28-я Международная Крымская конференция

СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии

Материалы конференции

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

Том 1

Секция 1: Твердотельные приборы и устройства СВЧ
Секция 1а: Моделирование параметров полупроводниковых приборов и ИС СВЧ
Секция 2/1: Лампы бегущей волны
Секция 2/2: Клистроны, электронная оптика, катоды

Москва • Минск • Севастополь
2018

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431
С255

Организаторы:

Российский фонд фундаментальных исследований (РФФИ) — проект № 18-07-20051
Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи (РНТОРЭС) им. А. С. Попова
Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН (Москва)
Крымский научно-технологический центр им. проф. А. С. Попова (Севастополь)
Севастопольский государственный университет, Институт радиоэлектроники и информационной безопасности
Крымский федеральный университет им. В. И. Вернадского, Физико-технический институт (Симферополь)
Крымская астрофизическая обсерватория, Отдел радиоастрономии и геодинамики (Кацивели)
Уральский федеральный университет им. Б. Н. Ельцина (Екатеринбург)
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (Минск)
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
ОАО «НПП „Исток“ им. Шокина» (Фрязино)
АО «Микроволновые системы» (Москва)
АО «Научно-производственное предприятие „ФАЗА“» (Ростов-на-Дону)
НПП «Системные ресурсы» (Москва)
ООО «Радиокомп» (Москва)

Техническая и информационная поддержка:

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

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

Т. 1 : vi, 271 [1—271] с. : ил. — ISBN 978-966-335-444-6.

В 1-й том включены материалы 42 докладов, которые были представлены на заседаниях секций 1: Твердотельные приборы и устройства СВЧ, 1а: Моделирование параметров полупроводниковых приборов и ИС СВЧ, 2/1: Лампы бегущей волны, 2/2: Клистроны, электронная оптика, катоды.

Материалы конференции изданы также на флеш-накопителе.

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

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431

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

Том 1

СЕКЦИЯ 1: ТВЕРДОТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА СВЧ

INV.3 ТВЕРДОТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ СВЧ ДИАПАЗОНА СО СВЕРХОКТАВНОЙ ПОЛОСОЙ
Кищинский А. А. 1

1.1 УСИЛИТЕЛЬ X-ДИАПАЗОНА С ВЫХОДНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ МОЩНОСТЬЮ НЕ МЕНЕЕ 50 Вт
Пчелин В. А., Корчагин И. П., Трегубов В. Б., Калита Д. В. 12

1.2 МОНОЛИТНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ C-X-Ku ДИАПАЗОНА С ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТЬЮ 1,5 Вт
Гармаш С. В., Кищинский А. А., Маркелова Т. А., Радченко А. В. 19

1.3 УСИЛИТЕЛЬ СВЧ МОЩНОСТИ ДИАПАЗОНА 5—18 ГГц С ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТЬЮ БОЛЕЕ 10 Вт
Радченко А. В. 24

1.4 ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ С ПОВЫШЕННЫМ УРОВНЕМ ЛИНЕЙНОСТИ
Богданов С. А., Богданов Ю. М., Лапин В. Г., Лукашин В. М., Маковецкая А. А., Новиков С. И., Пашковский А. Б., Смирнов В. В., Журавлёв К. С. 29

1.5 НОВЫЙ МЕТОД СНИЖЕНИЯ ФАЗОВЫХ ШУМОВ ГЕНЕРАТОРОВ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ
Богданов С. А., Богданов Ю. М., Викторова Н. О., Лапин В. Г., Лукашин В. М., Новиков С. И., Пашковский А. Б., Смирнов В. В., Журавлёв К. С. 34

1.6 ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ МОЩНЫХ GaAs pHEMT ТРАНЗИСТОРОВ В РЕЖИМЕ ПЕРЕГРУЗКИ ВХОДНЫМ СИГНАЛОМ
Гармаш С. В., Городецкий А. Ю., Кищинский А. А., Маркелова Т., Радченко А. В. 39

1.7p НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ПОСТРОЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ НА РОССИЙСКОЙ КОМПОНЕНТНОЙ БАЗЕ
Гусев А. П., Павлов А. В., Крутов А. В. ..... *

1.8p РЕЗУЛЬТАТЫ РАЗРАБОТКИ ГЕНЕРАТОРА НА ПАВ С НИЗКИМ УРОВНЕМ ФАЗОВЫХ ШУМОВ
Калинин А. В. 44

1.9p ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ПЛАНАРНЫХ НИЗКОБАРЬЕРНЫХ ДИОДОВ МОТТА В ДИАПАЗОНЕ 150—250 ГГц
Востоков Н. В., Кукин Л. М., Паршин В. В., Серов Е. А., Шашкин В. И. 49

1.10p МОНОЛИТНАЯ ИНТЕГРАЛЬНАЯ СХЕМА УТРОИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ НА ОСНОВЕ ДИОДОВ С БАРЬЕРОМ ШОТТКИ С ДИАПАЗОНОМ ЧАСТОТ 21—51 ГГц
Данилов Д. С., Дроботун Н. Б., Дроздов А. В. 56

1.11p ОПЫТ РАЗРАБОТКИ МАЛОШУМЯЩИХ СБИС ФАПЧ ДЛЯ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ ДО 6 ГГц НА ОСНОВЕ ОБЪЕМНОЙ КМОП ТЕХНОЛОГИИ
Дубинский А. В., Зайцев А. Г., Скок Д. В., Черных А. В., Голубков А. В. 62

1.12p ГЕНЕРАТОРЫ НА ЛПД МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ПОД НИЗКОЧАСТОТНЫМ ШУМОВЫМ И ГАРМОНИЧЕСКИМ ВОЗДЕЙСТВИЕМ
Мясин Е. А., Котов В. Д. 69

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

1.13р ШИРОКОПОЛОСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ-КОРРЕКТОР АЧХ
Груша А. В., Крутов А. В., Ребров А. С. 77

1.14р ОДНОЧАСТОТНЫЙ СВЧ ГЕНЕРАТОР НА Si-Ge ТРАНЗИСТОРЕ ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ НИЗКОЧАСТОТНОГО ШУМОВОГО СИГНАЛА
Мясин Е. А., Максимов Н. А., Котов В. Д. 82

СЕКЦИЯ 1а: МОДЕЛИРОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ И ИС СВЧ

1а.1 МЕТОДИКА АВТОМАТИЧЕСКОГО ПОСТРОЕНИЯ НЕЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛИ GaAs HEMT ТРАНЗИСТОРА
Билевич Д. В., Попов А. А., Сальников А. С., Добуш И. М., Калентьев А. А., Горяинов А. Е., Гарайс Д. В. 86

1а.3 МОНОЛИТНЫЙ ТРАНСИМПЕДАНСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ДИАПАЗОНА DC-20 ГГц НА ОСНОВЕ SiGe BiCMOS ТЕХНОЛОГИИ
Коряковцев А. С., Коколов А. А., Помазанов А. В. 93

1а.4 ФОРМИРОВАТЕЛЬ КВАДРАТУРНЫХ СИГНАЛОВ ПО 0,25 мкм SiGe ТЕХНОЛОГИИ
Помазанов А. В., Коколов А. А., Бидненко Ю. Н., Шутов Е. А., Коряковцев А. С. 98

1а.5 РАЗРАБОТКА МОНОЛИТНОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ АМПЛИТУДОЙ И ФАЗОЙ СИГНАЛА С-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ
Филиппов И. Ф., Будняев В. А., Кравченко И. В., Снегур Д. А., Тумко В. В., Дученко Н. В., Ковалевский Д. С., Поморев А. С., Харитонов С. А., Ветров И. Л., Вертегел В. В., Гимпилевич Ю. Б. ..... *

1а.6 ИНТЕГРАЛЬНЫЙ МАЛОШУМЯЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ С-ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ 0,18 мкм SiGe БиКМОП ТЕХНОЛОГИИ
Будняев В. А., Вертегел В. В. 103

1а.7р 4—6 ГГц 6-БИТНЫЙ ВЕКТОРНЫЙ ФАЗОВРАЩАТЕЛЬ С МАЛОЙ ПАРАЗИТНОЙ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ В ТЕХНОЛОГИИ 0,18 мкм SiGe БиКМОП
Поморев А. С., Снегур Д. А., Филиппов И. Ф. 110

1а.8р РАЗРАБОТКА АКТИВНОГО УПРАВЛЯЕМОГО АТТЕНЮАТОРА С-ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ SiGe БиКМОП ТЕХНОЛОГИИ
Кравченко И. В., Филиппов И. Ф., Вертегел В. В. 117

1а.9р РАЗРАБОТКА ЦИФРОВОГО ИНТЕГРАЛЬНОГО ДАТЧИКА ТЕМПЕРАТУРЫ В ТЕХНОЛОГИИ SiGe БиКМОП 0,18 мкм
Снегур Д. А., Вертегел В. В. 124

1а.10р ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИНТЕГРАЛЬНОГО МАЛОШУМЯЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ К-ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ SiGe ТЕХНОЛОГИИ
Цинц А. А., Бабак Л. И. ..... *

1а.11р СМЕСИТЕЛЬ 2—6 ГГц ДЛЯ КВАДРАТУРНОГО МОДУЛЯТОРА
Ковалевский Д. С., Ветров И. Л. 131

1а.12р ФОРМИРОВАТЕЛЬ КВАДРАТУРНЫХ СИГНАЛОВ ДИАПАЗОНА 50—2500 МГц НА ОСНОВЕ ДЕЛИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ
Харитонов С. А., Дученко Н. В., Ковалевский Д. С., Ветров И. Л. 135

1а.13р РАЗРАБОТКА ГЕНЕРАТОРА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ХАОТИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ ДИАПАЗОНА 30—60 ГГц НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИИ SiGe 130 нм
Ефремова Е. В. 142

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

1a.14p СТИМУЛИРОВАННЫЙ ФОНОНАМИ ТУННЕЛЬНЫЙ ТОК ЧЕРЕЗ ЗАТВОР ТРАНЗИСТОРА С ВЫСОКОЙ ПОДВИЖНОСТЬЮ ЭЛЕКТРОНОВ
Волчёк В. С. 148

1a.15p ЭКСТРАКЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛИ КРИСТАЛЛА ДИОДА ШОТТКИ С АНОДНЫМ ВЫВОДОМ В ВИДЕ ВОЗДУШНОГО МОСТА С ВИСКЕРОМ
Торхов Н. А., Бабак Л. И., Коколов А. А. 155

1a.16p МОДЕЛЬ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАОТИЧЕСКОЙ ДИНАМИКИ НЕАВТОНОМНОЙ КОЛЕБАТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ СВЧ-ДИАПАЗОНА
Демьяненко А. В., Семерник И. В., Невструев Я. В. ..... *

СЕКЦИЯ 2/1: ЛАМПЫ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ

2.1 ИССЛЕДОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ ЗАМЕДЛЯЮЩИХ СИСТЕМ ДЛЯ W-ДИАПАЗОНА
Галдецкий А. В., Богомолова Е. А. 162

2.2 ВОЗМОЖНОСТИ ПОВЫШЕНИЯ ТОКОПРОХОЖДЕНИЯ В МНОГОЛУЧЕВОЙ ЛБВ Ku-ДИАПАЗОНА С ВЫСОКОЙ СРЕДНЕЙ МОЩНОСТЬЮ
Галдецкий А. В., Богомолова Е. А., Натура И. П., Сапрынская Л. А., Бакунин Г. В. 168

2.3 ВОЗМОЖНЫЕ ПУТИ РАЗВИТИЯ ЛБВ НА ОСНОВЕ ЗАМЕДЛЯЮЩЕЙ СИСТЕМЫ ТИПА «ПЕТЛЯЮЩИЙ ВОЛНОВОД»
Иванов А. А. 175

2.4 ВЫХОДНАЯ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКАЯ СИСТЕМА МОЩНОЙ ШИРОКОПОЛОСНОЙ ГИРО-ЛБВ 3-мм ДИАПАЗОНА
Богдашов А. А., Самсонов С. В. 181

2.5 ЗАМЕДЛЯЮЩАЯ СИСТЕМА НА ОСНОВЕ ПРЯМОУГОЛЬНОГО ВОЛНОВОДА С ПЕРИОДИЧЕСКИМИ ДИАФРАГМАМИ
Давидович М. В., Бушуев Н. А. 188

2.6 МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕЛЯТИВИСТСКИХ ЛБВ О-ТИПА С ЛЕНТОЧНЫМИ ЭЛЕКТРОННЫМИ ПУЧКАМИ
Аксенчик А. В., Киринович И. Ф. 198

2.7 СПОСОБ РАЗДЕЛЕНИЯ ВИДОВ КОЛЕБАНИЙ ПРИ РАСЧЁТЕ ХАРАКТЕРИСТИК ЗС ЦСР В РЕЗОНАНСНОМ РЕЖИМЕ С ПОМОЩЬЮ ПРОГРАММЫ ANSYS HFSS
Савин А. Н., Накрап И. А., Вахлаева К. П. 205

2.8 ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ СХЕМ ЗС ЦСР ПО РЕЗУЛЬТАТАМ РАСЧЁТА ЭДХ В ПРОГРАММЕ ANSYS HFSS И ОЦЕНКА ИХ АДЕКВАТНОСТИ ПО ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫМ ДАННЫМ
Савин А. Н., Накрап И. А., Вахлаева К. П. 211

СЕКЦИЯ 2/2: КЛИСТРОНЫ, ЭЛЕКТРОННАЯ ОПТИКА, КАТОДЫ

2.9 БЕЗМАГНИТНЫЙ КЛИСТРОН-УДВОИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ С ПОПЕРЕЧНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ
Кураев А. А., Матвеенко В. В. 218

2.10 СЕЛЕКЦИЯ МОД H_{0in} и E_{1in} В ЦИЛИНДРИЧЕСКОМ РЕЗОНАТОРЕ С КРУГОВЫМ СЕЧЕНИЕМ
Батура М. П., Кураев А. А., Матвеенко В. В. 225

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

2.11 ВЛИЯНИЕ КОНСТРУКЦИИ МАГНИТНОГО ЭКРАНА НА НЕРАВНОМЕРНОЕ ТОКООСЕДАНИЕ В КОЛЛЕКТОРЕ МНОГОЛУЧЕВОГО КЛИСТРОНА
Духина Н. Г., Евсеев С. В., Юнаков А. Н. 232

2.12 О НАСТРОЙКЕ ФИЛЬТРОВОЙ СИСТЕМЫ МНОГОЛУЧЕВОГО КЛИСТРОНА С 2х-ЗАЗОРНЫМ АКТИВНЫМ РЕЗОНАТОРОМ НА ВЫСШЕМ ВИДЕ КОЛЕБАНИЙ
Галдецкий А. В., Голованов Н. А. 239

2.13 МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕПЛОВОГО РЕЖИМА КОЛЛЕКТОРА МНОГОЛУЧЕВОГО КЛИСТРОНА С УЧЕТОМ НЕРАВНОМЕРНОГО ТОКООСЕДАНИЯ
Духина Н. Г., Куликова И. В., Приступчик Н. К. 246

2.14 СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ МОЛЕКУЛЯРНО-НАПЫЛЕННОГО ОКСИДНОГО КАТОДА
Жабин Г. А. 253

2.15 ИММЕРСИОННЫЙ КАТОД С ЧАСТИЧНОЙ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОЙ ЭКРАНИРОВКОЙ ДЛЯ НИЗКОВОЛЬТНОЙ ЛАМПЫ ОБРАТНОЙ ВОЛНЫ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА
Галдецкий А. В., Куликова И. В., Приступчик Н. К. 258

2.16 ОРОТРОН СУБМИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА С ДВУМЯ ЭЛЕКТРОННЫМИ ПОТОКАМИ
Мясин Е. А., Евдокимов В. В., Ильин А. Ю. 265

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

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

Твердотельные усилители мощности СВЧ диапазона со сверхоктавной полосой

Кищинский А.А.

АО «Микроволновые системы»
Российская Федерация, 105120, г. Москва, ул. Нижняя Сыромятническая, 11
ak@mwsystems.ru

Аннотация: *Представлен анализ технических и технологических решений, применяемых при конструировании сверхширокополосных транзисторных усилителей мощности СВЧ диапазона. Рассмотрены современные технологии и схемы построения монолитных интегральных усилителей мощности, достигнутые в промышленности и в разработках параметры, обсуждаются конструкции высокомощных усилителей. Приведены результаты ряда практических разработок, выполненных под руководством автора.*

Ключевые слова: *Усилитель мощности, нитрид галлия, монолитная интегральная схема, сверхширокополосный.*

1. Введение

Интерес к применению усилителей мощности с полосой частот более октавы (такую полосу для определенности будем называть сверхширокой полосой частот) не ослабевает. Это связано с активным развитием технологии активных фазированных антенных решеток (АФАР), как радиолокационных, так и противорадиолокационных, применением короткоимпульсных и шумоподобных сигналов, требующих большой мгновенной полосы передающего тракта, переходом к многофункциональным и многодиапазонным радиосистемам.

Успех в создании высокоэффективных сверхширокополосных усилителей мощности (СШУМ) определяется сочетанием оптимальной схемотехнической реализации, рациональной конструкции и передовой технологии активных приборов. Технические решения и параметры приборов в данной работе рассматриваются применительно к диапазону частот 2 – 18 ГГц, охватывающему все основные радиолокационные (S-, C-, X-, Ku-) диапазоны и наиболее востребованные (2-6 ГГц, 6-18 ГГц, 4-18 ГГц) противорадиолокационные диапазоны частот.

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

2. Основные определения

Сравним качественные параметры транзисторного СВЧ усилителя мощности, имеющего различные полосы рабочих частот. Рабочей полосой частот будем считать такой участок частотного диапазона, в котором строго выполняются все заданные технические характеристики усилителя. Рассмотрим таблицу 1 применительно к элементарному транзисторному усилительному каскаду.

Таблица 1

Параметры и показатели	Узкополосный усилитель	Широкополосный усилитель	СШУМ
Перекрытие по частоте	менее, чем 1,2:1	от 1,2:1 до 2:1	более, чем 2:1
Сложность согласующих цепей	Простые, 2-3 элемента	Средней сложности, 3-5 элементов	Сложные, 5-11 элементов
Реализуемый КСВН входа	Менее 2,0	Высокий	Высокий
Возможность полезного управления нагрузками на гармониках	Развитая	Ограниченная	Практически отсутствует
Достижимый электронный КПД, %	до 80%	до 45-50%	20-30%
Неравномерность АЧХ	Практически нет	Средняя	Высокая
Аппаратурный КПД	Близок к электронному	Меньше электронного	Значительно меньше электронного

При этом «аппаратурный КПД» [1] определим, как

$$\eta_a = P_{вых.мин} / P_{потр.макс}, \qquad (1)$$

где:

$P_{вых.мин}$ - минимальная в рабочей полосе частот выходная мощность усилителя;

$P_{потр.макс}$ - максимальная в рабочей полосе частот мощность потребления усилителя от источника питания.

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

Параметр ηа важен для проектирования системы, оценки энергопотребления системы при эксплуатации, предельной выходной мощности источника питания. При высокой неравномерности выходной мощности и равномерном электронном КПД, аппаратурный КПД СШУМ может быть в несколько раз меньше электронного, а искусство проектирования СШУМ сегодня оценивается результатами повышения как первого, так и второго параметров.

Совершенствование параметров СШУМ в значительной степени связано с прогрессом в параметрах СВЧ транзисторов и технологий их производства, а они в свою очередь – с развитием технологии СВЧ интегральных схем и дискретных транзисторов на нитриде галлия (GaN). Ниже остановимся на результатах, полученных в последнюю пятилетку.

3. Компонентная база СШУМ

Основой конструкции СШУМ сантиметрового диапазона остаются дискретные транзисторы в виде кристаллов и монолитные интегральные схемы (МИС) на основе GaN технологий. Рассмотрим современный рынок дискретных GaN транзисторов в виде кристаллов, коммерчески доступные типы (серии) и параметры приборов приведены в таблице 2.

Номенклатура и разнообразие освоенных в последние годы дискретных GaN транзисторов значительно выросли, к традиционным изготовителям кристаллов Qorvo (TriQuint) и Wolfspeed (Cree) присоединились французская UMS и южнокорейская WavePia, предлагаются также транзисторы, изготавливаемые по фаундри-технологии NP25-00 на производстве Win Semiconductor компаниями AMCOM Communications (США) и ООО «Резонанс» (Россия). В стадии тестирования кристаллы, изготавливаемые АО «Светлана-Рост» и АО «Светлана-Электронприбор». Ряд российских компаний развивают технологии СВЧ приборов на нитриде галлия, однако, коммерчески доступные кристаллы на отечественном рынке отсутствуют.

Для конструирования СШУМ сантиметрового диапазона наибольший интерес представляют относительно низковольтные технологии с длиной затвора 0,15 - 0,25 мкм и рабочим напряжением 20 - 28 В. Это связано с тем, что при повышении рабочего напряжения пропорционально увеличивается активная часть оптимального импеданса нагрузки, требуемого для обеспечения максимума выходной мощности или КПД. При этом его реактивная часть, определяемая паразитными емкостями сток-исток и сток-затвор транзистора, изменяется мало. В результате собственная экви-

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

валентная добротность виртуальной выходной цепи также растет, что увеличивает трудности при реализации выходной согласующей цепи СШУМ.

Таблица 2

Тип транзистора	Производитель	$F_в$, ГГц	$P_{вых}$, Вт	КПД$_{ст}$, %	Длина затвора, мкм	U_c, В
Транзисторы, освоенные в производстве до 2012 года						
TGF2023-2-xx	Qorvo	18	6 - 50	60	0,25	28
CGH600xxD	Wolfspeed	6	8 - 120	65	0,5	28
CGHV1JxxD	Wolfspeed	18	6, 25, 70	60	0,25	40
Транзисторы, освоенные в производстве в 2013 – 2018 годах						
CGH800xxD	Wolfspeed	8	15 - 60	65	0,4	28
CGHV40320D	Wolfspeed	4	320	65	0,5	50
CGHV60xxxD	Wolfspeed	6	40 - 170	65	0,5	50
TGF293x	Qorvo	25	2 - 11	50	0,15	28
TGF295x	Qorvo	12	7 - 70	55	0,25	32
CHK901x-99F	UMS	12	55, 85	50	0,25	30
CHK8015-99F	UMS	18	20	68	0,25	30
AMxxxWN	AMCOM	15	2 - 40	50	0,25	28
RT10-RT70	Резонанс	15	5 - 35	45	0,25	28
ТА284 (разр)	Светлана-Рост	6	15	--	0,5	28
WP48xxxxxx	WavePia	5-10	15 - 340	--	0,45	48
WP28xxxxxx	WavePia	15	15 - 60	--	0,25	28

Конструкции усилительных элементов (каскадов) СШУМ можно условно разделить на три класса: гибридно-интегральные (ГИС), монолитно-интегральные (МИС) и квази-монолитные (КМИС), их основные свойства отражены в таблице 3.

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

Таблица 3

Параметры и показатели	ГИС	МИС	КМИС
Габариты	большие	малые	малые
Возможность настройки параметров	есть	нет	ограниченная
Стоимость компонентов	малая	малая	высокая
Возможность реализации элементов с сосредоточенными параметрами	нет	есть	есть
Активные элементы	Дискретные транзисторы	Интегральные транзисторные структуры	Дискретные транзисторы
Практический частотный предел использования	12 ГГц	Не ограничен	14 ГГц
Затраты на отработку параметров	малые	высокие	средние

Выбор конструктивного исполнения усилительных элементов диктуется спецификой требований, предъявляемых к СШУМ, предполагаемым объемом выпуска изделий, лимитами затрат на разработку. С точки зрения схемного построения большинство СШУМ (имеются в виду оконечные каскады усиления) выполняются трех основных типов: балансные усилители, многокаскадные усилители с непосредственными связями и усилители с распределенным усилением (УРУ).

Достоинствами балансной схемы, широко применяемой в ГИС усилителях, являются хорошее согласование входа и выхода, малая неравномерность АЧХ, улучшенная устойчивость. К недостаткам можно отнести ограничения полосы частот, накладываемые габаритами и сложностью квадратурных мостов, большие габариты каскадов. Параметры таких усилителей существенным образом зависят от искусства конструирования сверхширокополосных квадратурных мостов, обзору некоторых конструкций таких устройств посвящена работа [2].

