V., Denisov G.G., Glyavin M.Yu., Ryskin N.M., Bakunin V.L., Bogdashov A.A., Melnikova M.M., Fokin A.P. Gyrotron frequency stabilization under the influence of external monochromatic signal or wave reflected from the load: Review. Izvestiya VUZ. Applied Nonlinear Dynamics. 2017. Vol. 25, Issue 1. P. 5–34.

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

[5] Idehara T., Mitsudo S., Ogawa I., Development of High-Frequency, Highly Stable Gyrotrons as Millimeter to Submillimeter Wave Radiation Sources // IEEE Transactions on Plasma Science, 2004.V. 32. N 3. P. 910- 916.

[6] G. Yu. Golubiatnikov, A. F. Krupnov, L. V. Lubyako, A. G. Luchinin, A. B. Pavelyev, M. I. Petelin, A. Fernandez Curto, Gyrotron frequency control by a phase lock system // Technical Physics Letters, August 2006, Volume 32, Issue 8, pp 650–652

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was supported by Council on grants of the President of Russian Federation, project № МК-3452.2017.8

Подписано в печать 11.11.2017
Формат 32×45/4. Условн. печ. л. 20,81
Уч.-изд. л. 20,5. Зак. 4566/1. Тир. 100

Отпечатано в типогр. Printex
ул. Кулакова, 59, оф. А, Севастополь, 299011
Тел.: +7 8692 464 744