Сводные данные по достигнутым параметрам коммерчески-доступных монолитных GaN УРУ в диапазоне частот 2-18 ГГц приведены в таблице 4. Выходные мощности и КПД усилителей соответствуют ком-

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

прессии усиления в 3-5 дБ относительно условий линейного режима, что, впрочем, характерно для любых типов GaN усилителей.

Таблица 4

Тип МИС	Производитель	Рвых, Вт	Ку.лин, дБ	КПДдоб, %	Uc, В
NC11647C-218P2	METDA	2	11	10 - 15	28
ASL 4046	Aelius	3	9,0	13 - 20	25
CMD-184	Custom MMIC	3 - 5,5	13	--	28
TGA2214	Qorvo	5 - 6	22 - 25	22	22
HMC1087-Die	Analog Devices	8	11 - 12	20 - 24	28
NC11651C-218P8	METDA	8	12	20 - 25	28
GNM-2203	SIWI	9	9	22	28
TGA2573	Qorvo	10	9	22 - 30	30
NC11688C-218P10	METDA	10	20	20	28
NDNC01056	NEDITEK	10	12	20	28

Очевидными достоинствами схем УРУ являются очень широкая потенциальная полоса рабочих частот, хорошее согласование входа и выхода, малая неравномерность АЧХ. Основным недостатком следует признать относительно низкий КПД, над увеличением которого интенсивно трудятся лучшие умы зарубежной СВЧ микроэлектроники. Минимальный в полосе частот КПД по добавленной мощности в 20% является для усилителей этого класса очень хорошим результатом.

Усилители с реактивным согласованием, в том числе (как частный случай) многокаскадные, являются самыми распространенными представителями ГИС, МИС и КМИС усилителей мощности, в том числе, со сверхоктавной полосой. В данном случае электрические характеристики достигаются совершенствованием выходной согласующей цепи, трансформирующей стандартное волновое сопротивление тракта (50 Ом) к оптимальному нагружающему импедансу выходного транзистора (или линейки синфазно возбуждаемых транзисторных структур), обеспечивающему на всех частотах диапазона максимальную выходную мощность, ли-

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

бо максимальный КПД, либо требуемый компромисс между этими параметрами.

Теоретически, данная схема построения должна обеспечивать наилучшие энергетические характеристики, для узкополосных и субоктавных усилителей это действительно так. Однако, для СШУМ преимущества оказываются не так велики, что иллюстрируется данными таблицы 5, в которой приведены параметры промышленных МИС СШУМ диапазона 6-18 ГГц, выполненных по многокаскадным схемам с реактивным согласованием.

Таблица 5

Тип МИС	Производитель	$P_{вых}$, Вт	Ку.лин, дБ	$КПД_{доб}$, %	$U_с$, В
TGA2501	Qorvo	2,5	26 ± 2	18 - 30	8
[3]	(2017)	6 - 10	11 - 15	17 - 27	8
GNM2305	SIWI	5	16	18	8
NC116137C-618P6	METDA	6 - 8	28 ± 3	22 - 25	28
NC11669C-618P10	METDA	10 - 16	20	20 - 25	24
TGA2963	Qorvo	20 - 35	32 ± 4,5	20 - 28	22
[4]	(2017)	16 - 20	12 ± 1	22 - 40	24
[5]	(2018)	30 - 53	17 - 25	13 - 30	25

В таблице для сравнения приведены также параметры трех типов МИС, выполненных по технологии GaAs pHEMT с мощностью 2,5-6 Вт, видно, что КПД этих приборов на 3-5% (всего лишь) ниже, чем у GaN усилителей. Также следует отметить, что площадь кристалла GaAs МИС составляет 16-32 мм^2, в то время, как GaN усилители той же мощности размещаются на площади кристалла 5-6 мм^2.

При высоком усилении и высокой выходной мощности (в 2-3 раза большей, чем достигнута в схемах УБВ), многокаскадные СШУМ на основе схем с реактивным согласованием имеют два серьезных недостатка: высокую неравномерность АЧХ (2-3 дБ на каскад) и высокий КСВН вы-

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

хода, сильно затрудняющие применение таких МИС. При этом заметного улучшения достигнутых значений КПД по сравнению со схемами GaN УБВ, не наблюдается.

4. Особенности схемотехники СШУМ

Традиционным и достаточно хорошо изученным для узкополосных усилителей методом повышения КПД является (называя обобщенно) метод управления нагрузками на гармониках основной частоты [6]. До 2009 года трудности расширения полосы частот усилителя при сохранении возможности оптимального управления нагрузками на гармониках считались непреодолимыми. Однако, авторы опубликованной в 2009 году статьи [7] дали старт наступлению на низкий КПД СШУМ, предложив использовать принцип комбинации известных высокоэффективных режимов усиления, плавно переходящих из одного в другой с ростом частоты. Следует отметить, правда, что действительно весомые результаты (таблица 6) получены для схем одиночного каскада с реактивным согласованием и для относительно низких частот (до 2,5-4 ГГц), на которых собственные реактивности мощных GaN транзисторов еще позволяют им демонстрировать свойства идеальных ключей, необходимые для реализации высокоэффективных нелинейных режимов колебаний. На более высоких частотах результаты для СШУМ пока более скромны.

Таблица 6

Публикация	Тип использованного транзистора	ΔF, ГГц	$P_{вых}$, Вт	$КПД_{ст}$, %	$КПД_{доб}$, %
[7]	Cree, 10W	1,4 – 2,6	10	60 - 65	50 - 60
[8]	CGH60015D	0,4 – 4,1	10 - 16	40 - 62	38 - 58
[9]	CGH40010F	1,4 – 2,5	12 - 18	68 - 82	65 - 80
[10]	CGH40120F	0,6 – 2,6	80 - 115	49 - 65	44 - 55
[11]	CGH40025F	0,2 – 1,8	16 - 32	--	60 - 82

Одним из эффективных способов построения СШУМ является использование для повышения, либо понижения оптимального импеданса нагрузки противофазных делителей мощности (мостов) и последовательно-включенных (stacked) транзисторных структур, что позволяет в ряде

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

случаев вообще отказаться от ограничивающих полосу частот реактивных элементов и трансформаторов в выходной согласующей цепи. Фактически, в этом случае не цепь трансформирует импеданс к оптимальному для активного элемента, а активный элемент «трансформируется» к заданному волновому сопротивлению линии передачи. Этот прием применен в работе [12] для суммирования четырех 25-Ваттных интегральных GaN МИС, при этом усилители, спроектированные для работы в 50-Омном тракте, включаются попарно параллельно, а требуемое для них при этом волновое сопротивление 25 Ом формируется коаксиальным противофазным мостом на ферритовом сердечнике. Такое решение позволило получить в полосе частот 0,1 – 1,8 ГГц выходную мощность усилителя от 94 до 142 Вт при КПД стока от 41 до 74%.

5. Параметры современных СШУМ

Для иллюстрации современного технического уровня СШУМ приведем параметры твердотельных усилителей в диапазонах частот 2-18 ГГц и 6-18 ГГц (таблица 7).

Таблица 7

Тип СШУМ	Производитель	ΔF, ГГц	$P_{вых}$, Вт	$K_{у.лин}$, дБ	$\eta_а$, %	Объем, $см^3$
MPH020180G5041	Meuro	2 - 18	13	50	--	187
AMP1070	Exodus	2 - 18	30	50	5,2	552
RFLUPA0618GC	RF Lambda	6 - 18	20 - 40	56 - 62	6,2	889
PA1062	Mitron PTI	6 - 18	40	46	7,4	1134
RCA60180H46A	RFCore	6 - 18	40 - 45	29	5,0	31400
AMP1122	Exodus	6 - 18	100	60	7,8	1846
L0618-50-T523	Microsemi	6 - 18	100	55	--	3934
MPH060180G5053	Meuro	6 - 18	200	50	--	10080

Отдельные применения СШУМ, например, АФАР непрерывного режима, требуют не столько наращивания выходной мощности усилителя, сколько повышения удельных параметров (КПД, удельной массы и объема на Ватт выходной мощности). Этому направлению уделяют большое внимание разработчики АО «Микроволновые системы», создавая новые

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

СШУМ для отечественного рынка. Основные параметры новых усилителей мощности класса СШУМ, разработанных специалистами предприятия в последние годы, приведены в таблице 8.

Таблица 8

Тип СШУМ	ΔF, ГГц	$P_{вых}$, Вт	Функции	η_a, %	Объем, $см^3$	Масса, кг
«Взлет-1»	1 - 4	2*12	А, Т, Д, ДТ, М, Ф	17	155	0,3
УМ1535Б	2 - 4	40	А, Т, Д, ДТ, М	22	253	0,5
УМ1612С	2 - 8	15	А, Т, Д, ДТ, М	16	124	0,24
УМ1620С	1 - 6	30	А, Т, Д, ДТ, М	14,2	280	0,51
УМ1520Б	4 - 12	20	А, Т, Д, ДТ, М	16	207	0,35
УМ1710Б	5 - 18	12	А, Т, Д, ДТ, М	10	157	0,3
«Взлет-2»	4 - 12	2*15	А, Т, Д, ДТ, М, Ф	12,5	172	0,3
«Взлет-3А»	8 - 18	2*6	А, Т, Д, ДТ, М, Ф	10	147	0,3

Встроенные функции: А – цифровой аттенюатор управления усилением; Т – термокомпенсация усиления; Д – детектор выходной мощности; ДТ – датчик температуры корпуса; М – быстрый модулятор силового питания; Ф – нормированные ФЧХ.

6. Заключение

Современные технологии транзисторов и МИС на нитриде галлия позволяют создавать усилительные элементы со сверхоктавной полосой и выходной мощностью более 100 Вт при КПД 40-60% в дециметровом диапазоне, и более 20-30 Вт при КПД 20-30% в сантиметровом. Твердотельные усилители мощности диапазона 6-18 ГГц уверенно начинают занимать традиционную нишу ЛБВ 100-Ваттного класса, однако, аппаратурный КПД изделий всех категорий оставляет желать лучшего, а именно – для надежного питания 40-Ваттного усилителя в аппаратуре должен быть предусмотрен как минимум 1-киловаттный источник питания.

Усилители со сверхоктавной полосой частот, разработанные в АО «Микроволновые системы» имеют в 2-3 раза больший аппаратурный КПД и меньший удельный (на единицу выходной мощности) объем, и соответственно, массу.

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

Список литературы

[1] Кищинский А.А. Сверхширокополосные твердотельные усилители мощности СВЧ диапазона: схемотехника, конструкции, технологии. Электроника и микроэлектроника СВЧ. Сборник статей VII Всероссийской конференции. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2018, С. 4-13.

[2] Кищинский А.А., Радченко А.В., Радченко В.В. Широкополосные квадратурные делители/сумматоры для применения в усилителях СВЧ мощности. Материалы 23-й Крымской международной конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь, Вебер, 2013. С.6 - 10.

[3] M. Meghdadi and A. Medi. Design of 6–18-GHz High-Power Amplifier in GaAs pHEMT Technology. IEEE Transactions on MTT, vol. 65, Issue: 7, July 2017, - P. 2353 – 2360.

[4] P. Tran et al. 2 to 18 GHz High-Power and High-Efficiency Amplifiers. 2017 IEEE International Microwave Symposium, 2017.

[5] M. Litchfield, J. Komiak. A 6–18GHz 40W Reactively Matched GaN MMIC Power Amplifier. 2018 IEEE International Microwave Symposium, 2018.

[6] Крыжановский В.Г. Транзисторные усилители с высоким КПД. Донецк: Апекс, 2004. 448с.

[7] P. Wright et al. A Methodology for Realizing High Efficiency Class-J in a Linear and Broadband PA. IEEE Transactions MTT, vol. 57, 2009, №12, - P. 3196-3204.

[8] C. Andersson et al. Decade Bandwidth High Efficiency GaN HEMT Power Amplifier Designed With Resistive Harmonic Loading. 2012 IEEE International Microwave Symposium, 2012.

[9] M. Yang et al. Highly Efficient Broadband Continuous Inverse Class-F Power Amplifier Design Using Modified Elliptic Low-Pass Filtering Matching Network. IEEE Transactions on MTT, Vol. 64, NO. 3, 2016 – P. 1515 – 1525.

[10] T. Arnous et al. Multi-Octave GaN High Power Amplifier Using Planar Transmission Line Transformer. Proceedings of the 46th European Microwave Conference, 2016. - P. 580 - 583

[11] Y. Zhuang et al. Design of Multioctave High-Efficiency Power Amplifiers Using Stochastic Reduced Order Models. IEEE Transactions on MTT, VOL. 66, NO. 2, 2018 – P. 1015 – 1023.

[12] K. Krishnamurthy et al. A 0.1-1.8 GHz, 100 W GaN HEMT Power Amplifier Module. Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS), 2010. – P. 1-4.

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

X-band amplifier with an output pulse power of at least 50 W

Pchelin V.A., Korchagin I.P., Tregubov V.B., Kalita D.V.

JSC «RPC «Istok» named after Shokin»
Fryazino, 141190, Russian Federation, vapchelin@bk.ru

Abstract: *An X-band amplifier has been developed that provides an output pulse power of at least 50 W with a gain of 20 dB. The power of four channels is summed, ceramics with high dielectric permittivity are used in the matching circuits. The microwave part of the amplifier is made on the basis of the equipment of JSC "RPC "Istok" named after A.I.Shokin". The results of measurements of a power microwave transistor are presented.*

Keywords: *field effect transistor, power amplifier, X-band wavelengths, GaAs, summation of power, ceramics with high ε.*

Усилитель X-диапазона с выходной импульсной мощностью не менее 50 Вт

Пчелин В.А., Корчагин И.П.,Трегубов В.Б., Калита Д.В.

АО «НПП «Исток» им. А.И. Шокина»
г. Фрязино, 141190, Российская Федерация, vapchelin@bk.ru

Аннотация: *Разработан усилитель X-диапазона длин волн, обеспечивающий выходную импульсную мощность не менее 50 Вт с коэффициентом усиления 20 дБ. Выполнено суммирование мощности четырёх каналов, в согласующих цепях применена керамика с высокой диэлектрической проницаемостью. СВЧ часть усилителя выполнена на комплектации АО «НПП «Исток» им. А.И. Шокина». Приведены результаты измерений мощного СВЧ транзистора.*

Ключевые слова: полевой транзистор, усилитель мощности, X-диапазон длин волн, GaAs, суммирование мощности, керамика с высокой ε.

1. Введение

В передающих каналах аппаратуры различного назначения широко используются МИС, которые, при своих малых габаритах, имеют высокие электрические характеристики, такие как величина выходной мощности, КПД, полоса рабочих частот. Например, одна из ведущих мировых компаний Mimix рекламирует GaAs МИС XP1006 с Рвых 10 Вт при напряжении

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

8 В в диапазоне частот 8,5-11ГГц. К настоящему времени отечественных МИС с необходимыми электрическими параметрами нет, импортные МИС трудно доступны из-за ограничительных мер. Альтернативным решением может являться разработка ГИС с применением элементов с высокой диэлектрической проницаемостью ε.

2. Исследуемая конструкция

В поставленной работе требовалось создание твердотельного импульсного СВЧ усилителя с выходной мощностью 50 Вт и коэффициентом усиления 20 дБ при напряжении стока 8 В. Выходная мощность должна быть не менее 50 Вт, при этом предъявлялись жёсткие ограничения по ширине канала (9мм) и размерам корпуса усилителя.

В основу конструкции взяты 2-х каскадные усилители мощности, в первом каскаде которых используется один транзистор, а в выходном суммируется мощность четырех транзисторов «Принц 4-70». Данная конструкция выходного каскада позволяет разместить в заданном объёме четыре синфазных канала.

Разработанные нами усилительные каскады уступают МИС примерно на 30% по продольному размеру, для потребителя не являющимися критичным, однако, сравнимы по электрическим параметрам с МИС. Кроме того, они дешевле в разработке и изготовлении, так как используется хорошо отработанная технология ГИС. Для согласования кристаллов транзисторов используется керамика с ε=8о. С целью уменьшения продольного размера, выходная схема входного каскада согласовывалась с входом выходного каскада без перехода на 50 Ом линию.

Параметры делителей и сумматоров мощности подбирались одновременно с параметрами элементов согласования затворов и стоков элементарных ячеек транзистора. Делители и сумматоры мощности вместе с согласующими цепями, реализованными на керамике БСТ (барий-самарий-титан), с проволоками разварки затворов и стоков элементарных ячеек транзистора представляют собой единую электрическую схему. Для разделения каскадов по постоянному току вместо конденсаторов был применен полосовой фильтр на двух связанных микрополосковых линиях. Этот фильтр позволил подавить излишнее усиление схемы на низких частотах и обеспечить устойчивость усилителя вне рабочей полосы частот.

Проектирование выходного усилителя проводилось с помощью методов моделирования, реализованных в программном комплексе компьютерного проектирования AWR. В усилителе используется мощный транзистор, выполненный на псевдоморфных гетероструктурах с селективным

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

легированием. Для каждой ячейки такого транзистора разрабатывалась нелинейная модель с использованием измеренных сопротивлений истока, стока, затвора, ВАХ и S-параметров [1]. Также на основе измеренных S-параметров ячейки определялись параметры ее линейной эквивалентной схемы в нескольких режимах (при разных напряжениях на затворе и стоке).

3. Практические результаты

Полученная таким образом нелинейная модель транзистора использовалась при проектировании усилителя в целом.

После определения характеристик секции была рассчитана схема полного транзистора (рис.2), с применением керамики из БСТ, обеспечивающей максимальную выходную мощность и минимальные размеры. В этой схеме тестировались транзисторы «Принц 4-70» различных партий.

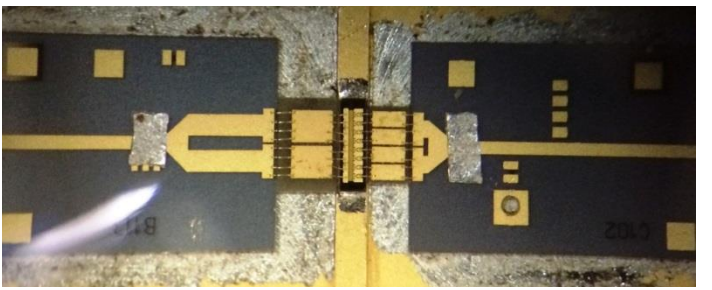


Рис. 1. Топология тестовой схемы

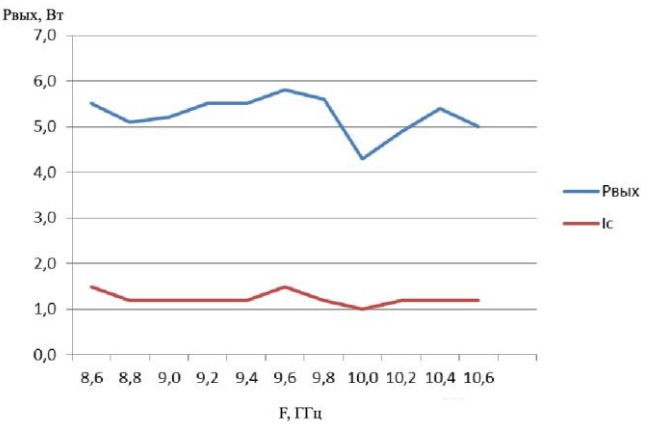


Рис. 2. Электрические характеристики транзистора «Принц 4-70»

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

Электрические характеристики транзистора показаны на рис. 2. На основе полученных характеристик была рассчитана [2,3] схема выходного усилителя рис. 3.

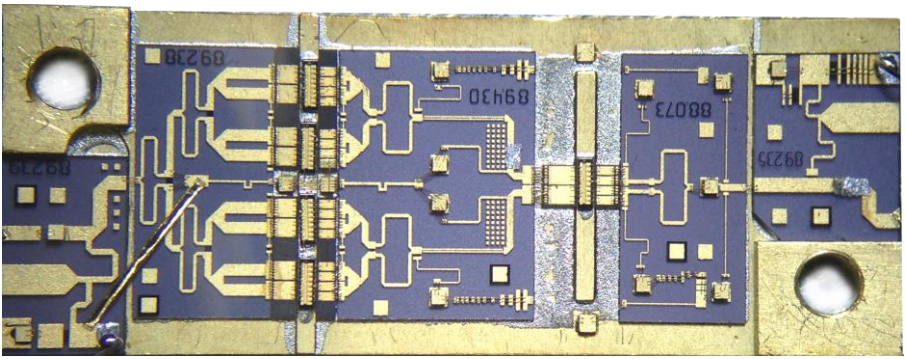


Рис. 3. Топология двухкаскадного усилителя

На вход 4-х каналов подавалась мощность от задающего каскада, который представляет собой однокаскадный усилитель с Рвых=3Вт на транзисторе «Принц 4-50» (рис 4).

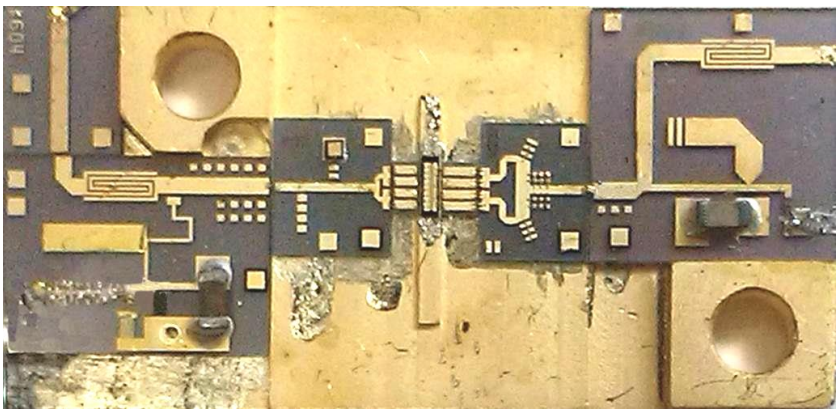


Рис. 4. Задающий усилитель мощности

Импульсный режим работы обеспечивается модулятором напряжения стока с четырьмя ключевыми транзисторами IRLML2244 размером 3x1,4x1,1 мм. Выбор импортной комплектации обусловлен тем, что отечественный аналог 2П7165А имеет размеры 18,6x10,7x4,8 мм, что делает его не конкурентоспособным. Модулятор расположен в дне корпуса, подключен ко всем каскадам и управляется генератором импульсов.

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

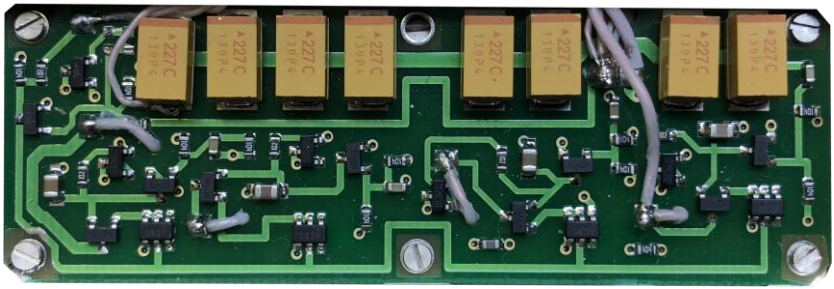


Рис. 5. Модулятор напряжения стока

Для уменьшения влияния нагрузки на усилитель и развязки между задающим и выходными усилителями, использованы вентили ФПВН2-382 производства ОАО «ФАЗА» Внешний вид модулятора показан на рис.5. Амплитудно-частотная характеристика каналов приведена на рис.6, выходная мощность усилителя показана на рис. 7.

Суммирование мощности каналов проводилось на симметричном микрополосковом сумматоре Вилкинсона, при этом была получена Рвых не менее 50 Вт.

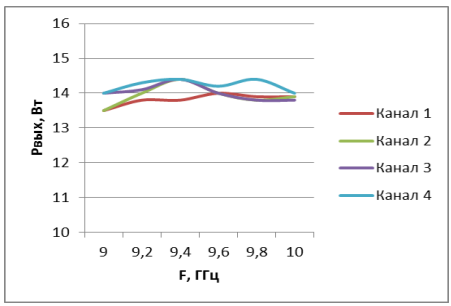


Рис. 6. Амплитудно-частотная характеристика каналов

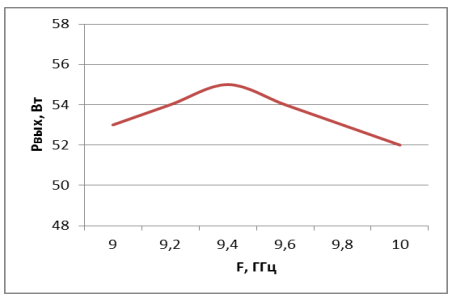


Рис. 7. Амплитудно-частотная характеристика усилителя

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

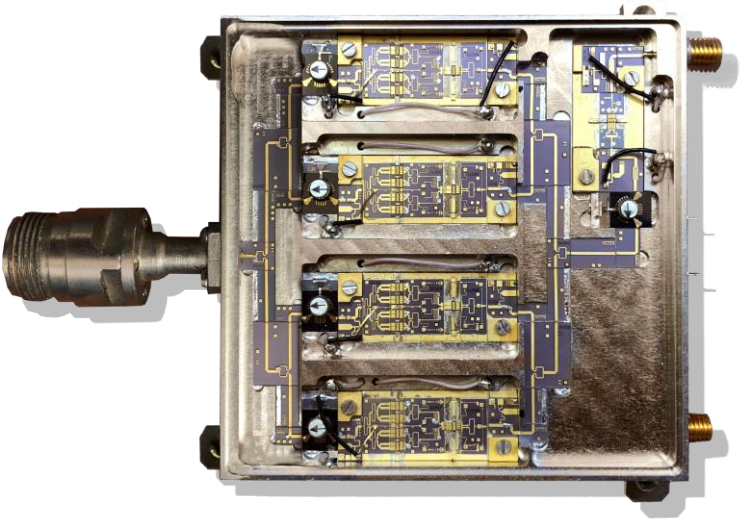


Рис. 8. Внешний вид усилителя

Разработанный четырехканальный усилитель имеет габариты: 74x89x19,5 мм (Рис. 8). Потребляемая импульсная мощность: 9В×32А.

Параметры задающего импульса:

– длительность: 1-100 мкс;

– скважность: 6-10

3. Заключение

Разработан импульсный усилитель мощности X-диапазона частот с Рвых не менее 50 Вт. В СВЧ части использована комплектация АО «НПП «Исток» им. А.И. Шокина». Применение керамики с высокой ε позволило разместить усилительные каскады в заданном объёме канала и корпуса. Электрические параметры усилителя соответствуют современному мировому уровню для изделий с использованием GaAs активных элементов.

Список литературы

[1]. Красник В.М., Манченко Л.В., Пашковский А.Б., Потапова Т.И., Пчелин В.А. Нелинейная модель гетероструктурных полевых транзисторов с субмикронным затвором ФГУП НПП «ИСТОК». 17-я Международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" (КрыМиКо'2007). Севастополь, 10-14 сентября 2007г.: Материалы конференции. Севастополь: "Вебер".- 2007.- С.69-70.

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

[2]. Пчелин В.А., Корчагин И.П., Малыщик В.М., Галдецкий А.В., Манченко Л.В., Капралова А.А. «Двухкаскадный усилитель X-диапазона с выходной мощностью 17 Вт на элементной базе ФГУП «НПП «Исток»». Материалы 21-ой Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь: «Вебер» с. 135-136, 2011.

[3]. Манченко Л.В., Пчелин В.А., Трегубов В.Б «Двухкаскадный усилитель мощности X-диапазона на гетероструктурных полевых транзисторах ФГУП «НПП «Исток»». Материалы 20-той Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь, Севастополь: «Вебер» с. 127-128, 2010.

References

[1]. Krasnik V.M., Manchenko L.V., Pashkovsky A.B., Potapova T.I., Pchelin V.A. Nonlinear model of heterostructural field-effect transistors with a submicron gate FSUE NPP "ISTOK". 17th International Crimean Conference "Microwave Engineering and Telecommunication Technologies" (Crimea, Crimea, 2007). Sevastopol, September 10-14, 2007: Conference proceedings. Sevastopol: "Weber" .- 2007.- P.69-70.

[2]. Pchelin V.A., Korchagin I.P., Malyshchik V.M., Galdetsky A.V., Manchenko L.V., Kapralova A.A. "Two-stage X-band amplifier with an output power of 17 W on the element base of FSUE" SPE "Istok". Materials of the 21st International Crimean Conference "Microwave Engineering and Telecommunication Technologies". Sevastopol: "Weber" with. 135-136, 2011.

[3]. Manchenko L.V., Pchelin V.A., Tregubov V.B. "Two-stage power amplifier of the X-band on heterostructural field-effect transistors of FSUE" SPE "Istok". Materials of the 20th International Crimean Conference "Microwave Engineering and Telecommunication Technologies". Sevastopol, Sevastopol: "Weber" with. 127-128, 2010.

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

Монолитные интегральные усилители C-X-Ku диапазона с выходной мощностью 1,5 Вт

Гармаш С.В., Кищинский А.А., Маркелова Т.А., Радченко А.В.

АО «Микроволновые системы»
Россия, 105120, Москва, ул. Нижняя Сыромятническая, д.11.
sg@mwsystems.ru; www.mwsystems.ru

Аннотация: *В докладе представлены результаты разработки и практической реализации широкополосных монолитных интегральных СВЧ усилителей диапазона частот 5 – 18 ГГц с выходной мощностью 1,5 Вт и 0,9 Вт. Приведены основные принципы моделирования и результаты экспериментального исследования электрических характеристик образцов.*

Ключевые слова: сверхвысокие частоты, арсенид галлия, монолитный интегральный усилитель мощности, сверхширокополосный, pHEMT.

1. Введение

Применение в приемопередающих модулях (ППМ) СВЧ диапазона монолитных интегральных схем (МИС) позволяет достичь высокой повторяемости характеристик СВЧ тракта, повысить надежность, существенно снизить массу и габаритные размеры аппаратуры, уменьшить трудоемкость изготовления и настройки ППМ в серийном производстве. Одним из важнейших элементов СВЧ тракта ППМ являются, в частности, широкополосные монолитные усилители мощности (УМ). В АО «Микроволновые системы» разработано два типа монолитных интегральных усилителей мощности диапазона частот от 5 до 18 ГГц с выходной мощностью 1,5 Вт и 0,9 Вт, которые были изготовлены по GaAs технологии PP25-21 на pHEMT транзисторах с длиной затвора 0,25 мкм на фабрике «WIN Semiconductors» (Тайвань).

2. Моделирование

Разработанные усилители мощности построены по балансной схеме, что позволяет обеспечить устойчивость и хорошее согласование с СВЧ трактом. Усилитель с выходной мощностью 1,5 Вт (МИС MC120) содержит два транзистора с суммарной шириной затворов 3200 мкм, усилитель с выходной мощностью 0,9 Вт (МИС MC080) – два транзистора с суммарной шириной затворов 2400 мкм. Усилители работают в классе AB.

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

Напряжение питания стока +8 В. Габаритные размеры кристаллов составляют 3,7 х 3,1 х 0,1 мм^3. Фото образцов МИС представлено на рис.1.

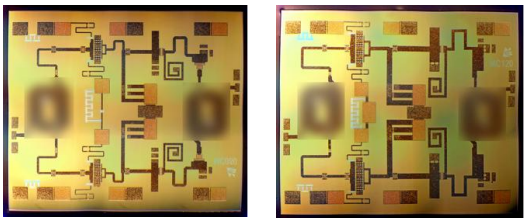


Рис. 1. Фото образцов МИС усилителей

Для проектирования использовался САПР AWR Microwave Office и библиотека моделей базовых элементов, предоставленная фабрикой (PDK v.1.1.4).

В процессе работы над проектом был разработан компактный микрополосковый квадратурный делитель/сумматор мощности; определены требования к согласующим цепям транзисторов и проведен их синтез, оптимизация и электродинамическое моделирование; уточнены модели базовых элементов, спроектирована топология микросхем.

Расчетные вносимые потери квадратурного моста составили величину 0,17 – 0,4 дБ в рабочем диапазоне частот при КСВН не более 1,25.

При электродинамическом моделировании фрагментов согласующих цепей была обнаружена некорректность модели базового элемента, представляющего собой межслойный конденсатор, расположенный непосредственно над металлизированным отверстием. В связи с этим были разработаны собственные масштабируемые эквивалентные схемы двух видов такого элемента (однопортовый и двухпортовый). Верификация моделей проводилась с помощью электродинамического моделирования и использования данных измерений S-параметров межслойных конденсаторов, предоставленных фабрикой.

Для проектирования выходных согласующе-трансформирующих цепей (СТЦ) был проведен анализ нагрузочных характеристик нелинейных моделей транзисторов и определены требования к оптимальным нагружающим импедансам Z_{opt} в рабочем диапазоне частот. Для упрощения процедуры синтеза транзистор может быть представлен в виде эквивалентной параллельной RC цепи с комплексно-сопряженным импедансом $\overline{Z}_{opt}$. Задача проектирования выходной СТЦ в этом случае сводится к согласованию такой RC цепи с 50-омной линией передачи. При этом, согласно ограничению Боде-Фано [1], чем выше произведение постоянной

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

времени RC цепи на абсолютную полосу частот, тем хуже согласование. Расчетные данные для получения максимального КПД и мощности в режиме насыщения (критерий «$P_{макс}$») и для получения максимальной мощности в режиме компрессии усиления 1 дБ (критерий «P_{-1}») приведены в таблице 1. В результате проведенного синтеза четырехконтурных цепей с использованием моделей базовых элементов были получены коэффициенты отражения $|\Gamma|_{max}$, характеризующие достижимое качество согласования в рабочей полосе частот. Дальнейшее наращивание количества контуров нецелесообразно из-за возрастающих потерь при несущественном улучшении $|\Gamma|_{max}$.

Табл. 1. Расчетные данные для синтеза выходных СТЦ

Критерий	Ширина затвора транзистора, мкм	Параметры эквивалентной RC цепи		|Γ|max
		R, Ом	C, пФ	
«$P_{макс}$»	1200	31 (5 – 18 ГГц)	0.3 (5 – 18 ГГц)	0,15
	1600	23 (5 – 18 ГГц)	0.4 (5 – 18 ГГц)	
«P_{-1}»	1200	36 (16 – 18 ГГц) 40 - 46 (5 – 15 ГГц)	0.36 (5 – 18ГГц)	0,2 – 0,3
	1600	27 (16 – 18 ГГц) 30 – 35 (5 – 15 ГГц)	0.48 (5–18 ГГц)	

Из данных табл.1 видно, что по критерию «P_{-1}» коэффициент отражения $|\Gamma|_{max}$ в 1,5 – 2 раза выше, чем по критерию «$P_{макс}$», и более качественное согласование по критерию «P_{-1}» не достигается. Исходя из этого оптимизация выходных СТЦ была проведена по компромиссному критерию между «P_{-1}» и «$P_{макс}$». Для транзисторов 1200 мкм и 1600 мкм были получены четырехконтурные, аналогичные по структуре реактивные цепи.

Входные реактивно-диссипативные согласующие цепи оптимизированы для получения максимального коэффициента усиления с минимальной частотной неравномерностью в рабочем диапазоне частот.

3. Электрические характеристики

Были проведены экспериментальные исследования электрических характеристик МИС в диапазоне рабочих температур от минус 60 до +75°С, режимных зависимостей, динамических характеристик, проведены зондовые измерения малосигнальных S-параметров. Особое внимание было уделено исследованию отсутствия самовозбуждения в рабочем диапазоне температур. Для измерений параметров в нелинейном режиме и в диапазоне рабочих температур микросхемы устанавливали в технологиче-

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

скую оснастку с коаксиальными соединителями. Основные малосигнальные характеристики и частотные характеристики выходной мощности усилителей в сравнении с результатами расчета приведены на рисунках 2 и 3. Отклонение экспериментальных данных от расчетных по малосигнальному коэффициенту усиления составило не более 1 дБ в участке рабочего диапазона частот 5 – 8 ГГц и не более 0,2 дБ в участке диапазона частот 8 – 18 ГГц. Отклонение экспериментальных данных от расчетных по КСВН составило не более 10 %. Ток потребления и КПД по добавленной мощности приведены на рисунке 4. КПД по добавленной мощности в режиме насыщения составил 30 – 40 %.

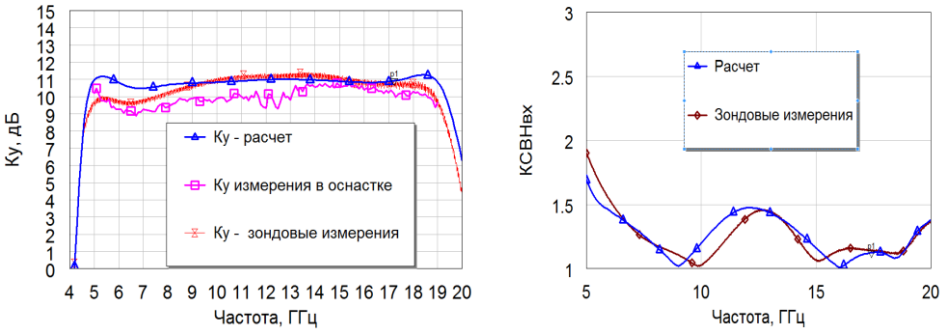
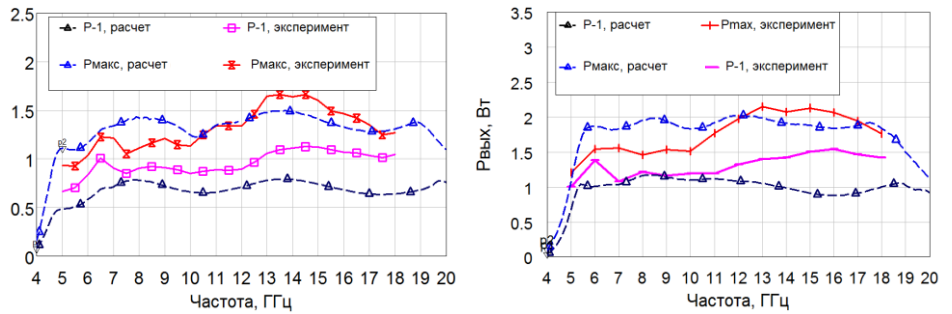


Рис. 2. Малосигнальный коэффициент усиления и КСВНвх МИС МС120, расчет и эксперимент



а) б)

Рис. 3. Выходная мощность МИС МС120 (а) и МС080 (б), расчет и эксперимент. Расчетные характеристики показаны пунктирными линиями.

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

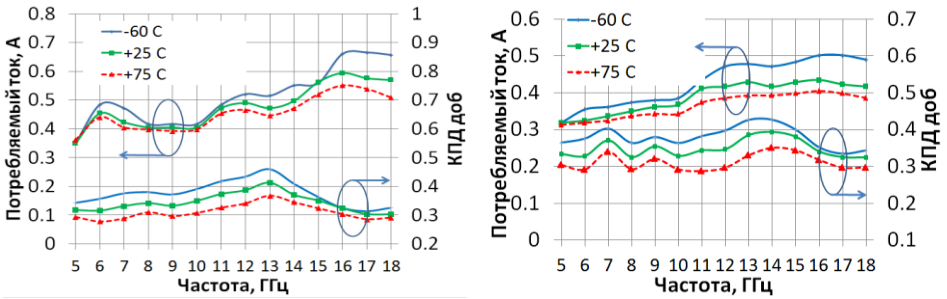


Рис. 4. Ток потребления и КПД по добавленной мощности МИС МС120 (а) и МС080 (б) в диапазоне температур

С применением МИС МС080 и МС120 были разработаны два усилительных микромодуля: в рабочем диапазоне частот от 6 до 18 ГГц с выходной мощностью 1,5 Вт и в диапазоне от 5 до 18 ГГц с выходной мощностью более 7 Вт, в котором МС120 используется в качестве предварительного усилителя. Микромодули выполнены в металлокерамических корпусах SMD-монтажа и фланцевого типа, по конструкции аналогичны представленным в [2].

4. Заключение

Проведенные экспериментальные исследования электрических характеристик разработанных МИС показали хорошую точность моделирования. Усилители имеют высокий КПД 30 – 40 %, высокий малосигнальный коэффициент усиления 10 дБ с низкой частотной неравномерностью не более 1 дБ. Выходная мощность усилителей составляет 0,9 и 1,5 Вт. Характеристики обеспечиваются в широкой полосе частот с перекрытием 3,5:1. МИС и микромодули на их основе могут быть использованы при построении приемо-передающих каналов радиоэлектронных средств, в том числе активных фазированных решеток.

Список литературы

[1] R. M. Fano. Theoretical Limitations on the Broadband Matching of Arbitrary Impedances // Technical Report No 41, Jan 2, 1948, MIT Research Laboratory of Electronics.

[2] Маркинов Е.Г., Радченко А.В. Сверхширокополосные интегральные усилители мощности в корпусах поверхностного монтажа // Материалы 26 Международной крымской конференции, Севастополь, Вебер, 2016, стр.185.

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

Усилитель СВЧ мощности диапазона 5 – 18 ГГц с выходной мощностью более 10 Вт

Радченко А.В.

АО «Микроволновые системы»
Российская Федерация, г. Москва, 105120, ул. Нижняя Сыромятническая, 11
ar@mwsystems.ru

Аннотация: В докладе описана конструкция и приведены характеристики сверхширокополосного твердотельного усилителя СВЧ мощности на основе современных монолитных интегральных схем, обеспечивающего в рабочем диапазоне частот от 5 до 18 ГГц выходную мощность более 12 – 16 Вт и КПД от 14 до 20%.

Ключевые слова: сверхвысокие частоты, металлокерамический корпус, усилитель мощности, нитрид галлия, монолитная интегральная схема.

1. Введение

Необходимость уменьшения массогабаритных характеристик, снижения потребляемой мощности широкополосных радиопередающих устройств толкают разработчиков модулей СВЧ к применению в выходных каскадах усилителей мощности современных интегральных компонентов на основе технологии нитрида галлия [1]. Такое решение существенно упрощает конструкцию усилителя по сравнению с решениями на основе дискретных GaAs транзисторов [2] при одновременном улучшении основных параметров усилителя.

2. Конструкция усилителя

На рисунке 1, показана структурная схема разработанного усилителя мощности.

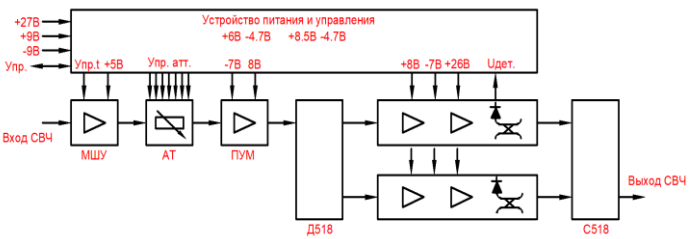


Рис 1. Структурная схема усилителя

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

Она включает в себя:

- входной малошумящий усилительный каскад (МШУ);
- цифровой пятиразрядный аттенюатор (АТ);
- цепь управления уровнем усиления входного МШУ для плавной компенсации температурного дрейфа коэффициента усиления в диапазоне температур от минус 60 до +75 ºС;
- предварительный усилитель мощности, корректор АЧХ и ФЧХ усилительного тракта (ПУМ);
- делитель и сумматор (Д518 и С518);
- два интегральных усилительных модуля, выполненные в металлокерамическом корпусе, которые содержат входной балансный монолитный GaAs усилительный каскад собственной разработки, коммерчески доступный GaN монолитный УРУ с выходной мощностью 7-10 Вт и направленный детектор выходной мощности;
- стабилизаторы питания, быстродействующий модулятор питания; буферные ТТЛ-логические элементы управления цифровым аттенюатором, схему управления аттенюатором термокомпенсации, датчик температуры, устройство защиты (Устройство питания и управления).

На рисунке 2 показана фотография внутренней конструкции разработанного усилителя. Корпус усилителя герметичный, элементы устройства питания и управления размещены с нижней стороны корпуса. Габаритные размеры усилителя составляют 64,2 х 117 х 20 мм^3, масса 300 г.

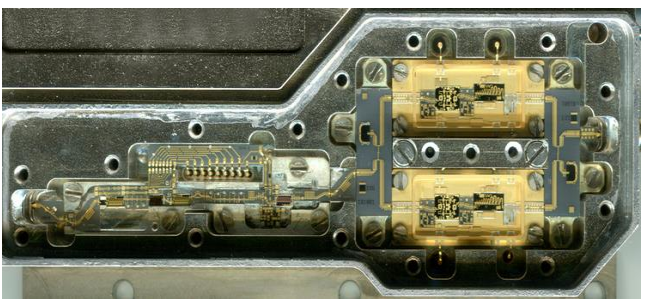


Рис 2. Конструкция усилителя

На рисунке 3 показана фотография интегрального усилительного модуля, который выполнен в герметичном металлокерамическом микрокорпусе, разработанным совместно с компанией Kyocera [3]. Габаритные размеры корпуса составляют 10,8 х 26 х 2,6 мм^3, а масса менее 5 г.

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

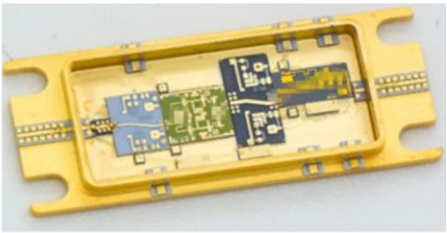


Рис. 3. Конструкция интегрального усилительного модуля

Модуль обеспечивает в полосе рабочих частот 5 – 18 ГГц выходную мощность более 7 Вт при КПД 18-20%, малосигнальное усиление 18 – 20 дБ и КСВН входа и выхода не более 2,5. Он может применяться отдельно как самостоятельное изделие, например, в многоканальных усилительных трактах.

Для суммирования мощностей двух интегральных модулей разработан квадратурный сумматор с тремя областями связи (общий вид показан на рисунке 2). Сильную связь обеспечивает центральная секция в виде моста Ланге с зазором между проводниками 13 мкм, а слабую связь обеспечивают широкие подводящие линии. Такая конструкция позволяет эффективно использовать его длину и увеличить широкополосность за счет использования областей с разным коэффициентом связи.

Расчетные параметры сумматора приведены на графиках рисунка 4.

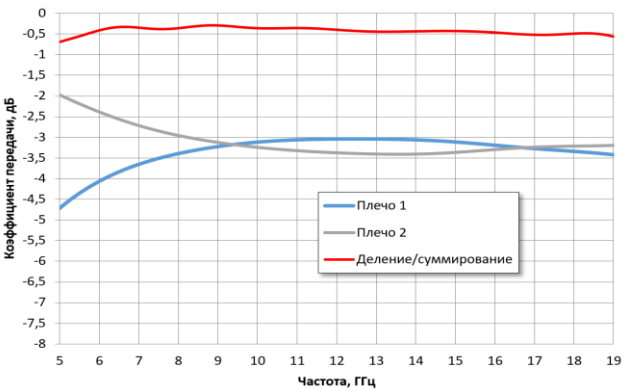


Рис 4. Расчетные параметры квадратурного сумматора, примененные в разработанном усилителе

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

3. Основные характеристики усилителя

На рисунках 5 – 7 приведены типовые характеристики трех образцов разработанного усилителя мощности. В диапазоне температур от минус 60ºС до +75 ºС усилитель обеспечивает выходную мощность более 10 Вт, при входной мощности 2 мВт (компрессия усиления около 7 дБ), коэффициент передачи в малосигнальном режиме от 44 до 47 дБ. КПД усилителя составляет от 14 до 18 % во всем температурном диапазоне. Неравномерность АЧХ (рисунок 5) составляет около 3 дБ, КСВН входа и выхода усилителя не более 2,5.

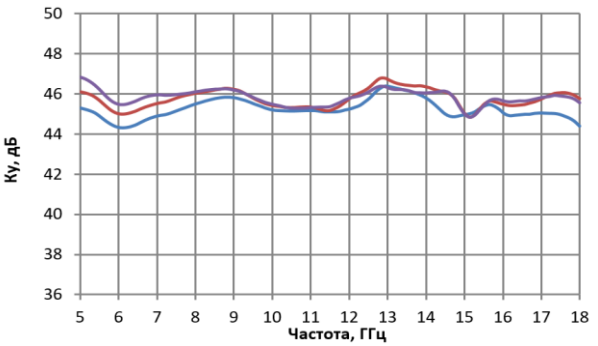


Рис 5. Малосигнальный коэффициент усиления

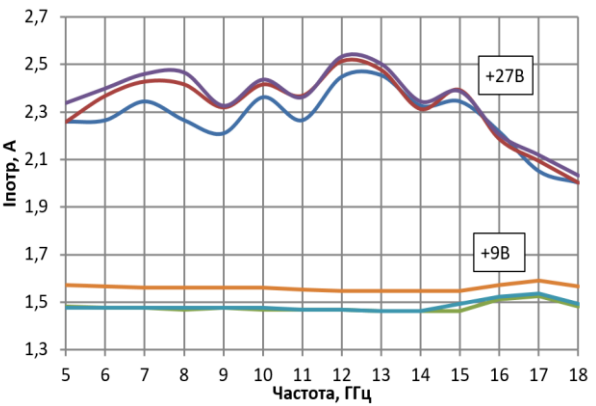


Рис 6. Токи потребления по цепям питания в режиме насыщения

С уменьшением нагрева корпуса выходная мощность растет, составляя 12-16 Вт в нормальных условиях при эффективном охлаждении корпуса усилителя (рисунок 7).

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

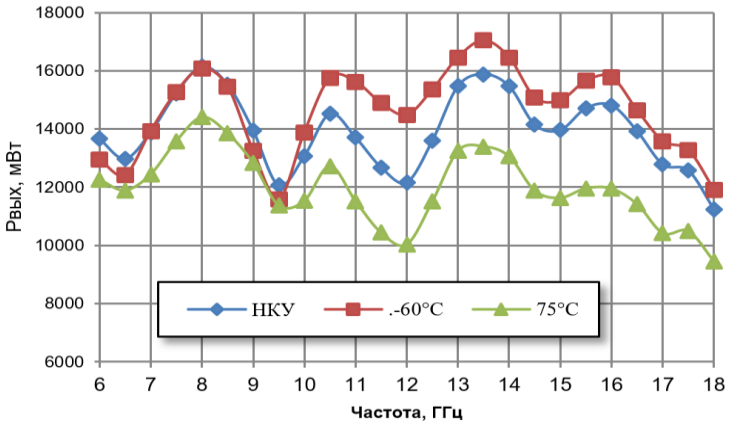


Рис 7. Типовая номинальная выходная мощность (при Рвх = 2 мВт)

4. Заключение

В работе приведены результаты разработки усилителя с выходной мощностью не менее 10 Вт, работающего в диапазоне частот от 5 до 18 ГГц, который может применяться в качестве оконечного усилителя мощности в АФАР непрерывного режима. По удельным параметрам (масса на единицу выходной мощности, аппаратурный КПД [1], стоимость Ватта выходной мощности) он имеет на 30-45% лучшие показатели, чем разработанный ранее GaAs усилитель сравнимой полосы частот [2].

Список литературы

[1] Кищинский А.А. Сверхширокополосные твердотельные усилители мощности СВЧ диапазона: схемотехника, конструкции, технологии. Электроника и микроэлектроника СВЧ. Сборник статей VII Всероссийской конференции. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2018, С. 4-13.

[2] Радченко А.В. Сверхширокополосный транзисторный усилитель диапазона 6 – 18 ГГц с выходной мощностью 6 Вт. Материалы 21-й Международной Крымской конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии», 2011 г, том 1, стр.131-132.

[3] Маркинов Е.Г., Радченко А.В. Сверхширокополосные интегральные усилители мощности в корпусах поверхностного монтажа. Материалы 26-й Международной Крымской конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии», 2016 г, том 2, стр.185-189.

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

Полевые транзисторы с повышенным уровнем линейности

[1]Богданов С.А., [1]Богданов Ю.М, [1]Лапин В. Г., [1]Лукашин В.М.,
[1]Маковецкая А.А, [1]Новиков С.И., [1]Пашковский А.Б.,
[1]Смирнов В.В, [2]Журавлёв К.С.

[1] Акционерное общество «Научно-производственное предприятие «ИСТОК» имени А.И. Шокина»
г. Фрязино, 141190, Российская Федерация
solidstate10@mail.ru
[2] Федеральное государственное бюджетное учреждение науки Институт физики полупроводников им. А.В. Ржанова Сибирского отделения Российской академии наук
г. Новосибирск, 630090, Российская Федерация
zhur@isp.nsc.ru

Аннотация: *Представлены результаты разработки и исследования полевых транзисторов со специальным профилем легирования, обеспечивающим повышенную линейность переходной характеристики. Приведены результаты моделирования нелинейных эффектов в усилителях мощности на таких приборах. Показано, что при том же максимальном токе транзистора выходная мощность при компрессии менее чем 1 дБ в таких усилителях может быть увеличена более чем в полтора раза.*

Ключевые слова: линеаризация приемопередающих трактов, усилитель мощности, полевой транзистор со специальным профилем легирования.

1. Введение

В связи с интенсивным развитием цифровых систем связи со сложными видами модуляции возрастают требования к линейности приемопередающих трактов радиосистем [1]. Например, при квадратурно-амплитудной модуляции информация содержится в амплитуде и фазе несущего сигнала. В таких системах связи требуется очень хорошая линейность характеристик, низкий уровень вносимых фазовых шумов [2-4].

Основным устройством, вносящим нелинейные искажения в полезный сигнал, является усилитель мощности (УМ). Нелинейные искажения каждого каскада определяются величиной усиливаемого сигнала, поэтому максимальные искажения обычно вносит последний выходной каскад. Таким образом, исследование известных и поиск новых методов линеариза-

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

ции приемопередающих трактов радиосистем является актуальной задачей.

2. Метод линеаризации приемопередающих трактов радиосистем

Для повышения линейности применяют различные методы линеаризации: введение обратных связей, внесение предыскажений и др [5-7]. Схемотехнические методы уменьшения нелинейных искажений эффективно работают лишь с относительно узкополосными сигналами и вносят существенные задержки на его прохождение. Кроме того, перспективные для радиоприемной аппаратуры методы линеаризации, лежащие в основе систем с прямой связью, требуют от СВЧ-трактов обеспечения максимального рассогласования сигналов в цепях выделения и вычитания интермодуляционных искажений по амплитуде до 0,3 дБ, по фазе до 2 градусов в рабочей полосе частот [5].

Существуют технологические методы, позволяющие создавать активные элементы УМ с улучшенными значениями отдельных параметров. Одним из таких активных элементов является полевой транзистор (ПТ) со специальным профилем легирования [8]. Для обеспечения линейности передаточных характеристик в таком ПТ формируют такой профиль легирования, при котором глубина обеднения оказывается слабо меняющейся функцией напряжения на затворе.

Таким образом, если в обычном ПТ с однородным профилем легирования величины входной емкости C и крутизны S заметно изменяются с ростом входного напряжения, то в ПТ со специальным профилем легирования (СПЛ), рациональный выбор СПЛ определяет диапазон изменения входного напряжения, при котором величины C и S остаются практически постоянными, а также сами значения величин C и S. Кроме того, использование ПТ с более высокой степенью линейности передаточных характеристик позволяет повысить линейность приемопередающих трактов радиосистем в целом.

3. Результаты теоретических и экспериментальных исследований

Экспериментальные зависимости входной емкости и крутизны от напряжения на затворе для ПТ со специальным профилем легирования (рис. 1.) были использованы при построении нелинейных моделей ПТ – FET SP1, FET SP2. На рис. 2 приведены зависимости крутизны проходной

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

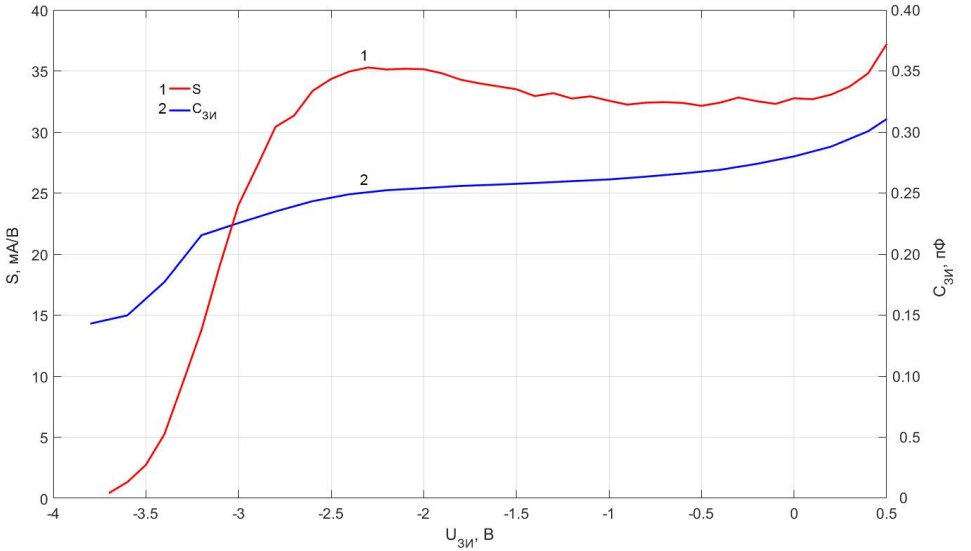


Рис. 1. Экспериментальные зависимости входной емкости и крутизны от напряжения на затворе для ПТ со СПЛ

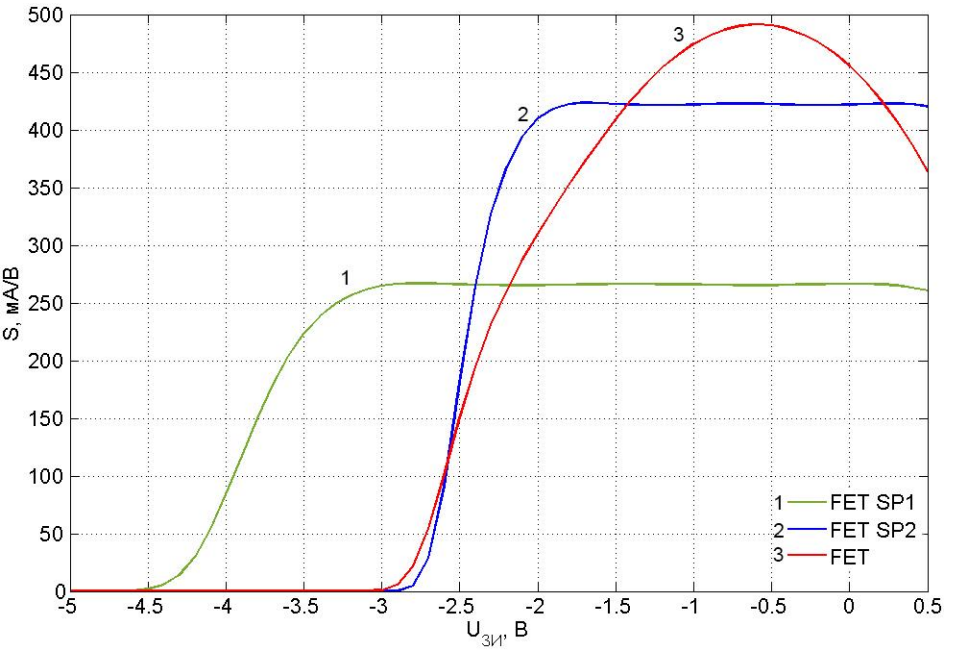


Рис. 2. Крутизна проходной характеристики ПТ

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

характеристики для нелинейных моделей ПТ FET SP1, FET SP2 в сравнении с моделью простого ПТ FET. При этом, для корректности сравнения характеристик УМ на основе таких ПТ, одним из критериев при построении моделей было равенство максимального тока у ПТ (1 А).

Результаты моделирования зависимости выходной мощности от входной для УМ на ПТ (FET SP1, FET SP2, FET) на частоте 10 ГГц приведены на рис. 3., некоторые параметры сведены в табл.1.

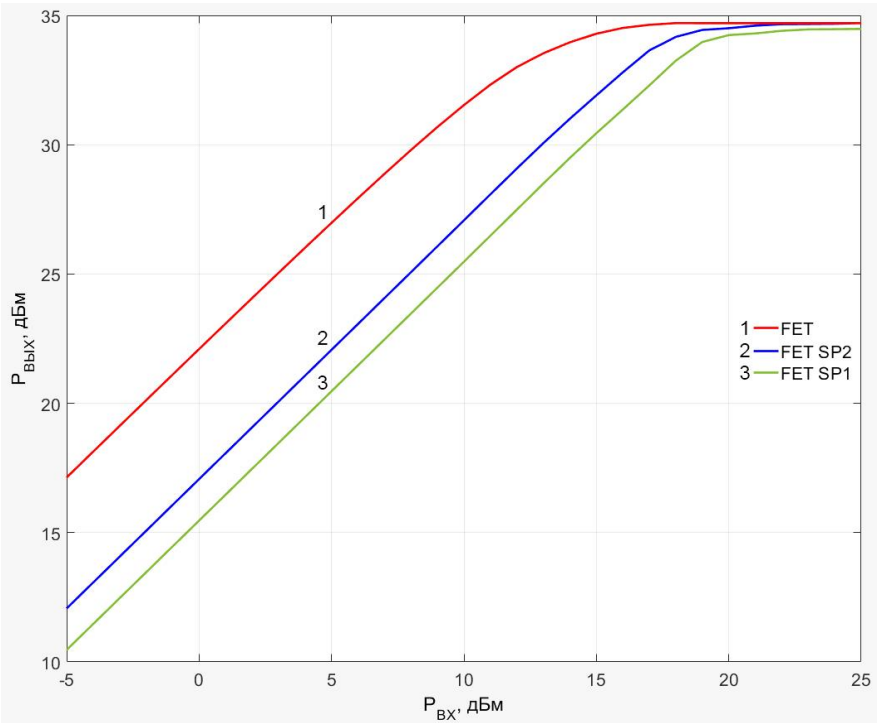


Рис. 3. Зависимости выходной мощности от входной для УМ на основе ПТ FET SP1, FET SP2, FET.

Табл. 1. Результаты моделирования УМ на основе ПТ FET SP1, FET SP2, FET

УМ на основе:	FET SP1	FET SP2	FET
КСВН по входу	1,023	1,044	1,019
КСВН по выходу	3,146	4,782	6,416
Коэфф. усиления, дБ	14,45	16,07	21,14
P1dB, дБм	34,22	34,19	32,45

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

4. Заключение

Таким образом, применение в УМ СВЧ полевых транзисторов со специальным профилем легирования, обеспечивающим повышенную линейность переходной характеристики, позволяет увеличить мощность в точке 1 дБ компрессии более чем в полтора раза. Кроме того, слабая зависимость входной емкости от напряжения на затворе существенно упрощает согласование транзистора с линией передачи, а также позволяет получать более равномерные АЧХ в широком диапазоне частот.

Список литературы

[1] Князев, А.Д. Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместимости /А.Д. Князев, Л.Н. Кечиев, Б.В. Петров. – Москва: Радио и связь, 1989. – 224с.

[2] Побережский, Е.С. Цифровые радиоприемные устройства /Е.С. Побережский. – Москва: Наука, 1987. – 184с.

[3] Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение /Б. Скляр. – Москва: Вильямс, 2007. – 1104с.

[4] Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра /К. Феер. – Москва: Радио и связь, 2000. – 552с.

[5] Kenington P.B. High Linearity RF Amplifier Design / P. B. Kenington //Artech House Inc. – 2000. – P.321.

[6] Fan C.W. Theoretical and experimental study of amplifier linearization based on harmonic and baseband signal injection technique / C. W. Fan, K. K. M. Cheng//IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2002. – Vol. 50, no. 7.–P. 1801-1806.

[7] Ballesteros E. Analysis and design of microwave linearized amplifiers using active feedback /E. Ballesteros, F. Perez, J. Perez // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1988. – Vol. 36, no. 3. – P. 499–504.

[8] Богданов, Ю.М. Полевой транзистор с низкой модуляционной чувствительностью для малошумящих СВЧ-устройств/ Ю.М. Богданов, А.Б. Пашковский, А.С. Тагер // Радиотехника и электроника. – 1993. – № 2. – С. 346-355.

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

Новый метод снижения фазовых шумов генераторов на полевых транзисторах

[1]Богданов С.А., [1]Богданов Ю.М, [1]Викторова Н.О., [1]Лапин В. Г., [1]Лукашин В.М., [1]Новиков С.И., [1]Пашковский А.Б., [1]Смирнов В.В, [2]Журавлёв К.С.

[1] Акционерное общество «Научно-производственное предприятие «ИСТОК» имени А.И. Шокина»
г. Фрязино, 141190, Российская Федерация
solidstate10@mail.ru
[2] Федеральное государственное бюджетное учреждение науки Институт физики полупроводников им. А.В. Ржанова Сибирского отделения Российской академии наук
г. Новосибирск, 630090, Российская Федерация
zhur@isp.nsc.ru

Аннотация: *Представлен новый метод снижения фазовых шумов автогенераторов на полевых транзисторах за счет использования специального профиля легирования. Приведены результаты использования данных приборов в автогенераторах СВЧ диапазона, а также низкочастотные шумовые измерения транзисторов и результаты моделирования спектральной плотности мощности фазовых шумов автогенераторов на их основе. Показано, что даже при собственных низкочастотных шумах нового транзистора существенно превосходящих шумы обычного, выигрыш в фазовых шумах устройств на нём может составить около 10 дБ.*

Ключевые слова: автогенератор, фазовый шум, полевой транзистор со специальным профилем легирования.

1. Введение

Широкому применению полевых транзисторов (ПТ) в целом ряде устройств, например, в автогенераторах, препятствует высокая интенсивность низкочастотных шумов вида *1/f*. Модуляция полезного сигнала низкочастотным шумом существенно увеличивает спектральную плотность мощности фазового шума (СПМФШ) в автогенераторах. Это приводит к тому, что СПМФШ автогенераторов на основе ПТ с однородным профилем легирования превышает СПМФШ автогенераторов на основе биполярных транзисторов более чем 20 дБ, что не позволяет ПТ в полной мере раскрыть преимущества перед биполярными транзисторами. Известные схемотехнические методы снижения СПМФШ автогенераторов суще-

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

ственно влияют на стоимость, габаритные размеры и энергопотребление изделий на их основе [1, 2]. Таким образом, поиск возможностей снижения СПМФШ автогенераторов за счет технологических методов формирования ПТ с улучшенными значениями отдельных параметров и характеристик является актуальной задачей.

2. Метод снижения фазовых шумов

Основным фактором, вызывающим модуляции частоты или фазы в СВЧ-устройствах на ПТ, является флуктуация входной емкости транзистора [3]. Флуктуации входной емкости и ее нелинейность зависят от профиля легирования рабочего слоя ПТ, поэтому при рациональном выборе этого профиля шумовые характеристики СВЧ-устройств заметно улучшаются.

В работе предложен новый метод снижения СПМФШ автогенераторов, заключающийся в применении в качестве активного элемента ПТ с оптимизированным профилем легирования в подзатворной области. В результате исследований ПТ со специальным профилем легирования, установлено, что в таких приборах реализуется низкая модуляционная чувствительность параметров транзисторов к первичным НЧ флуктуациям зарядовых состояний на поверхности и в объеме канала. Это позволяет существенно снизить СПМФШ автогенераторов на основе таких транзисторов.

3. Результаты теоретических и экспериментальных исследований

Объектами экспериментальных исследований являлись ПТ с шириной и длиной затвора 300 и 0,5 мкм, соответственно, с однородным и специальным профилями легирования, а также автогенераторы СВЧ диапазона на их основе.

В работе проведены измерения прямым методом низкочастотных шумов вида *1/f* для ПТ с однородным и специальным профилями легирования. Спектральная плотность тока шумов при различных значениях тока стока ПТ аппроксимировалась зависимостью [4]

$$S(f) = \frac{K_I I^{\alpha}}{f^{\gamma}}, \left[\frac{\text{А}^2}{\text{Гц}}\right] \qquad (1)$$

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

при $\alpha = 2$, $\gamma = 1$ с помощью метода наименьших квадратов (МНК). Анализ низкочастотных шумов вида *1/f* проведен для диапазона частот 80 Гц – 10 кГц. Определены средние значения коэффициентов K_I при токе стока ПТ в диапазоне от 10 до 50 мА. Для ПТ с однородным профилем легирования $K_I = 2 \cdot 10^{-11}$, для ПТ со специальным профилем легирования $K_I = 1{,}8 \cdot 10^{-10}$. На уровень низкочастотных шумов существенное влияние оказывает качество обработки поверхностей и изготовления всей структуры в целом. Для ПТ со специальным профилем легирования проведена оценка параметра формы спектра γ. Полученное значение $\gamma = 1{,}2$ указывает на наличие в данных экземплярах ПТ скрытых дефектов. Таким образом, перспективность работы по дальнейшему улучшению прибора очевидна.

Экспериментальные исследования СПМФШ проводились для автогенераторов с диэлектрическим резонатором (ДР) включенным в цепь затвора ПТ. Дополнительные меры по снижению фазового шума не принимались. Величина нагруженной добротности ДР составляла Qн ~ 1500, частота 8 ГГц. Установлено, что даже при собственных низкочастотных шумах нового транзистора существенно превосходящих шумы обычного, выигрыш в фазовых шумах устройств на нём может составить около 10 дБ при величине отстройки 10 кГц.

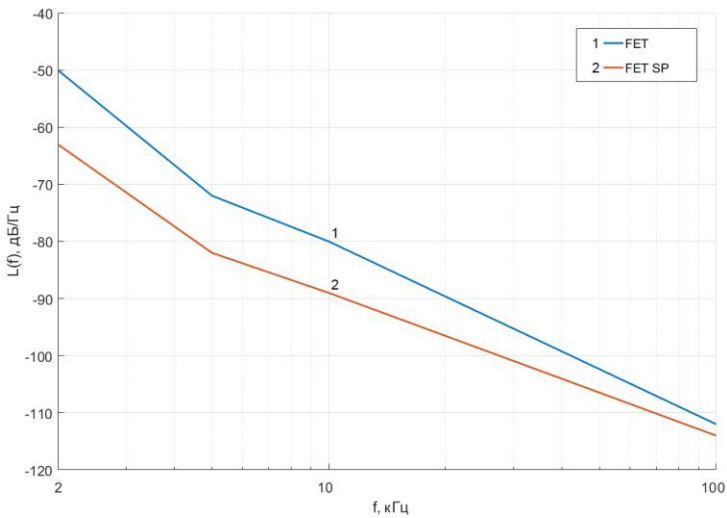


Рис. 1. Относительная СПМФШ автогенераторов на основе ПТ с однородным (FET) и специальным (FET SP) профилями легирования

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

Теоретические исследования зависимости СПМФШ при различных отстройках от несущей от величины коэффициента K_I для автогенераторов на основе ПТ со специальным профилем легирования (рис. 2), указывают на возможность дополнительного снижения СПМФШ на величину порядка 10 дБ при величине отстройки 10 кГц, в случае снижения низкочастотного шума вида *1/f* в ПТ со специальным профилем до уровня НЧ шума ПТ с однородным легированием.

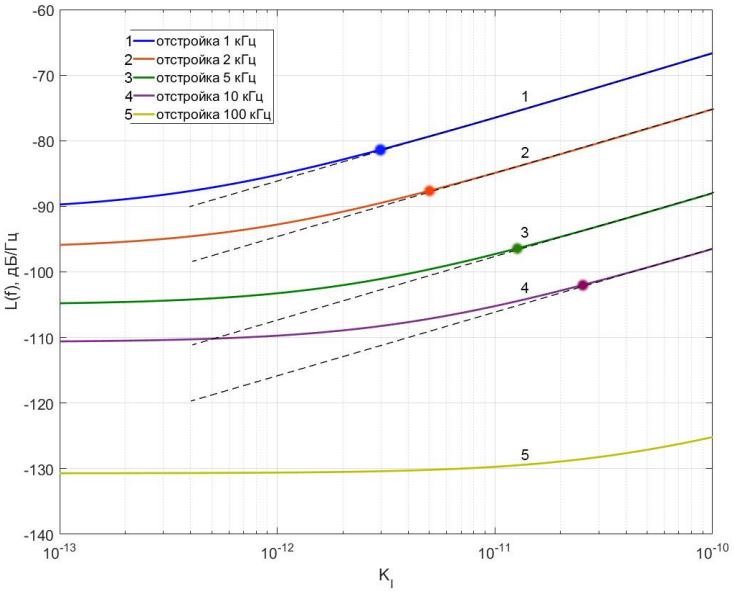


Рис. 2. Зависимость относительной СПМФШ при различных отстройках от несущей от величины коэффициента K_I

4. Заключение

Представлен новый метод снижения фазовых шумов автогенераторов на полевых транзисторах за счет использования специального профиля легирования. Приведены результаты использования данных приборов в автогенераторах СВЧ диапазона, а также низкочастотные шумовые измерения транзисторов и результаты моделирования спектральной плотности мощности фазовых шумов автогенераторов на их основе. Показано, что даже при собственных низкочастотных шумах нового транзистора существенно превосходящих шумы обычного, выигрыш в фазовых шумах устройств на нём может составить около 10 дБ. Анализ результатов теоре-

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

тических исследований указывает на возможность дополнительного снижения СПМФШ автогенераторов на основе ПТ со специальным профилем легирования на величину порядка 10 дБ при величине отстройки 10 кГц за счет уменьшения количества скрытых дефектов в структуре ПТ, что позволит таким автогенераторам выйти на уровень приборов на биполярных транзисторах.

Список литературы

[1] Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике: Схемы, блоки, 50-омная техника / Ред Э. – Москва: Мир, 1990. – 256с.

[2] The design of modern microwave oscillators for wireless applications theory and optimization / Ulrich L. Rohde, Ajay Kumar Poddar, Georg Böck . – John Wiley & Sons, 2005. – 544 p.

[3] Богданов, Ю.М. Полевой транзистор с низкой модуляционной чувствительностью для малошумящих СВЧ-устройств/ Ю.М. Богданов, А.Б. Пашковский, А.С. Тагер // Радиотехника и электроника. – 1993. – № 2. – С. 346-355.

[4] Жигальский, Г.П. Флуктуации и шумы в электронных твердотельных приборах /Г.П. Жигальский. – Москва: Физматлит, 2012. – 512 с.

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

Особенности работы мощных GaAs pHEMT транзисторов в режиме перегрузки входным сигналом

Гармаш С.В., Городецкий А.Ю., Кищинский А.А.,
Маркелова Т.А., Радченко А.В.

АО «Микроволновые системы»
ул. Нижняя Сыромятническая, 11, г. Москва, 105120, Российская Федерация
ag@mwsystems.ru

Аннотация: *В докладе приведены испытаний мощных полевых арсенид-галлиевых pHEMT СВЧ транзисторов производства «WIN Semiconductros» и «Qorvo», которые подвергались воздействию непрерывной входной мощности в течение 130 часов с целью определения степени деградации их параметров, допустимых режимов работы и возможных причин отказов.*

Ключевые слова: сверхвысокие частоты, полевой транзистор, деградация параметров, отказ, электротермотренировка, усилитель мощности.

1. Введение

При эксплуатации широкополосных транзисторных усилителей мощности (УМ) в режимах, близких к режиму насыщения, например – при перегрузке входным сигналом, или большой частотной неравномерности максимальной выходной мощности предварительных каскадов, возникает вероятность деградации его параметров. Такая проблема была выявлена при модернизации серийно выпускаемого усилителя [1] в связи с заменой выходных транзисторов TGF2022-24 фирмы Qorvo на транзисторы собственной разработки MC32-1, изготовленные по технологии PP25-21 на фабрике WIN Semiconductors.

В ходе ресурсных испытаний, когда образец усилителя находился под воздействием входного сигнала в режиме насыщения и при повышенной рабочей температуре на протяжении 200 часов (так называемая динамическая электротермотренировка, ЭТТ), была выявлена бóльшая деградация параметров (выходной мощности и КПД), возможно, по причинам, описанным в статье [2], по сравнению с серийным прибором на транзисторах TGF2022-24.

На рисунке 1 приведены зависимости выходных мощностей усилителя с транзисторами MC32-1 в режиме насыщения и при компрессии 1 дБ коэффициента усиления до и после ЭТТ.

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

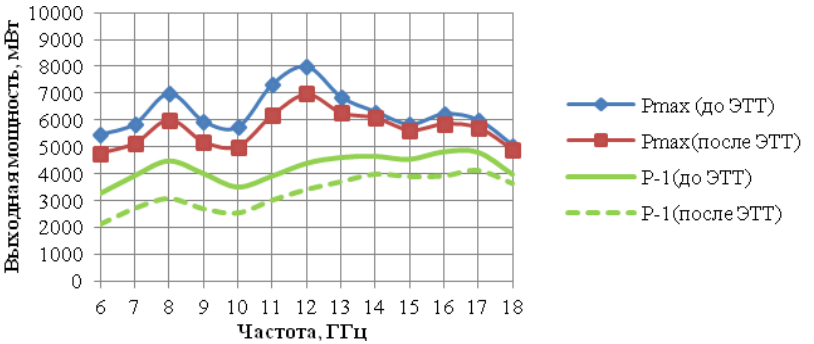


Рис. 1. Выходная мощность насыщения (Pmax) и компрессии 1 дБ (P-1) до, и после ЭТТ.

После 60 часов ЭТТ при температуре корпуса усилителя 75 ºС выходная мощность снизилась на 12,5 %, КПД на 10,1 %, а мощность однодецибельной компрессии на 31 %. Для поиска границ применимости разработанных транзисторов был проведен ряд дополнительных исследований, результаты которых изложены ниже.

2. Условия испытаний

С целью определения допустимых режимов работы и степени деградации были проведены исследования разработанных транзисторов и их аналогов в режиме большого сигнала в X-диапазоне частот.

Для проведения измерений транзисторы с согласующими платами и циркуляторами на входе и выходе были монтировались в технологический корпус (испытательный каскад), имеющий вводы питания и SMA разъемы для включения в коаксиальный СВЧ тракт. Технологический корпус при испытаниях был размещен на радиаторе, имеющим принудительное воздушное охлаждение и датчик контроля температуры.

Исследования проводились на автоматизированном стенде, где в качестве источника СВЧ сигнала применяется синтезатор частот Г7М-20 производства НПФ «Микран», а приемника — измеритель мощности Keysight U2000B. Для фиксирования показаний токов затвор-исток и сток-исток применялись мультиметры GMD-8246 (GW-Instek). Для обеспечения требуемого уровня входной мощности использован предварительный усилитель собственной разработки.

Испытания были разделены на 2 этапа. На первом этапе исследовали величину деградации выходной мощности насыщения при непрерывном воздействии входной, соответствующей компрессии коэффициента усиле-

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

ния 5 дБ и более. Сначала были испытаны 3 образца транзисторов МС32-1 при входных мощностях 0,25, 0,5 и 1 Вт в течение 130 ч, поскольку было замечено, что за это время происходят основные изменения параметров модернизированного УМ. Далее испытывали транзисторы TGF2022-24, для которых уровень входной мощности подбирался таким, чтобы удельный ток затвора был равен 75, 100 и 200 % от удельного тока транзистора МС32-1 при входной мощности 1 Вт.

Транзисторы испытывали воздействием непрерывной входной мощности на частотах от 8 до 12 ГГц в режимах, указанных в таблице 1.

Табл. 1. Уровни входных мощностей для испытаний транзисторов

МС32-1 (WIN PP25-21) (W_g=3,2 мм)			TGF2022-24 (W_g=2,4 мм)		
Входная мощность, Вт	Ток затвора, мА/мм	Компрессия K_y, дБ	Входная мощность, Вт	Ток затвора, мА/мм	Компрессия K_y, дБ
0,25	0,59	5	0,707	1	6
0,5	1,1	7,5	1	1,33	6,5
1	1,32	10	2	2,91	9,5
Примечание — Значения токов затворов и величины компрессии коэффициента усиления указаны для частоты 10 ГГц, на которой коэффициент усиления испытательного каскада максимален.					

На втором этапе определяли возможные условия для внезапного отказа транзисторов МС32-1 при различных напряжениях питания. Для этого измеряли динамические характеристики при напряжениях сток-исток от 6 до 8 В, затвор-исток от минус 0,8 до минус 0,7 В и различных конфигурациях резистивного делителя в цепи затвора (параллельное сопротивление от 50 до 450 Ом, последовательное от 1,5 до 5 кОм) и при уровнях входной мощности, соответствующих малосигнальному режиму работы и компрессии коэффициента усиления до 12 дБ.

3. Практические результаты

На рисунке 2 представлены результаты измерения мощности насыщения транзисторов МС32-1 (рисунок 2а) и TGF2022-24 (рисунок 2б) до и во время ЭТТ в течение 130 часов при входной мощности 1 Вт, а так же зависимости падения выходной мощности насыщения (в %) от уровня входной мощности при ЭТТ (рисунки 2в и 2г, соответственно).

Воздействие высокой мощности приводит к устойчивому впоследствии изменению частотной характеристики выходной мощности насыщения. При уровне воздействия, соответствующем компрессии усиления 5–6 дБ (0,25–0,5 Вт для транзистора МС32-1 и 0,7–1 Вт для транзистора

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

TGF2022-24) величина падения мощности на отдельных частотах составила до 13% для первого и до 5% для второго типа. При этом удельный выпрямленный ток затвора не превышал 1,5 мА/мм. Характер деградации также отличался: у транзисторов МС32-1 имелся характерный резкий начальный участок «отжига» в течение первых 5–10 часов воздействия, параметры транзистора TGF2022-24 изменялись во времени монотонно.

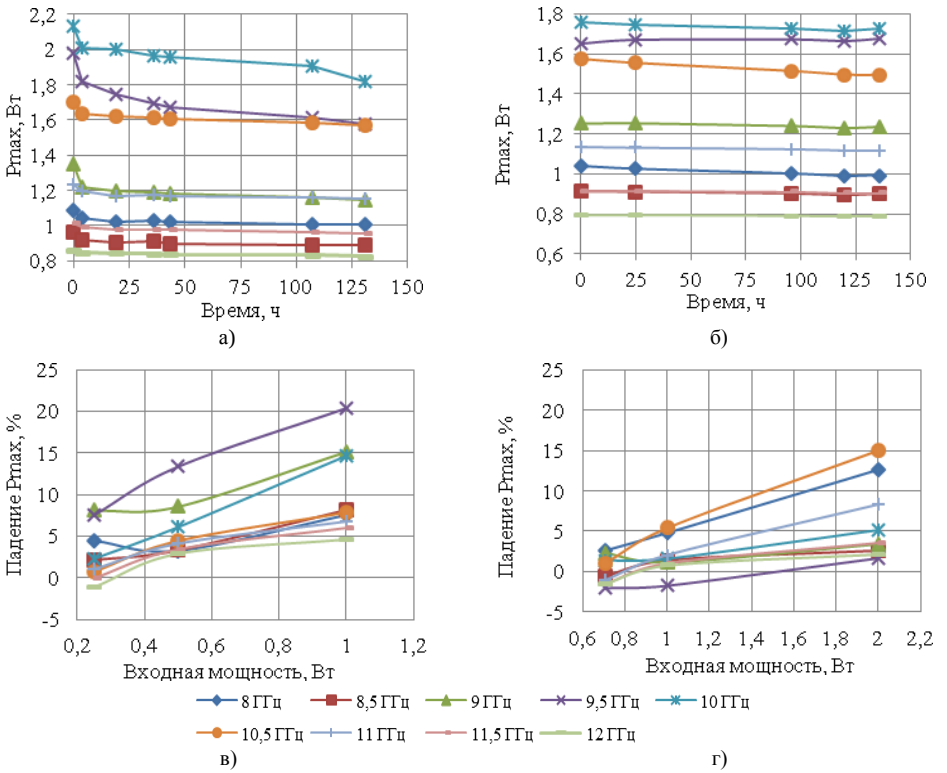


Рис. 2. Зависимости мощности насыщения (Pmax) транзисторов МС32-1 (а) и TGF2022-24 (б) в процессе ЭТТ при $P_{вх}$ = 1 Вт. Зависимости падения Pmax (в %) относительно значений до ЭТТ транзисторов МС32-1 (в) и TGF2022-24 (г).

Следует отметить, что одинаковая величина деградации выходной мощности двух типов транзисторов достигается при условии, когда ток затвора транзистора TGF2022-24 превышает ток затвора транзистора МС32-1 примерно в два раза.

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

Также наблюдалось влияние параллельного сопротивления резистивного делителя (R_p) цепи затвора на форму динамической характеристики транзистора МС32-1 (рисунок 3).

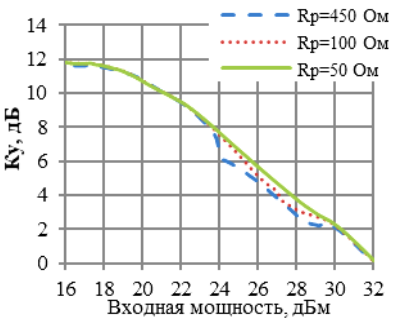


Рис.3 Влияние резистора Rp на форму динамической характеристики на частоте 10,5 ГГц.

По результатам второго этапа испытаний прямого влияния конфигурации резистивного делителя, приводящего к отказам транзисторов, изготовленных по технологии PP25-21, выявлено не было.

4. Заключение

В работе исследовано влияние воздействия непрерывной входной мощности большой величины на два типа полевых СВЧ транзисторов: МС32-1, изготовленного по технологии WIN PP25-21, с шириной затвора 3,2 мм и TGF2022-24 фирмы Qorvo с шириной затвора 2,4 мм. Показано, что транзисторы МС32-1 имеют бóльшую деградацию выходной мощности в режиме перегрузки входным сигналом на протяжении 130 часов, по сравнению с транзисторами TGF2022-24, которую, несомненно, стоит учитывать при разработке усилительных каскадов, работающих в режиме насыщения, так как изменение выходной мощности может достигать 20 % и более.

Список литературы

[1] Радченко А.В. Сверхширокополосный транзисторный усилитель диапазона 6 – 18 ГГц с выходной мощностью 6 Вт. Материалы 21-й Международной Крымской конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии», 2011 г, том 1, стр.131-132.

[2] A. Feinberg, P. Ersland, A. Widom, V. Kaper. Parametric Degradation in Transistors// RAMS 2005. P.266-270.

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

Результаты разработки генератора на ПАВ с низким уровнем фазовых шумов

Калинин А.В.
АО «НПП «Радар ммс»
197375, Россия, Санкт-Петербург, ул. Новосельковская д. 37 лит. А
kalinin_av@radar-mms.com

Аннотация: *Рассматривается генератор синусоидальных сигналов на ПАВ резонаторе с рабочей частотой в диапазоне от 1,0 до 2,5 ГГц. Генератор выполнен в виде микроэлектронного устройства по гибридно-интегральной технологии. Описаны основные функциональные узлы генератора. Приведены результаты измерений уровня фазовых шумов генератора.*

Ключевые слова: СВЧ генератор, ПАВ резонатор, ПАВ генератор, фазовый шум, ЭКБ.

1. Введение

Генераторы на ПАВ (поверхностно-акустических волнах) применяются в радиолокационных системах, функционирующих на частотах свыше 500 МГц. Уровень фазовых шумов в излучаемом сигнале является индикатором стабильности его частоты и влияет на отношение сигнал/шум в приемнике, и, следовательно, на дальность обнаружения радиолокационной системы. Так же уменьшение фазового шума увеличивает разрешение радиолокационной системы.

Важным преимуществом генератора на ПАВ является низкая зависимость фазовых шумов то вибрационных нагрузок, в отличие от генераторов с кварцевым резонатором. Предметом рассмотрения является генератор на ПАВ с низким уровнем фазовых шумов.

2. Состав генератора

АО «НПП «Радар ммс» завершило ОКР по разработке линейки генераторов на ПАВ с диапазоном рабочих частотой от 1 до 2,5 ГГц. Генератор выполнен по гибридно-интегральной технологии в микрополосковом исполнении. Материал используемых плат – поликор.

В качестве частотозадающего элемента использовался разработанный резонатор собственного производства на сдвиговой объемной волне (Surface Transverse Wave). STW-резонатор позволяет получить синусои-

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

дальный сигнал с высокой стабильностью частоты с рабочей частотой до 2,5 ГГц. Изготовленные резонаторы имеют добротность не менее 4500 и вносимые потери не более 7 дБ.

Качество резонаторов с повышением частоты ухудшается, а именно: уменьшается добротность и увеличиваются прямые потери. По этой причине рабочие частоты свыше 1,5 ГГц были получены выделением второй гармоники, при помощи фильтра. Ухудшение параметров резонатора связано с уменьшением топологической нормы производства.

Одним из требований при разработке генератора был выбор отечественных покупных комплектующих изделий и наличие военной приемки.

При проектировании генератора была выбрана схема с резонатором включенным в цепь обратной связи, показанная на рисунке 1. Данная схема была выбрана из соображений унификации схемы и конструкции генератора.

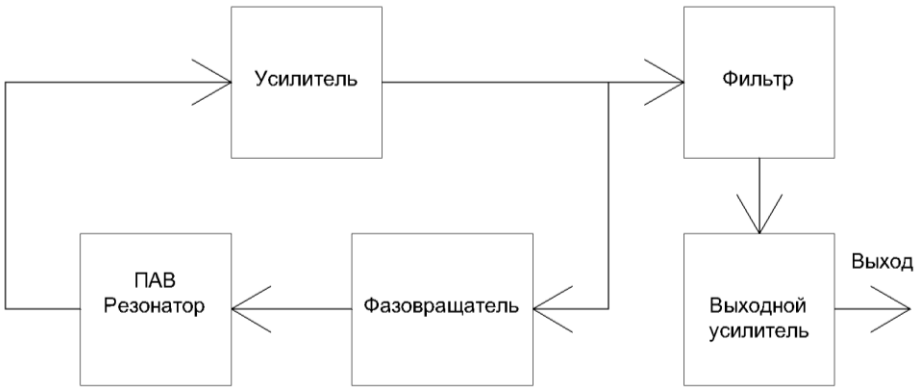


Рисунок 1. Схема генератора

В связи с тем, что транзисторы и резонаторы имеет технологический разброс параметров в рабочем диапазоне частот, в цепь обратной связи генератора включен фазовращатель. Фазовращатель предназначен для согласования фазовой характеристики транзистора и резонатора, и позволяет обеспечить условие соблюдения баланса фаз. Фазовращатель представляет собой микрополосковую транспортную плату с технологическими разрывами. Соединяя технологические разрывы на плате, можно дискретно изменять электрическую длину тракта, что дает требуемый фазовый набег. Внешний вид платы показан на рисунке 2.

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

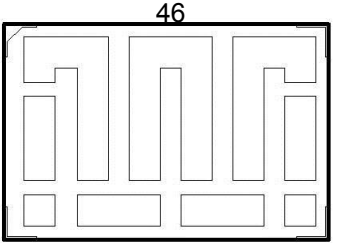


Рисунок 2. Плата фазовращателя

Для выполнения условия баланса амплитуд используется однокаскадный усилитель. В качестве активного элемента усилителя использовался малошумящий кремниевый биполярный транзистор 2Т3132А-2. Данный транзистор имеет низкий коэффициент шума и низкую частоту фликкер-шума.

Для уменьшения влияния сопротивления нагрузки на рабочую частоту генератора, используется буферный выходной усилитель. Буферный усилитель выполнен по балансной схеме на мостах ланге.

Генератор выполнен в негерметичном корпусе с микрополосковым выходом, для последующей установки в герметизируемое изделие. Внешний вид показан на рисунке 3. Габаритный размеры генератора составляют 40 х 32 х 12 мм. Масса не более 50г.

Рисунок 3. Внешний вид генератора на ПАВ

3. Полученные результаты

Одним из основных требований при разработке генератора, было обеспечение уровня фазового шума не более минус 80 дБн/Гц при отстройке 100Гц от несущей.

Спроектированный генератор обеспечивает относительную спектральную плотность мощности фазовых шумов на рабочей диапазоне частоте от 1,0 до 2,5 ГГц, приведенную в таблице 1.

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

Таблица 1

Отстройка от несущей, Гц	Уровень фазового шума, дБн/Гц
100	минус 80
1000	минус 100
5000	минус 115

Типовые значения фазового шума приведены на рисунке 4.

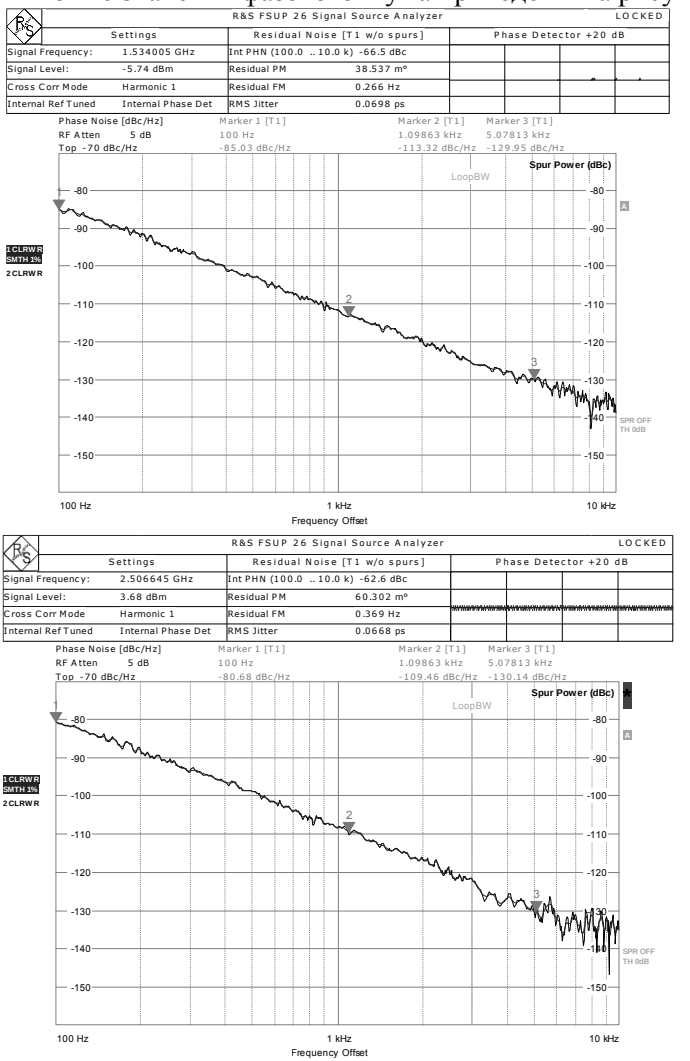


Рисунок 4. Фазовый шум генератора на ПАВ

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

Для достижения вышеуказанных значений, требуется стабилизированное напряжение питания 12 В, ток потребления генератора во всех условиях не более 50 мА. Выходная мощность, в зависимости от частоты выходного сигнала, варьируется от 0,5 мВт до 2 мВт.

Температурная нестабильность частоты генератора, в диапазоне температур от -50 до +85 С°, не превышает $1{,}9 \cdot 10^{-4}$ относительных единиц (190 ppm).

4. Заключение

Разработана универсальная типовая конструкция генератора, в рабочем диапазоне частот от 1 ГГц до 2,5 ГГц, имеется техническая возможность расширения рабочего диапазона частот до 3ГГц. Генератор спроектирован с расчетом на получение минимального уровня фазовых шумов. Предназначен для установки в герметизируемое изделие. Генератор работоспособен в широком диапазоне температур и внешних воздействующих факторах. Прошел государственные испытания и имеет категорию качества «ВП», включен в перечень ЭКБ как Модуль частотозадающий М411239 АПНТ.434810.199ТУ и квалифицирован на 4 частотные точки: 1000 МГц, 1532 МГц, 2000 МГц и 2500 МГц. На данный момент генератор проходит квалификационные испытания в связи с введением новой частотной литеры 1232 МГц.

Список литературы

1. Калинин А.В., Чебачев В.О., «Оценка влияния параметров генератора на фазовый шум», Вопросы радиоэлектроники, №1 2016, стр.58-61.
2. В. Жалуд, В.Н. Кулешов, «Шумы в полупроводниковых устройствах» М.: Советское радио, 1977, 416с.
3. U. L. Rohde, A. K. Poddar, and G. Boeck, «Modern Microwave Oscillators for Wireless Applications: Theory and Optimization», Hoboken, NJ: Wiley, 2005.
4. E. Rubiola, «Phase noise and Frequency stability in oscillators», Cambridge University Press, 2009.
5. A. Grebennikov, «RF and microwave transistor oscillator design», John Wiley & Sons Ltd., England, 2007.

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

Investigation of the detection characteristics of planar zero-biased Mott diodes in the range 150-250 GHz

[1] Vostokov N.V., [2] Kukin L.M., [2] Parshin V.V.,
[2] Serov E.A., [1] Shashkin V.I.
[1] Institute for Physics of Microstructures RAS
GSP-105, Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation
sha@ipmras.ru
[2] Institute of Applied Physics RAS
GSP-120, Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation
parsh@appl.sci-nnov.ru

Abstract: *The results of measurements of the voltage responsivity and noise characteristics of a series of waveguide detectors based on planar zero-biased Mott diodes with near-surface δ-doping in the frequency range 150-250 GHz are presented. Estimates of achievable detector characteristics are made with optimizing area of the diode barrier contact.*

Keywords: *low-barrier Mott diode, microwave detector.*

Исследование характеристик детектирования планарных низкобарьерных диодов Мотта в диапазоне 150-250 ГГц

[1] Востоков Н.В., [2] Кукин Л.М., [2] Паршин В.В.,
[2] Серов Е.А., [1] Шашкин В.И.
[1] Институт физики микроструктур РАН
ГСП-105, г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
sha@ipmras.ru
[2] Институт прикладной физики РАН
ГСП-120, г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
parsh@appl.sci-nnov.ru

Аннотация: *Представлены результаты измерений вольт-ваттной чувствительности и шумовых характеристик серии корпусных детекторов на основе планарных низкобарьерных диодов Мотта с приповерхностным δ-легированием в*

диапазоне частот 150-250 ГГц. Сделаны оценки достижимых характеристик детектора при оптимизации площади барьерного контакта диода.

Ключевые слова: низкобарьерный диод Мотта, СВЧ детектор.

1. Введение

Диоды с барьером Шоттки (Мотта) являются наиболее распространенными чувствительными элементами в неохлаждаемых приемниках микроволнового излучения [1]. Диоды широко используются в смесительных схемах. Существенно реже диоды с барьером Шоттки применяют как квадратичные и видео- детекторы [2]. Для обеспечения высокой чувствительности при детектировании нужно уменьшать эффективную высоту барьера Шоттки до значений, позволяющих не использовать постоянное смещение. Это упрощает конструкцию приемника и приводит к снижению уровня шумов из-за отсутствия постоянного тока смещения. В последнее время разрабатываются и используются другие виды нелинейных элементов для детекторов, работающих без постоянного смещения. Например, диоды с объемным барьером [3], гетероструктуры InAs/AlSb/AlGaSb с межзонным туннелированием [4], резонансно-туннельные диоды на основе AlAs/InGaAs/InAs [5], структуры с гетеробарьером InP/InGaAs [6], AS-PAT-диоды [7] и др.

В настоящей работе обсуждаются характеристики детекторов миллиметрового диапазона длин волн изготовленных на основе планарных диодов Мотта с пониженной эффективной высотой потенциального барьера на границе металл-полупроводник. Понижение эффективной высоты барьера достигается за счет δ-легирования полупроводникового *i* слоя на расстоянии нескольких нанометров от металла [8]. В результате формируется потенциальный рельеф с туннельно-прозрачным барьером на границе с металлом, что уменьшает эффективную высоту барьера диода.

2. Описание диодов и методика измерений

Исследовались планарные низкобарьерные диоды Мотта изготовленные на основе структур Al/GaAs. Рост эпитаксиальных слоёв GaAs и осаждение Al для формирования барьерного контакта осуществлялись в установке металлоорганической газофазной эпитаксии в едином технологическом процессе [9]. Толщина *i* слоя диодов составляла около 100 нм, глубина залегания δ-слоя 3-5 нм до границы с металлом, концентрация легирующей примеси кремния в δ-слое $(5\text{-}10)\times10^{12}$ см$^{-2}$, площадь барьер-

ного контакта $S \approx 10$ мкм^2. Более подробно конструкция и технология изготовления диодов описана в [10].

Для проведения измерений диоды монтировались в волноводные камеры (основное сечение волновода 0.55×1.1 мм^2) с устройством согласования. В качестве источника сигнала использовалась ЛОВ типа ОВ-24 со стабилизированной частотой во всём диапазоне измерений [11]. Уровень входной мощности контролировался измерителем мощности Erickson PM5 (Virginia Diodes).

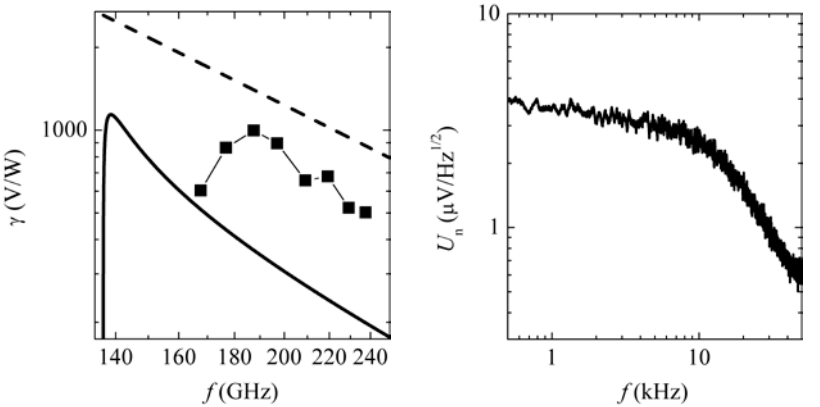
Для измерений шумовых характеристик диодов использовали малошумящий усилитель с трансимпедансным включением операционного усилителя AD8065 во входном каскаде. Усиленный шумовой сигнал детектора подавали на АЦП NI6225 с частотой выборки 100кГц и записывали в памяти персонального компьютера. Временную выборку сигнала обрабатывали с помощью полосовой фильтрации в требуемом диапазоне частот. С помощью преобразования Фурье вычисляли шумовой спектр.

3. Результаты измерений и обсуждение

На рис. 1 (a) линией с маркерами показана измеренная зависимость вольт-ваттной чувствительности γ от частоты одного из детекторов. Уровень входной мощности излучения при измерениях составлял 4-14 мкВт. Как следует из рисунка, значение вольт-ваттной чувствительности детектора достигает величины $\gamma_{max} = 1000$ В/Вт. Линиями показаны соответствующие расчетные зависимости для случая идеального согласования диода с волноводом (пунктирная линия) и без согласования (сплошная линия). Для расчета γ использовался подход, основанный на представлении диода эквивалентной схемой с параллельным соединением дифференциального сопротивления R и ёмкости C перехода Мотта и сопротивлением растекания r, включённым к ним последовательно [10]. Параметры диода: $R = 10$ кОм, параметр квадратичной нелинейности 23 В$^{-1}$ (значения определены из статической вольт-амперной характеристики [10]); $C = 17$ фФ, $r = 20$ Ом (характерные значения, измереные методом микроволновой импедансной спектроскопии [12]).

На рис. 1 (b) приведен спектр среднеквадратичного шумового напряжения в полосе 1 Гц U_n на выходе усилителя. В диапазоне от 500 Гц до нескольких кГц шумовой сигнал слабо зависит от частоты. Это усиленный тепловой шум диода и самого усилителя. На более высоких частотах шумовое напряжение падает из-за уменьшения коэффициента усиления. Величина среднеквадратичного шумового тока, приведенного к входу усили-

теля, вычисленного по U_n с помощью шумовой эквивалентной схемы [13] составляет $I_n^{RTI} = 1.4$ пА/Гц$^{1/2}$. Эта величина почти совпадает расчетным значением для диода (1.3 пА/Гц$^{1/2}$), следовательно, усилитель почти не вносит собственного шума. Из величин γ_{max}, R, I_n^{RTI}, находим значение пороговой чувствительности детектора: NEP = 14 пВт/Гц$^{1/2}$.



(a) (b)

Рис. 1. (a) Зависимости вольт-ваттной чувствительности детектирования диода в волноводной камере от частоты. Линия с маркерами – эксперимент, пунктирная линия – расчет для идеального согласования диода и волновода, сплошная линия – расчет без схемы согласования. (b) Усиленный шумовой спектр детектора.

Fig. 1. (a) Dependences of the voltage responsivity of detecting diode in a waveguide chamber on frequency. Line with markers - experiment, dotted line - calculation for ideal matching of the diode and waveguide, solid line - calculation without matching circuit. (b) Amplified noise spectrum of the detector

Исследуемые диоды имеют критическую частоту порядка десятков ГГц ($f_c \approx (2\pi C)^{-1}(rR)^{-1/2}$ [14]). Очевидным способом улучшения их характеристик детектирования является увеличение f_c за счет уменьшения площади барьерного контакта. На рис. 2 показаны расчетные зависимости вольт-ваттной и пороговой чувствительностей детектора от площади на частоте 250 ГГц. Для расчета использовались те же параметры диода, что и на рис. 1 (а). Предполагалось, что $R \propto S^{-1}$, $C \propto S$, $r \propto S^{-1/2}$. Пунктирными линиями показаны зависимости для случая идеального согласования диода с волноводом, сплошными линиями – без согласования. При площади барьерного контакта порядка 1 мкм^2, вольт-ваттная чувствительность детектора может достигать десятков кВ/Вт, пороговая чувствительность – единиц пВт/Гц$^{1/2}$.

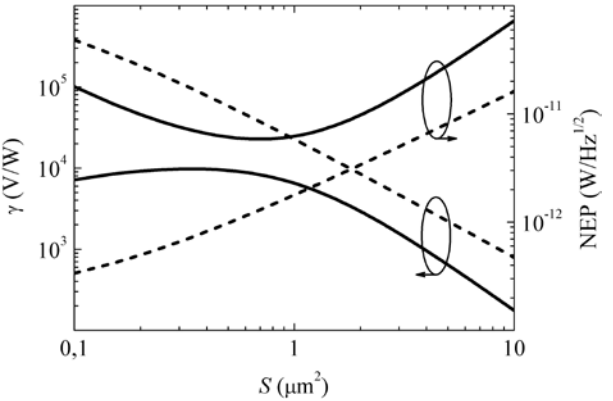


Рис. 2. Зависимости вольт-ваттной (γ) и пороговой (NEP) чувствительностей детектора от площади барьерного контакта диода. Пунктирная линия – расчет для идеального согласования диода и волновода, сплошная линия – расчет без схемы согласования.

Fig. 2. Dependences of the voltage responsivity (γ) and noise equivalent power (NEP) of the detector on diode barrier contact area. Dotted line - calculation for ideal matching of the diode and waveguide, solid line - calculation without matching circuit

4. Заключение

Исследованы характеристики детектирования корпусных детекторов на основе планарных низкобарьерных диодов Мотта Al/GaAs с приповерхностным δ-легированием. Результаты измерений в коротковолновой части миллиметрового диапазона длин волн демонстрируют высокие значения вольт-ваттной чувствительности детекторов (до 1000 В/Вт) при величинах NEP от 14 пВт/Гц$^{1/2}$, что вполне сопоставимо с известными достижениями [15]. Дальнейшее улучшение характеристик детектирования может быть достигнуто при уменьшении площади диодов. Сделанные оценки показывают, что при использовании диодов с площадью барьерного контакта порядка 1 мкм^2, изготовленных на основе той же гетероструктуры, вольт-ваттная чувствительность детектора может достигать десятков кВ/Вт при величине NEP – единицы пВт/Гц$^{1/2}$.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследований, проведенных в рамках выполнения государственного задания ИФМ РАН (тема № 0035-2014-0205) и при частичной поддержке РФФИ и Правительства Нижегородской области (проект № 18-42-520015 р_а). Авторы выражают благодарность П.В. Волкову и А.В. Горюнову за помощь в эксперименте.

Список литературы

[1] Sizov F., Rogalski A. THz detectors // Progress in Quantum Electronics. 2010. V. 34. No. 5. P. 278-347.

[2] Brown E.R. A system-level analysis of Schottky diodes for incoherent THz imaging arrays // Solid-State Electronics. 2004. V. 48. No. 10-11. P. 2051-2053.

[3] Vo V.T., Hu Z. Optimization and Realization of Planar Isolated GaAs Zero-Biased Planar Doped Barrier Diodes for Microwave/Millimeter-Wave Power Detectors/Sensors // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 2006. V. 54. No. 11. P. 3836-3842.

[4] Su N., Rajavel R., Deelman P., Schulman J.N., Fay P. Sb-Heterostructure Millimeter-Wave Detectors With Reduced Capacitance and Noise Equivalent Power // IEEE Electron Device Lett. 2008. V. 29. No. 6. P. 536-539.

[5] Chahal P., Morris F., Frazier G. Zero Bias Resonant Tunnel Schottky Contact Diode for Wide-Band Direct Detection // IEEE Electron Device Lett. 2005. V. 26. No. 12. P. 894-896.

[6] Ito H., Ishibashi T. InP/InGaAs Fermi-level managed barrier diode for broadband and low-noise terahertz-wave detection // Jpn. J. Appl. Phys. 2017. V. 56. No. 1. P. 014101(1)-014101(7).

[7] Zainul Ariffin K.N., Wang Y., Abdullah M.R.R., Muttlak S.G., Abdulwahid O.S., Sexton J., Ian K.W., Kelly M.J., Missous M. Investigations of Asymmetric Spacer Tunnel Layer Diodes for High-Frequency Applications // IEEE Trans. Electron Devices. 2018. V. 65. No. 1. P. 64-71.

[8] Шашкин В.И., Мурель А.В., Данильцев В.М., Хрыкин О.И. Управление характером токопереноса в барьере Шоттки с помощью δ-легирования: расчет и эксперимент для Al/GaAs // Физика и техника полупроводников. 2002. Т. 36. № 5. С. 537-542.

[9] Shashkin V., Rushworth S., Daniltsev V., Murel A., Drozdov Yu., Gusev S., Khrykin O., Vostokov N. Microstructure and Properties of Aluminum Contacts Formed on GaAs(100) by Low Pressure Chemical Vapor Deposition with Dimethylethylamine Alane Source // Journal of Electronic Materials. 2001. V. 30. No. 8. P. 980-986.

[10] Шашкин В.И., Вакс В.Л., Данильцев В.М., Масловский А.В., Мурель А.В., Никифоров С.Д., Хрыкин О.И., Чеченин Ю.И. Микроволновые детекторы на основе низкобарьерных планарных диодов Шоттки и их характеристики // Известия вузов. Радиофизика. 2005. Т. 48. № 6. С. 544-551.

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

[12] Vostokov N.V., Shashkin V.I. Experimental Studies of the Frequency Dependence of the Low-Barrier Mott Diode Impedance // IEEE Trans. Electron Devices. 2017. V. 64. No. 1. P. 109-114.

[13] Jung W.G. (ed.) Op Amp Applications Handbook / Newnes, 2005. 878 p.

[14] Cowley A.M., Sorensen H.O. Quantitative Comparison of Solid-State Microwave Detectors // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1966. V. 14. No. 12. P. 588-602.

[15] Liu L., Hesler J.L., Xu H., Lichtenberger A.W., Weikle R.M. Broadband Quasi-Optical Terahertz Detector Utilizing a Zero Bias Schottky Diode // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2010. V. 20. No. 9. P. 504-506.

References

[1] Sizov F., Rogalski A. THz detectors. *Progress in Quantum Electronics*, 2010, vol. 34, no. 5, pp. 278-347.

[2] Brown E.R. A system-level analysis of Schottky diodes for incoherent THz imaging arrays. *Solid-State Electronics*, 2004, vol. 48, no. 10-11, pp. 2051-2053.

[3] Vo V.T., Hu Z. Optimization and Realization of Planar Isolated GaAs Zero-Biased Planar Doped Barrier Diodes for Microwave/Millimeter-Wave Power Detectors/Sensors. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 2006, vol. 54, no. 11, pp. 3836-3842.

[4] Su N., Rajavel R., Deelman P., Schulman J.N., Fay P. Sb-Heterostructure Millimeter-Wave Detectors With Reduced Capacitance and Noise Equivalent Power. *IEEE Electron Device Lett.*, 2008, vol. 29, no. 6, pp. 536-539.

[5] Chahal P., Morris F., Frazier G. Zero Bias Resonant Tunnel Schottky Contact Diode for Wide-Band Direct Detection. *IEEE Electron Device Lett.*, 2005, vol. 26, no. 12, pp. 894-896.

[6] Ito H., Ishibashi T. InP/InGaAs Fermi-level managed barrier diode for broadband and low-noise terahertz-wave detection. *Jpn. J. Appl. Phys.*, 2017, vol. 56, no. 1, pp. 014101(1)-014101(7).

[7] Zainul Ariffin K.N., Wang Y., Abdullah M.R.R., Muttlak S.G., Abdulwahid O.S., Sexton J., Ian K.W., Kelly M.J., Missous M. Investigations of Asymmetric Spacer Tunnel Layer Diodes for High-Frequency Applications. *IEEE Trans. Electron Devices*, 2018, vol. 65, no. 1, pp. 64-71.

[8] Shashkin V.I., Murel A.V., Danil'tev V.M., Khrykin O.I. Control of Charge Transport Mode in the Schottky Barrier by δ-Doping: Calculation and Experiment for Al/GaAs. *Semiconductors*, 2002, vol. 36, no. 5, pp. 505-510.

[9] Shashkin V., Rushworth S., Danil'tsev V., Murel A., Drozdov Yu., Gusev S., Khrykin O., Vostokov N. Microstructure and Properties of Aluminum Contacts Formed on GaAs(100) by Low Pressure Chemical Vapor Deposition with Dimethylethylamine Alane Source. *Journal of Electronic Materials*, 2001, vol. 30, no. 8, pp. 980-986.

[10] Shashkin V.I., Vaks V.L., Danil'tsev V.M., Maslovsky A.V., Murel A.V., Nikiforov S.D., Khrykin O.I., Chechenin Y.I. Microwave detectors based on low-barrier planar Schottky diodes and their characteristics. *Radiophys. Quantum Electron.*, 2005, vol. 48, no. 6, pp. 485-490.

[11] Parshin V.V., Tretyakov M.Yu., Koshelev M.A., Serov E.A. Modern resonator spectroscopy at submillimeter wavelengths. *IEEE Sensors Journal*, 2013, vol. 13, no. 1, pp. 18-23.

[12] Vostokov N.V., Shashkin V.I. Experimental Studies of the Frequency Dependence of the Low-Barrier Mott Diode Impedance. *IEEE Trans. Electron Devices*, 2017, vol. 64, no. 1, pp. 109-114.

[13] Jung W.G. (ed.) *Op Amp Applications Handbook.* Newnes, 2005. 878 p.

[14] Cowley A.M., Sorensen H.O. Quantitative Comparison of Solid-State Microwave Detectors. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*., 1966, vol. 14, no. 12, pp. 588-602.

[15] Liu L., Hesler J.L., Xu H., Lichtenberger A.W., Weikle R.M. Broadband Quasi-Optical Terahertz Detector Utilizing a Zero Bias Schottky Diode. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2010, vol. 20, no. 9, pp. 504-506.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was obtained within the framework of the state assignment of the Institute for Physics of Microstructures RAS (project No. 0035-2014-0205) and with partial support of the RFBR and the Government of the Nizhny Novgorod region (project No. 18-42-520015 p_a in Institute of Applied Physics RAS). The authors are grateful to P.V. Volkov and A.V. Goryunov for their help in an experiment.

Монолитная интегральная схема утроителя частоты на основе диодов с барьером Шоттки с диапазоном частот 21-51 ГГц

[1]Данилов Д.С., [1]Дроботун Н.Б., [1]Дроздов А.В.,
[1] *Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)*
г.Томск,634050, Российская федерация
danilov.ds@micran.ru
nikolay.drobotun@micran.ru
dalvik@micran.ru

Аннотация: *В данной статье представлены результаты разработки, моделирования и измерения широкополосного утроителя частоты, спроектированного на основе диодов с барьером Шоттки, с выходным диапазоном частот 21-51 ГГц. Микросхема утроителя реализована на основе монолитной интегральной технологии (МИС) на подложке из арсенида галлия (GaAs). Особенностью конструкции данной схемы является использование входных и выходных корректирующих и согласующих цепей, выполненных на основе фильтров смешанного типа. Входной фильтр выполнен на сосредоточенных элементах, выходной на смешанных.*

Ключевые слова: утроитель, умножитель частоты, диоды Шоттки, фильтры.

1. Введение

Устройства масштабирования СВЧ сигнала (умножители частоты) являются важным компонентом сверхширокополосных систем. Актуальность подобных устройств связана с тем, что первичные источники сигнала (генераторы на фундаментальной гармонике), как правило, имеют очень узкий диапазон перестройки частоты, и для достижения широкой полосы требуется масштабирования исходного сигнала в несколько раз [1]. Данную функцию выполняют умножители частоты. Главной частью любого умножителя частоты является нелинейный элемент. Традиционно в пассивных умножителях в качестве нелинейного элемента используют диоды с барьером Шоттки, т.к. они имеют высокую скорость переключения, что обеспечивает работоспособность в диапазоне СВЧ [2].

Известны умножители частоты на 2 и на 3, как в монолитном, так и в гибридном исполнении, такие как HMC-XTB110 [3], TGC1430G [4], D-

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

0840 [5]. В [6] предложен утроитель в монолитном исполнении для выходного диапазона частот 3-30 ГГц. К недостатку приведенной выше топологии можно отнести отсутствие фильтрующих элементов на входе и выходе схемы, и сравнительно высокие потери преобразования.

В данной работе представлено моделирование и измерения утроителя частоты с выходным диапазоном частот 21-51 ГГц, с возможностью использования дополнительного двуполярного напряжения смещения для коррекции уровня преобразования.

2. Электрическая схема утроителя частоты

Для достижения оптимальных параметров предлагается использовать схему с двумя встречно параллельными диодами и фильтрующими элементами на входе и выходе. Коэффициент преобразования можно корректировать с помощью двуполярного смещения, заводимого на нелинейные элементы. На рисунке 1 представлена электрическая принципиальная схема утроителя частоты.

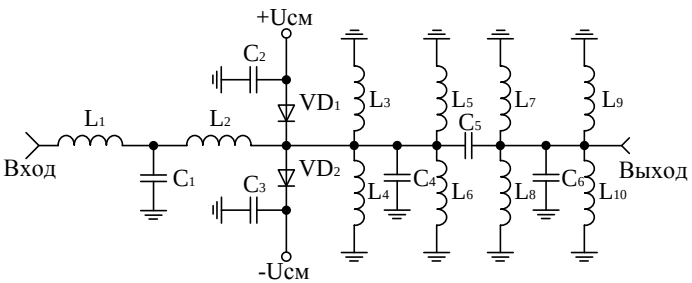


Рис. 1. Электрическая принципиальная схема утроителя частоты

МИС по указанной схеме была смоделирована с использованием серийной технологии GaAs диодов с барьером Шоттки АО «НПФ «Микран».

Пара диодов, используемая в схеме, является наиболее оптимальным решением для утроителя частоты, так как обеспечивает подавление чётных гармоник выходного сигнала [7]. Модель диода, использованная для расчётов, рассмотрена в работе [8].

3. Моделирование и измерение МИС утроителя

Электродинамическое моделирование топологии было проведено с помощью системы ADS, разработки компании Keysight Technologies. По схе-

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

ме, представленной на рис. 1, была синтезирована топология утроителя, показанная на рис. 2.

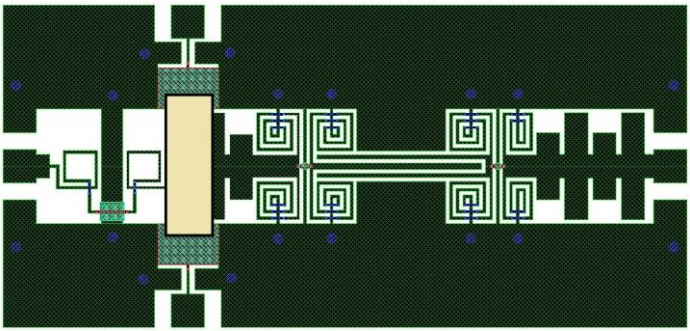


Рис. 2. Топология утроителя частоты

Как видно из рис. 2 в схему выходной корректирующей цепи МИС были введены дополнительные топологические фильтры и разделительные ёмкости топологического типа, дополнительно выполняющие роль цепей согласования. Схожие решения с топологическими ёмкостями на основе холостоходных либо короткозамкнутых отрезков линий были приведены в [9]. Для реализации элементов была выбрана копланарная структура топологии МИС.

Был проведен полный электродинамический расчет топологии, измерение тестового образца и сравнение результатов расчета с результатами измерений. Характеристики, такие как коэффициент преобразования и уровни подавления гармоник, измерялись при разных уровнях мощности входного сигнала (13, 15, 18 дБм) и напряжений смещения (± 0,2 В, ± 0,4 В, ± 0,1 В). Полученные характеристики сравнивались на каждой из мощностей при разном смещении. Из графиков, полученных характеристик, была выбрана наиболее оптимальная мощность входного сигнала и напряжение смещения. Данный уровень мощности сигнала 15 дБм, напряжения смещения $U_{СМ}$ = ± 0,4 В. Изменением $U_{СМ}$ возможно корректировать коэффициент преобразования и уровень подавления гармоник в требуемых частотных точках, что существенно расширяет функционал данной МИС, позволяя управлять амплитудой выходного сигнала либо использовать преобразование на гармониках более высокого порядка (5я гармоника).

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

Расчётные зависимости коэффициента преобразования при различных уровнях входной мощности в зависимости от входной частоты представлены на рис. 3.

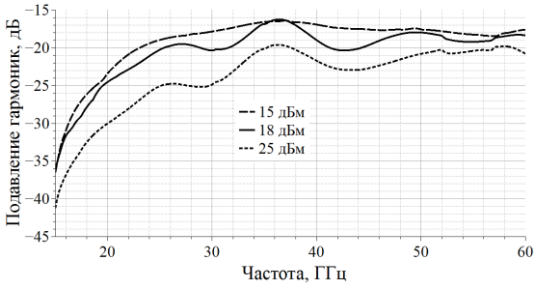


Рис. 3 Расчет коэффициента преобразования утроителя

Измерение коэффициента преобразования при разных уровнях мощности входного сигнала тестового образца представлены на рис.4

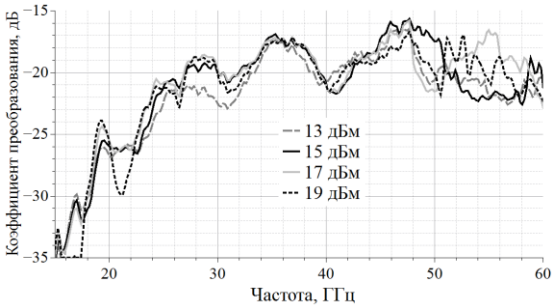


Рис. 4 Измерения коэффициента преобразования утроителя

Расчет и измерения уровня подавления 1й, 2й, 4й, 5й гармоник и коэффициент преобразования в зависимости от частоты при входной мощности +15 дБм представлены на рис. 5,6 соответственно.

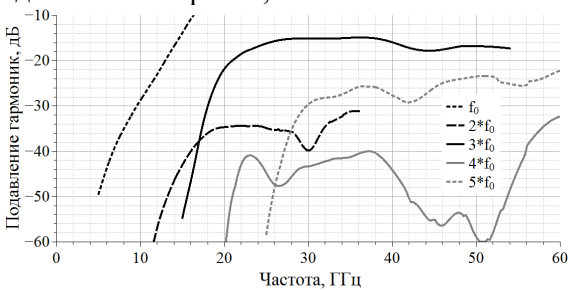


Рис. 5. Расчет уровней подавления 1й, 2й, 4й, 5й гармоник и коэффициента преобразования при входной мощности +15 дБм в зависимости от частоты

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

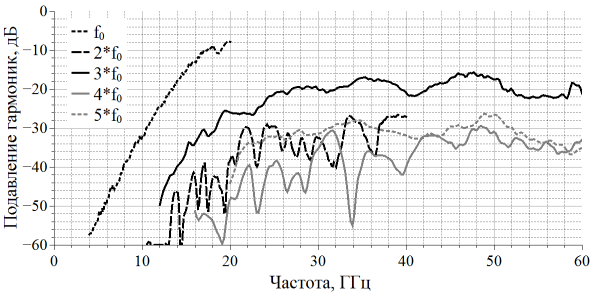


Рис. 6. Измерение уровня подавления 1й, 2й, 4й, 5й гармоник и коэффициента преобразования при входной мощности +15 дБм в зависимости от частоты

На рис.7 представлено сравнение измерений и расчета коэффициента преобразования с оптимальным уровнем входной мощности (+15 дБм), и напряжением смещения ($U_{СМ}$ = ± 0,4 В).

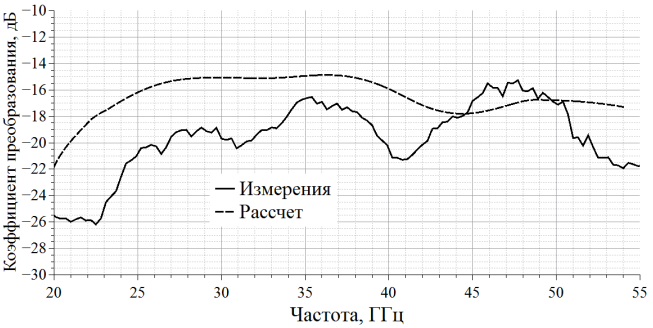


Рис. 7. Сравнение измерения и расчета коэффициента преобразования при входной мощности +15 дБм

4. Заключение

Проведён полный электродинамический расчёт и измерение тестовой топологии МИС утроителя с диапазоном выходных частот 21-51 ГГц. В качестве нелинейных элементов были использованы GaAs диоды с барьером Шоттки (АО «НПФ Микран»). Диоды изготовлены на основе полупроводниковой структуры, выращенной методом молекулярно – лучевой эпитаксии на полуизолирующей подложке арсенида галлия. Измеренный коэффициент преобразования утроителя – не более 22-26 дБ. Уровни подавления паразитных гармоник: для фундаментальной гармоники – не менее 10 дБ, для 2й, 4й и 5й гармоники – не менее 26 дБ.

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

Источники финансирования и выражение признательности

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

Список литературы

[1] S. A. Maas, Microwave Mixers (SecondEd.), Artech House, Norwood, MA, 1993.

[2] S. A. Maas, Y. Ryu “A Broadband, Planar, Monolithic Resistive Frequency Doubler,” Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium, 1994, pp. 175 – 177..

[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: 13.09.2017).

[4] 20 - 40 GHz Frequency Tripler , TGC1430G [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.qorvo.com/products/p/TGC1430G свободный (дата обращения: 14.09.2017)

5. Frequency Doulers, D-0840 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.markimicrowave.com/Assets/datasheets/D-0840.pdf , свободный (дата обращения: 14.09.2017)

[6] Груша А. В., Крутов А. В., Ребров А. С, Пассивный утроитель частоты на встречно-параллельных диодах с барьером Шоттки // Материалы 27-й Международной Крымской конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии – КрыМиКо2017», стр. 59-60

[7] M. T. Faber, J. Chramiec, and M. E. Adamski, Microwave and Millimeter-Wave Diode Frequency Multipliers, Artech House, Norwood, MA, USA, 1995.

[8] Дроздов А. В. Моделирование диодов с барьером Шоттки для применения в монолитных интегральных схемах СВЧ / А. В. Дроздов [и др.] // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 1. – С. 28–31.

[9] G. E. Ponchak, L. B. Katehi, “Open- and short-circuit terminated series stubs in finite-width coplanar waveguide on silicon,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 45, no. 6, pp. 970-976, June 1997.

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

Design experience of low noise PLL VLSI for frequency synthesizers up to 6 GHz at standard CMOS process

[1] Dubinskiy A.V., [1] Zaytsev A.G., [1] Skok D.V., [1] Chernyh A.V., [2] Golubkov A.V.

[1] *ELVEES R&D center, JSC,*
Moscow, 124498, Russian Federation,
market@elvees.com
[2] *Radiocomp LLC*
Moscow, 111024, Russian Federation,
sales@radiocomp.ru

Abstract: *Features and actual design issues of phase locked loop (PLL) very large integrated circuits (VLSI) are considered: phase noise minimization; frequency range extension; electrical parameters increased stability. Measured parameters of industrial VLSI chips of PLL frequency synthesizers are presented. Low-noise PLL frequency synthesizers are designed in ELVEES R&D center and manufactured at standard 0.18 μm CMOS process.*

Keywords: PLL, frequency synthesizer, phase noise, CMOS.

Опыт разработки малошумящих СБИС ФАПЧ для синтезаторов частот до 6 ГГц на основе объемной КМОП технологии

[1] Дубинский А.В., [1] Зайцев А.Г., [1] Скок Д.В., [1] Черных А.В., [2] Голубков А.В.

[1] *АО Научно-производственный центр «Электронные вычислительно-информационные системы»*
Россия, 124498, г. Москва, Зеленоград, проезд №4922, д. 4, стр. 2
market@elvees.com
[2] *ООО «Радиокомп»*
Россия, 111024, г. Москва, ул. Авиамоторная д. 8а
sales@radiocomp.ru

Аннотация: *Рассматриваются особенности, а также актуальные на этапе разработки сверхбольших интегральных схем (СБИС) ФАПЧ проблемы: минимиза-*

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

зация фазовых шумов; расширение диапазона рабочих частот; увеличение стабильности электрических параметров. Представлены результаты экспериментальных исследований промышленных образцов синтезаторов частот на основе малошумящих СБИС ФАПЧ, разработанных в АО НПЦ «ЭЛВИС» и изготовленных на основе объемной КМОП технологии с проектными нормами 0,18 мкм.

Ключевые слова: ФАПЧ, синтезатор частот, фазовый шум, КМОП.

1. Введение

Микросхемы с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ) являются необходимым элементом архитектуры телекоммуникационных систем, а разработкам в области систем ФАПЧ уделяется большое внимание в научных работах [1-3]. В связи с необходимостью создания новых отечественных радиокомпонентов предприятием АО НПЦ «ЭЛВИС» в период с 2007 по 2015 гг. решалась задача создания СБИС ФАПЧ, предназначенных для замены используемых в настоящее время зарубежных интегральных схем таких фирм как Analog Devices, Texas Instruments, Peregrine и др. Разработанные микросхемы ФАПЧ 1508ПЛ9Т и 1288ПЛ1У рассчитаны для работы с внешним контурным фильтром (КФ), а также генератором, управляемым напряжением (ГУН). Такое свойство позволяет конструировать на основе СБИС ФАПЧ синтезаторы частот (СЧ) с различной полосой пропускания, а также способствует минимизации фазовых шумов (ФШ). Микросхема 1288ПЛ1У является усовершенствованной версией 1508ПЛ9Т и изготовлена по отечественной объемной КМОП технологии с проектными нормами 0,18 мкм. Функциональные возможности СБИС ФАПЧ показаны на примере микросхемы 1288ПЛ1У.

2. Структура микросхемы и режимы работы

Микросхема 1288ПЛ1У содержит:

- делитель входной частоты (ДВЧ), построенный на основе цифрового программируемого делителя частоты (ЦДЧ) и двухмодульного предварительного делителя частоты (ПДЧ),
- сигма-дельта модулятор для формирования дробных коэффициентов деления (СДМ),
- делитель опорной частоты (ДОЧ),
- частотно-фазовый детектор (ЧФД) с токовым выходом,
- схему управления.

Реализована работа в следующих режимах:

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

- целочисленный/дробный с возможностью использования режима быстрого захвата фазы,
- режим синтеза линейных частотно-модулированных (ЛЧМ) сигналов,
- под управлением через последовательный SPI-интерфейс, либо через параллельную шину,
- энергосберегающий режим.

На рис.1 изображено устройство микросхемы 1288ПЛ1У.

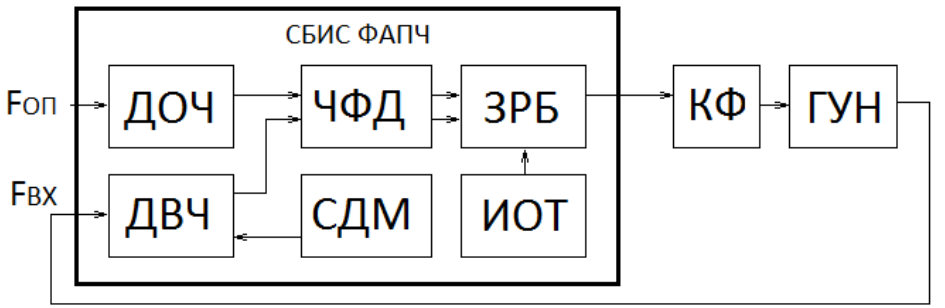


Рис.1 Упрощенная структурная схема СБИС ФАПЧ

3. Ключевые блоки, параметры микросхем

Общепринятым показателем качества радиочастотных микросхем ФАПЧ являются нормированный уровень шумовой полки ($L_{НП}$) [4,5], а также нормированный уровень фликкер-шумов [5] ($L_{Н1F}$), определяемые выражениями:

$$L_{НП} = L_{П} - 20\lg\left(\frac{F_{ВХ}}{F_{ЧФД}}\right) - 10\lg\left(\frac{F_{ЧФД}}{1Гц}\right), L_{Н1F} = L_{1F}(f) - 20\lg\left(\frac{F_{ВХ}}{1ГГц}\right) - 10\lg\left(\frac{10кГц}{f}\right),$$

где $F_{ЧФД}$ – частота сравнения ЧФД, $F_{ВХ}$ – входная частота (несущая), f – отстройка от несущей, $L_{П}$ и $L_{1F}(f)$ – измеренные уровни ФШ на полке и на отстройке $f << f_{ср}$, соответственно. Здесь $f_{ср}$ – частота среза фликкер-шумов. При условии, что ФШ опорного генератора пренебрежимо малы, то составляющая полосовых ФШ СЧ на основе СБИС ФАПЧ ($L_{ИС}$(f)) вычисляется как:

$$L_{ИС}(f) = 10\lg[10\text{^}(L_{П}/(10дБн/Гц) + 10\text{^}(L_{1F}(f)/(10дБн/Гц)].$$

На этапе проектирования СБИС выражение $L_{ИС}(f)$ является целевой функцией для минимизации ФШ ФАПЧ в целом.

В таблице 1 указаны приведенные к нормированным значениям шумы составляющих СБИС ФАПЧ на примере микросхемы 1288ПЛ1У при

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

токе зарядно-разрядного блока (ЗРБ) 5 мА, $F_{\text{ВХ}}$=3,95 ГГц, $F_{\text{ЧФД}}$=10 МГц, частоте опорного сигнала $F_{\text{ОП}}$=100 МГц.

Таблица 1. Составляющие шумов СБИС ФАПЧ 1288ПЛ1У

	ДОЧ	ДВЧ	ЧФД	ЗРБ+ИТ	ИП	Вся мсх.	Измер.
$L_{\text{НП}}$	-242	-240	-240	-236	-241	-232	-229
$L_{\text{Н1}F}$	-132	-131	-129	-125	-130	-122	-118

В ходе проектирования микросхем выполнялась минимизация целевой функции $L_{\text{ИС}}(f)$. Оценка вклада источников шума выполнена на основании результатов моделирования шумов транзисторных моделей подсхем (кроме ИП) в отдельности и с помощью приведения к нормированным значениям с использованием известных коэффициентов передачи шумов. Оценка вклада шумов ИП выполнена с помощь моделирования ФШ микросхемы в целом.

В составе СБИС ФАПЧ реализован ЧФД с тремя состояниями. Длительность задержки сигнала окончания цикла ЧФД, полярность, величина тока ЧФД – программируемые. На основании расчетных данных следует, что наибольший вклад в шум $L_{\text{ИС}}(f)$ вносит ЗРБ в составе ЧФД. Этот факт подтверждается экспериментально, так как измеренные ФШ микросхемы меняются на единицы дБ в зависимости от запрограммированных значений тока и длительности задержки сигнала окончания цикла ЧФД. При разработке ЧФД-ЗРБ минимизация шумового тока выполнялась за счет увеличения размеров токозадающих транзисторов, а также масштабирования по мощности подсхем, вносящих наибольший вклад в шум.

Стабильность тока ЗРБ достигнута в основном за счет источника тока (ИТ) на основе источника опорного напряжения, реализованного как источник на основе ширины запрещенной зоны. Типовое значение абсолютной точности установления выходного тока не превышает 2%. Такая точность обеспечивает стабильность полосы пропускания контура ФАПЧ и фазовых шумов СЧ в целом за счет инвариантности коэффициента передачи ЧФД по отношению к температуре и номиналу питающего напряжения. Отметим, что труднодостижимым параметром (в рамках 0,18 мкм КМОП технологии производства) является максимальная входная частота ($F_{\text{ВХ макс}}$) с учетом вариации температуры и параметров техпроцесса.

В разработанных СБИС ДВЧ построен на основе программируемого дифференциального двухмодульного предварительного делителя частоты ПДЧ. Функциональные свойства ПДЧ в сочетании с цифровым делителем частоты (ЦДЧ) определяют набор коэффициентов деления входной часто-

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

ты. Для минимизации шумовой полки контура ФАПЧ рекомендуется работать на максимальной частоте сравнения $F_{ЧФД}$. Однако при выборе $F_{ЧФД}$ и $F_{ВХ}$ следует руководствоваться неравенствами:

$F_{ЧФД}(P - P^2) \leq F_{ВХ}$ или $F_{ЧФД}P^n = F_{ВХ}$; $F_{ВХ} \leq \min\{F_{ЦДЧ\ макс}P; F_{ВХ\ макс}\}$.

Здесь P – запрограммированный коэффициент деления ПДЧ, n – натуральное число, $F_{ЦДЧ\ макс}$ – максимальная рабочая частота ЦДЧ.

$F_{ВХ\ макс}$, а также чувствительность микросхемы определяет схема ПДЧ. Минимизация ФШ ДОЧ достигнута в первую очередь за счет умощнения предусилителя, типовой ток потребления которого составляет 30 мА (для 1288ПЛ1У). В ядре ПДЧ использованы логические элементы на переключателях тока, в которых функцию нагрузочного резистора выполняет p-канальный транзистор, управляемый по затвору схемой стабилизации, обеспечивающей достижение $F_{ВХ\ макс}$ вне зависимости от вариации параметров техпроцесса и температуры.

4. Практические результаты

Если постоянная времени переходных процессов ЧФД-ЗРБ не превышает периода сравнения ЧФД ($1/F_{ЧФД}$), то по результатам расчетов $L_{НП}$ – константа. В таблице 2 приведены значения $L_{НП}$ микросхемы 1508ПЛ9Т, рассчитанные на основе измеренных значений $L_{П}$ при разных $F_{ЧФД}$. Измерения проведены с использованием ГУН ROS-3080-1PH19+ на разных отстройках, так как полоса пропускания контура ФАПЧ ($f_{ФАПЧ}$) отличается для каждой из $F_{ЧФД}$.

Таблица 2. Зависимость $L_{НП}$ от $F_{ЧФД}$

$F_{ЧФД}$, МГц	0,2	1	10	25	50
$f_{ФАПЧ}$, кГц	60	100	400	400	1500
f, кГц	1	10	10	10	100
$L_{НП}$	-228	-229	-230	-229	-230

Незначительное уменьшение $L_{П}$ на 2 дБ при $F_{ЧФД}$=0,2МГц мы связываем с дополнительным вкладом фликкер-шумов микросхемы. В таблице 3 представлены основные параметры разработанных СБИС ФАПЧ в сравнении с ближайшими аналогами. Максимальная опорная частота обозначена как $F_{ОП\ макс}$, а остальные параметры представляют типовые значения.

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

Таблица 3. Параметры разработанных СБИС в сравнении с аналогами

источник	$F_{ВХ}$, МГц	$F_{ОП\ макс}$, МГц	$L_{НП}$, дБн/Гц	$P_П$, мВт	технология
[5]	0,5…6,2	250	-223	86	SiGe BiCMOS
[6]	0,35…6,0	250	-226	330	SiGe BiCMOS
[7]	0,8…5,0	100	-230	202	UltraCMOS
[8]	0…4/4…8[1]	350	-230	244	SiGe BiCMOS
[9]	0,1…4,3	250	-230	130	LP CMOS 0,18 um
[10]	0,1…6,0	300	-229	231	CMOS 0,18 um
[11]	0,4…6,0	900[2]	-225	202	SiGe BiCMOS
[12]	0,1…12,0	250	-229	396	BiCMOS
[13]	0,5…6,0	250	-208	33	BiCMOS

1 – с дополнительным делителем частоты;
2 – в режиме работы без деления опорной частоты

Стоит отметить, что для микросхемы HMC704LP4E [8] наименьший $L_{НП}$ достигается за счет использования дополнительного операционного усилителя, управляемого выходным напряжением ЗРБ. Эта особенность, на наш взгляд, является неудобством. Большинство микросхем-аналогов потребляют большую мощность ($P_П$), а в [13] не учтен ток потребления ЗРБ. Наибольший вклад в ФШ на отстройках $f >> f_{ГУН}$ вносит $L_П$, если контур ФАПЧ является широкополосным: $f_{ФАПЧ} >> f_{ГУН}$, где $f_{ГУН}$ – отстройка, при которой выполняется равенство $L_{ГУН}(f) = L_П$, $L_{ГУН}(f)$ – ФШ ГУН вне контура ФАПЧ. Поэтому в широкополосных ФАПЧ-СЧ использование микросхем 1508ПЛ9Т и 1288ПЛ1У является предпочтительным. Типовые измеренные значения $L_{Н1F}$ составляют -122 дБн/Гц и -118 дБн/Гц для 1508ПЛ9Т и 1288ПЛ1У соответственно. Микросхема 1288ПЛ1У способна воспроизводить ЛЧМ последовательности произвольной формы. На основании результатов проведенных измерений мы можем дать следующие рекомендации по минимизации ФШ СЧ на основе разработанных СБИС ФАПЧ:

- работать с наибольшим током ЧФД, с установленным минимальным значением длительности задержки сигнала окончания цикла ЧФД.
- использовать опорный генератор с максимально возможным значением частоты и скорости нарастания фронтов.

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

- в дробном режиме использовать порядок модулятора, не превышающий порядок контурного фильтра.

5. Заключение

Проведено измерение фазовых шумов разработанных СБИС ФАПЧ. Показано, что изготовленные микросхемы обладают критериями качества по фазовым шумам, сопоставимые с лучшими мировыми и отечественными аналогами. Измеренные параметры микросхем подтверждают возможность изготовления по стандартной КМОП технологии с нормами 0,18 мкм СБИС ФАПЧ с полосой рабочих частот до 6 ГГц. Приведены рекомендации по минимизации фазовых шумов синтезатора на основе разработанных СБИС ФАПЧ, подтвержденные с помощью расчетных и экспериментальных данных.

Список литературы

1. K. Raczkowski, “A 9.2–12.7 GHz wideband fractional-N sub-sampling PLL in 28 nm CMOS with 280 fs RMS jitter,” IEEE J. Solid-State Circuits, May 2015, vol. 50,no. 5, pp. 1203–1213.
2. K.Tsutsumi “A Low Noise Multi-PFD PLL with Timing Shift Circuit“, 2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2012.
3. B. Klepser "A 10-GHz SiGe BiCMOS Phase-Locked-Loop Frequency Synthesizer," IEEE JSolid-State circuits, Mar. 2002, vol. 37, no.3, pp.328-335.
4. X. Gao, “A low-noise sub-sampling PLL in which divider noise is eliminated and PD/CP Noise is not multiplied by N2,” IEEE J. Solid-State Circuits, Dec. 2009, vol. 44, no. 12, pp. 3253–3263.
5. Описание на микросхему ADF4108S [электронный ресурс] // http://www.analog.com (дата обращения 10 июля 2018 г.)
6. Описание на микросхему LTC6945 [электронный ресурс] // http://www. analog.com (дата обращения 10 июля 2018 г.)
7. Описание на микросхему PE972401 [электронный ресурс] // http://www. peregrine.com (дата обращения 10 июля 2018 г.)
8. Описание на микросхему HMC703LP4E [электронный ресурс] // http://www. analog.com (дата обращения 10 июля 2018 г.)
9. Описание на микросхему 1508ПЛ9Т [электронный ресурс] // http://www. multicore.com (дата обращения 10 июля 2018 г.)
10. Описание на микросхему 1288ПЛ1У [электронный ресурс] // http://www. multicore.com (дата обращения 10 июля 2018 г.)
11. Описание на микросхему LMX2541 [электронный ресурс] // http://www. ti.com (дата обращения 10 июля 2018 г.)
12. Описание на микросхему 1508ПЛ12У [электронный ресурс] // http://www. milandr.ru (дата обращения 10 июля 2018 г.)
13. Описание на микросхему К1367ПЛ2У [электронный ресурс] // http://www. mriprogress.ru (дата обращения 10 июля 2018 г.)

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

Генераторы на ЛПД миллиметрового диапазона под низкочастотным шумовым и гармоническим воздействием

Мясин Е. А.[1], Котов В. Д.[1]

[1]*Фрязинский филиал Федерального государственного бюджетного учреждения науки Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН*
141190, Российская Федерация, Московская обл., г. Фрязино, пл. Введенского, д. 1
eam168@ms.ire.rssi.ru

Аннотация: *Впервые экспериментально исследовано воздействие узкополосного низкочастотного (0.01…3 МГц) шумового сигнала (НЧШС) и гармонического сигнала (ГС) с частотой 3МГц на одночастотный ЛПД-генератор (ГЛПД) 7 мм диапазона волн, а также воздействие низкочастотного шумового сигнала (НЧШС) на ЛПД-генератор широкополосного шумового сигнала (ГШЛПД) 8 мм диапазона волн. Показана возможность управления динамическими режимами генераторов с преобразованием одночастотных колебаний в шумовые в ГЛПД и возможность управления спектральной характеристикой шумового сигнала в ГШЛПД.*

1. Введение

К настоящему времени исследовано множество самых разнообразных автоколебательных систем, демонстрирующих хаотическую динамику [1], С развитием твердотельной СВЧ электроники оказалось возможным создавать системы в микроволновом диапазоне с использованием, например, транзисторов, даже с большей шириной спектра, чем в ЛБВ [2]. Однако в миллиметровом диапазоне, который транзисторы начали осваивать сравнительно недавно, в твердотельных генераторах приходится использовать ЛПД и диоды Ганна, а для реализации в них режима хаотических колебаний, например в ГЛПД, использовать коаксиально – волноводные камеры [3], несколько изменив их конструкцию [4]. Однако, возможны и другие способы хаотизации колебаний в полупроводниковых генераторах.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Объектами исследований являлись ГЛПД 7и мм диапазона и ГШЛПД 8и мм диапазона, выполненные в виде одной и той же коаксиально-волноводной камеры. В них использовались ЛПД типа КА717Б. Коак-

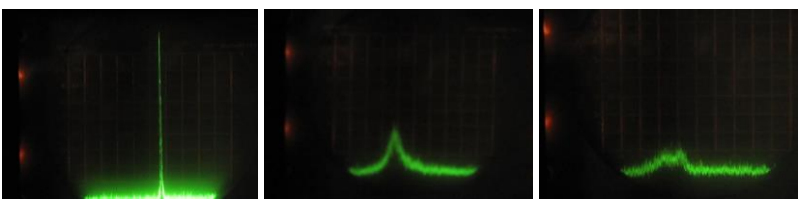
Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 28th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2018)
Sevastopol, Russian Federation, September 9—15, 2018

сиально-волноводная камера с помощью элементов настройки могла быть превращена либо в многорезонансную, либо в однорезонансную камеру. Для экспериментов был выбран ГЛПД 7-и мм диапазона с диодом КА717Б работы [5], который возбуждался при токе 30mA и при токе 32mA генерировал на частоте f = 38.49 ГГц. По мере увеличения тока происходила токовая перестройка частоты генерации, и при токе 80мА генерировалась частота f = 38.76 ГГц. Затем непосредственно на цепь питания диода подавался либо НЧШС, либо гармонического колебания (ГК) с частотой 3МГц. Для эксперимента по воздействию НЧШС на ГШЛПД была перестроена соответствующим образом коаксиально - волноводная камера и заменён диод, что дало возможность получить генерацию широкополосного шумового сигнала в 8 мм диапазоне волн.

Для проведения эксперимента по воздействию НЧ шумового сигнала на цепь питания ГЛПД был создан источник низкочастотного шумового сигнала на основе шумового диода 2Г401 с граничной верхней частотой 2 МГц (по паспорту), с выхода которого сигнал усиливался двухкаскадным транзисторным усилителем. Этот источник был встроен в источник питания ЛПД генератора (ГЛПД) или (ГШЛПД). Была предусмотрена возможность изменения уровня сигнала от 0.01В до 0.5В на вводе цепи питания в коаксиальную линию генераторной камеры ГЛПД (ГШЛПД), что можно было оценить по величине амплитуды шумового напряжения сигнала, наблюдая на экране осциллографа С1-75 его реализации во времени.

3. Хаотизация колебаний в ГЛПД 7и миллиметрового диапазона под воздействием низкочастотного шумового сигнала

На Рис. 1 представлена трансформация спектра ГЛПД при воздействии НЧШС на его цепь питания. Его удалось наблюдать при токе диода 30.5 мА на экране анализатора спектра С4-60.



а б в

Рис. 1. Изменение спектра ВЧ сигнала от уровня воздействия НЧШС: **σ** = 0В (а), 0.02 В (б), 0.1В (в)

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

Как видно на Рис. 1б, при воздействии НЧШ сигналом 0.02В на цепь питания ЛПД происходит резкое уменьшение амплитуды спектральной линии, и её уширение. При уровне воздействия 0.05В происходит переход ГЛПД в режим шумовой генерации. Детальное исследование этого эффекта было проведено в [5] , начиная с тока диода 80мА и кончая током 32мА. В работе [5] было показано, что вблизи пускового режима автономной генерации ширина спектра шумового сигнал при внешнем низкочастотном воздействии определяется добротностью автоколебательной системы на частоте генерации, а вдали от него - диапазоном токовой перестройки частоты. Это иллюстрируют рисунки 2 и 3, приведенные в работе [5]. На Рис. 2 представлена трансформация спектра ВЧ сигнала ГЛПД при токе диода 80 мА.

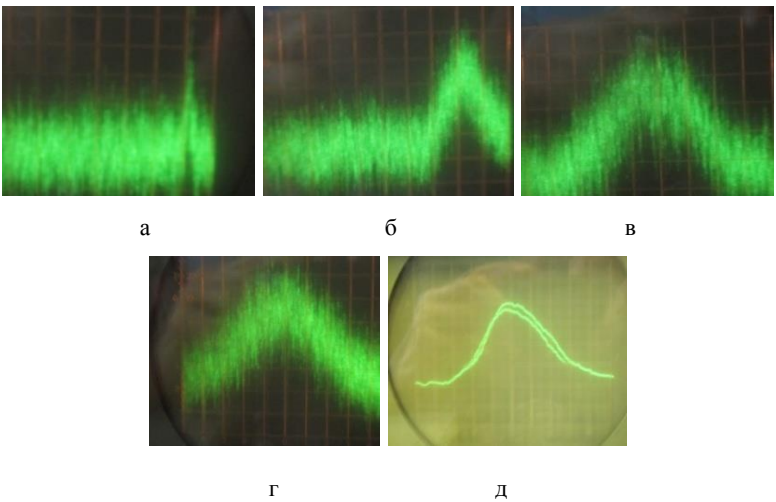


Рис. 2. Изменение спектра ВЧ сигнала от изменения амплитуды НЧ воздействия: а – σ = 0; б – σ = 0.05 В; в – σ = 0.1 В; г, д – σ = 0.5 В

На Рис. 2а, б, в, г, масштаб 20 МГц/дел, полоса видео фильтра 10 кГц, одна и та же скорость развёртки 2 мсек/дел. На Рис. 2д представлена фотография того же сигнала, что и на Рис.2г, но полоса видео фильтра 100Гц, а масштаб 50МГц/дел. Мощность на выходе генератора 5.6мВт и практически не меняется при изменении уровня НЧ шумового сигнала. Как видно на Рис.2а, в режиме моно генерации при масштабе 20МГц/дел ширина линии совпадает с шириной вертикальной линии масштабной сетки на экране С4-60, но уже при малом уровне внешнего сигнала она имеет ширину ≈ 20 МГц. По мере увеличения уровня сигнала ширина спек-

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

тральной линии расширяется и при максимальном уровне воздействия, как видно на Рис.2д, достигает ≈ 170МГц по уровню -3дБ и ≈ 250МГц по уровню – 6дБ. При этом сохраняется шумовой характер сигнала с распределением вероятностей, близким к гауссову распределению.

Результат воздействия НЧ шумовым сигналом на цепь питания ЛПД вблизи пускового режима при токе диода 32мА в зависимости от уровня воздействия и для двух значений полосы видео фильтра (100Гц и 10кГц) попарно представлен на Рис.3а, б, в, г, д, е.

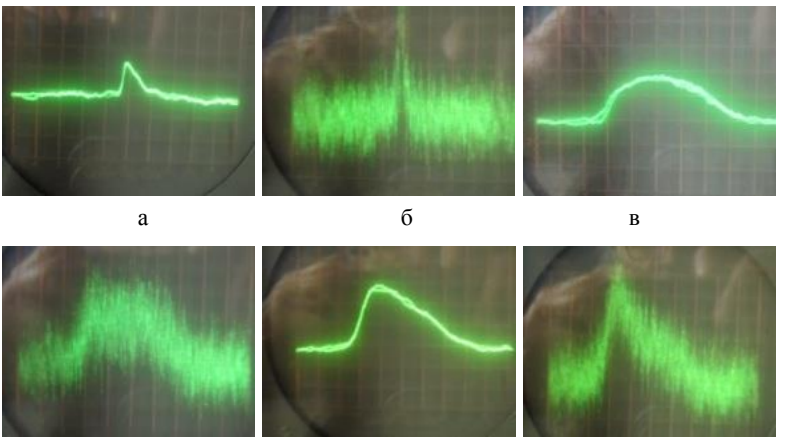


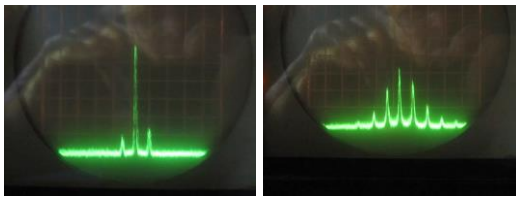
Рис. 3. Изменение спектра ВЧ сигнала от изменения амплитуды НЧ воздействия:
а, б – σ = 0 В, 10 МГц/дел; в, г – σ = 0.1 В, 20 МГц/дел; д, е – σ = 0.5 В, 20 МГц/дел

Как видно на Рис. 3а, б, в, г, д, е, вблизи пускового режима генерации также происходит перевод ГЛПД в режим генерации шумового сигнала, с распределением близким к Гауссову распределению. Однако ширина спектра в этом случае значительно меньше (не более 80 МГц по уровню –6дБ) и определяется только добротностью автоколебательной системы генератора.

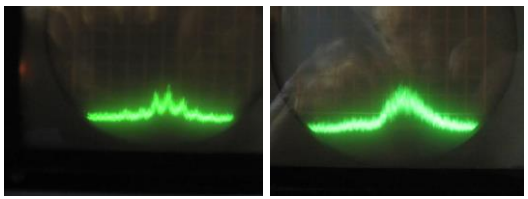
4. Хаотизация колебаний в ГЛПД 7 миллиметрового диапазона под воздействием низкочастотного гармонического колебания

На Рис. 4 представлено изменение спектра ГЛПД при воздействии ГК частотой 3МГц при токе диода 32мА, приведенное в работе [6]. Выходная мощность генерации без воздействия равна 0.3 мВт и изменяется с воздействием от 0.3 мВт (рис.1а, б, в) до 0.32 мВт (рис.1 г).

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

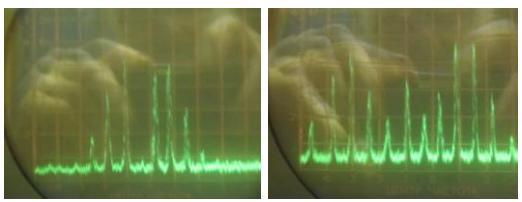


а б

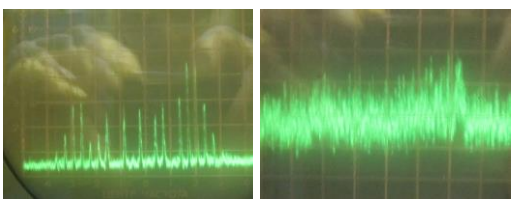


в г

Рис. 4. Зависимость спектра ВЧ сигнала от амплитуды А воздействия гармонического колебания с частотой 3 МГц: А = 13 мВ (а), 45 мВ (б), 68 мВ (в), 0.1 В (г). Масштаб наблюдения 5 МГц/дел



а б



в г

Рис. 5. Зависимость спектра ВЧ сигнала от амплитуды А воздействия гармонического колебания с частотой 3 МГц: *а, б* - А = 68 мВ, 100 мВ, 5 МГц/дел; *в* – А = 680 мВ, 10 МГц/дел; г – А = 1.0 В, 20 МГц/дел.

Как показано в [6], хаотизация колебаний при максимальном воздействии обусловлена прерыванием генерации при уменьшении напряжения воздействия ниже пускового. Для доказательства этого факта было

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

проведено исследование трансформации спектра генерации под внешним воздействием при токе диода 50 мА. Для того, чтобы имело место генерация хаотических колебаний уровень внешнего воздействия пришлось увеличить в 10 раз, что и подтверждает факт возникновения хаотизации колебаний в результате уменьшения напряжения воздействия ниже пускового. На Рис.5 представлено изменение спектра ГЛПД при воздействии ГС частотой 3 МГц при токе диода 50 мА, приведенное в работе [6].

На основе результатов проведенных исследований можно сделать вывод о том, что данный метод хаотизации колебаний возможен в полупроводниковых генераторах, активный элемент которых имеет хотя бы один p-n переход, в частности, это могут быть транзисторы (биполярные, полевые, на основе металл-оксид-полупроводник), ЛПД, ИПД, тунельные диоды и т.д.)

5. Управление спектральной характеристикой ГШЛПД 8 миллиметрового диапазона низкочастотным шумовым сигналом

До проведения экспериментов по воздействию НЧШС был создан и исследован генератор шума на ЛПД КА717Б, который при токе диода 90мА генерировал широкополосный хаотический (шумовой) сигнал ≈ 400 МГц в 8 мм диапазоне волн. Для реализации режима генерации хаотических колебаний использовалась та же генераторная камера, что и в работе [6], но она была соответствующим образом перестроена, кроме того, в ней был заменён и диод. Генерацию шума в такой полосе обеспечивала многорезонаторная волноводно-коаксиальная камера генератора [4].

Измерения спектра сигнала были проведены с помощью спектрометра на основе перестраиваемого волномера с записью на двух координатном самописце [7], а наблюдения за изменением спектра по мере изменения тока диода велись с помощью анализатора спектра С4-60 и фиксировались на снимках его экрана. В этом разделе будут представлены спектрограммы, полученные с помощью спектрометра [7]. Пусковой режим одночастотной генерации на частоте 37.15 ГГц возникал при токе диода 36мА. При токе диода 55мА частота перестраивалась на 37.4ГГц. Дальнейшее увеличение тока приводило к возбуждению шумовых колебаний без внешнего воздействия. Для воздействия использовался тот же генератор НЧШС.

На Рис.6 приведены спектральные характеристики ГШЛПД 8и миллиметрового диапазона волн для разного уровня НЧШС воздействия при токе ЛПД 60мА [8].

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

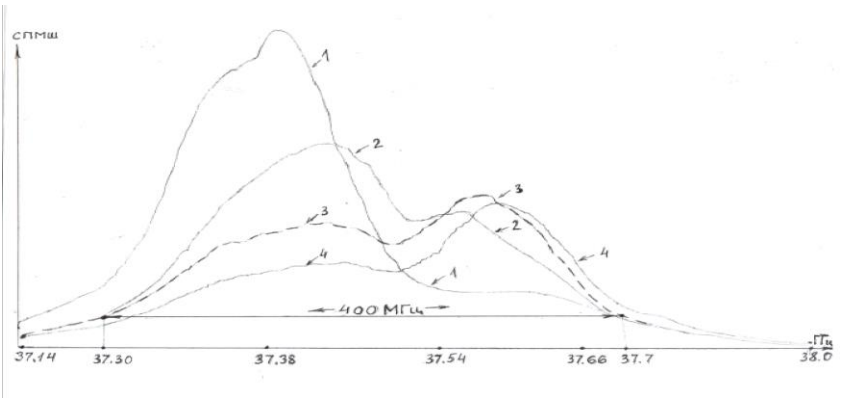


Рис. 6. Спектральные характеристики ГШЛПД для разных уровней воздействия НЧШС: **σ** = 0 В (1), 0.02 В (2), 0.1 В (3), 0.5 В (4)

Как видно на рис. 6, при увеличении уровня воздействия происходит перераспределение спектральной плотности мощности (СПМШ): её уменьшение в области низких частот и увеличение в области высоких частот. При этом существенно увеличивается ширина спектра генерируемого шума за счёт уменьшения максимального значения СПМШ и сдвига её вверх по спектру. Это можно объяснить уменьшением числа носителей тока в области малых его величин и увеличением их числа в области больших его величин. Таким образом, можно управлять шириной спектра и неравномерностью спектральной характеристики ГШЛПД, изменяя уровень воздействующего НЧШС. При этом для получения минимальной неравномерности спектральной характеристики при максимальной ширине спектра необходим подбор оптимальной величины воздействия.

6. Заключение

Обнаружен и исследован новый способ хаотизации колебаний в ГЛПД. Установлено, что ширина спектра шума определяется добротностью его автоколебательной системы и диапазоном перестройки. Сделан вывод о возможности реализации этого способа для генераторов на полупроводниковых приборах, имеющих хотя бы один p-n переход. Исследована возможность хаотизации колебаний в ГЛПД при воздействии ГК. Показано, что она обусловлена нелинейностью ВАХ диода, обеспечивающей превращение непрерывной реализации процесса генерации во времени в прерывистую (импульсную) реализацию. Показано, что с помощью воздействия НЧШС на цепь питания диода в ГШЛПД можно управлять его спектральной характеристикой.

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

Список литературы

1. *Дмитриев А. С., Ефремова Е. В., Максимов Н. А., Панас А. И.* Генерация хаоса. Под общей редакцией д. ф. м. н. Дмитриева А. С.// МИР физики и техники. Техносфера. Москва. 2012.с.423

2. *Максимов Н. А., Панас А. И.* Твердотельная хаотическая автоколебательная система микроволнового диапазона упрощенной структуры. // Письма в ЖТФ. 2017. Т. 43. Вып.3. С. 88 - 94

3. *Misawa T., Kenyon N. D.,* An oscillator circuit with cap structure for millimeter wave IMPATT diodes, IEEE Trans. MTT 1970, MTT-18. p. 969.

4. *Мясин Е. А., Котов В. Д.* Генератор СВЧ шумовых колебаний// Патент № 2614925 РФ, по Заявке № 2015154277 от 17.12. 2015. Опубл. 30.03.2017. Бюл.№10

5. *Котов В. Д., Мясин Е. А.* Воздействие низкочастотного шумового сигнала на генератор одночастотных колебаний миллиметрового диапазона волн на лавинно - пролётном диоде.// Письма в ЖТФ. 2017. Т.43. №22. С. 69-74.

6. Мясин Е.А, Котов В. Д. Хаотизация колебаний в одночастотном ЛПД - генераторе миллиметрового диапазона волн под воздействием низкочастотного гармонического колебания //Радиотехника и Электроника, 2018, том 63, № 9, С. 1–4.

7. *Мясин Е. А., Котов В. Д.* Спектрометр широкополосного шумового сигнала миллиметрового диапазона длин волн // ПТЭ. 2017. №2. С.68 - 72

8. *Мясин Е. А., Котов В. Д.* Воздействие низкочастотным шумовым сигналом на цепь питания ЛПД генератора одночастотных и хаотических колебаний миллиметрового диапазона волн // Радиотехника и электроника, 2018. том 63. № 10. С. 1–6.

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

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ – КОРРЕКТОР АЧХ.

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 проектирования и экспериментальные характеристики широкополосного усилителя, использующегося в качестве корректора амплитудно частотной характеристики (АЧХ). Показана возможность изменять наклон АЧХ вариацией общей ширины затворов транзисторов в схеме усилителя с распределенным усилением (УРУ).В качестве активного элемента используются E-pHEMT транзисторы работающие при нулевом смещении на затворе.*

Ключевые слова: усилитель распределенного усиления, МИС, усилитель-корректор АЧХ, GaAs, E-pHEMT.

1. Введение

При использовании широкополосных усилителей СВЧ одним из важных параметров является неравномерность коэффициента усиления (КУ) в рабочей полосе частот. Особую популярность получили монолитные интегральные схемы (МИС) широкополосных усилителей с положительным наклоном АЧХ, который компенсирует потери в тракте. В МИС нет возможности подстройки схемы для корректировки АЧХ, поэтому один из способов уменьшения неравномерности КУ или получение положительного наклона АЧХ это использование корректоров, которые обеспечат требуемые параметры амплитудно-частотной характеристики.

В данной работе представлен пример корректировки АЧХ на основе МИС усилителей с распределенным усилением.

2. Описание конструкции

Усилители выполнены в виде монолитных интегральных схем на арсениде галлия по размерной обработке 0,2 мкм, на гетероструктурах ПМГС-Д02 собственного производства. В качестве активного элемента использованы нормально закрытые гетероструктурные транзисторы с барьером Шоттки (E-pHEMT) [1]. Расположение канала транзистора на определенной глубине обеспечило, рабочий ток 100 мА/мм при нулевом

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

смещении на затворе. Вольт-амперная характеристика (ВАХ), сток-затворная характеристика и профиль крутизны E-pHEMT транзистора в удельных значениях приведены на рис.1.

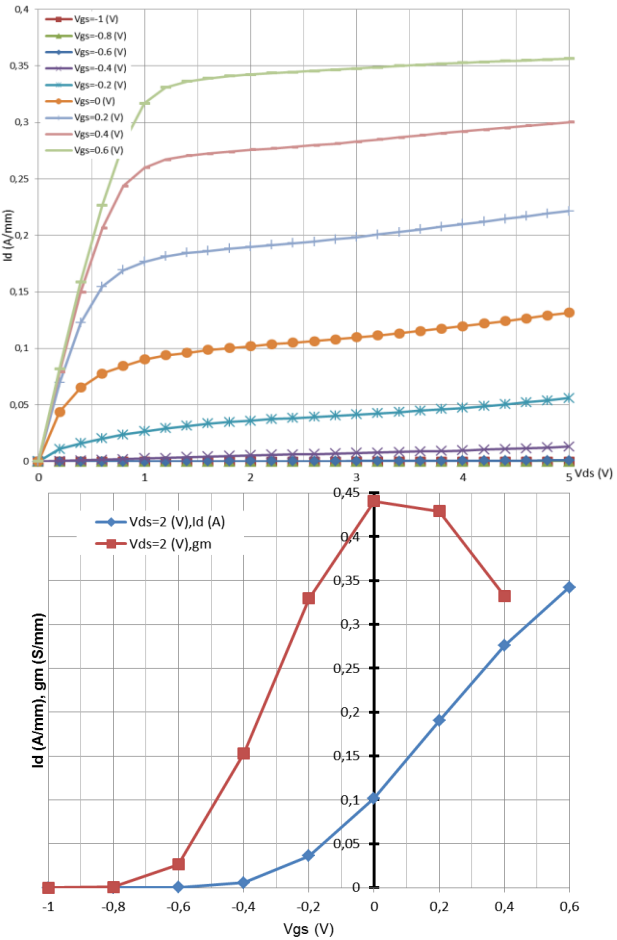


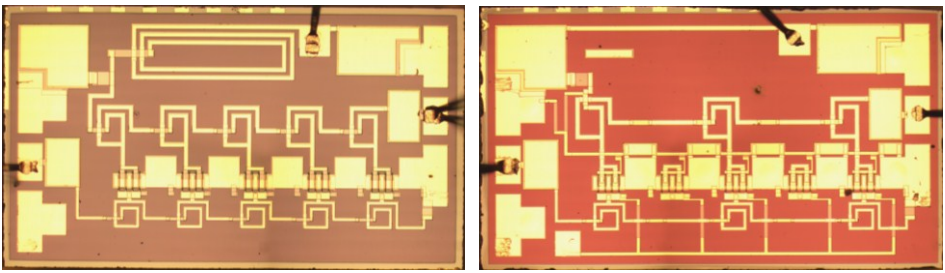
Рис. 1. Удельные ВАХ, сток-затворная характеристика и профиль крутизны E-pHEMT транзистора

Схема с распределенным усилением выбрана для обеспечения широкой полосы рабочих частот усилителя. Необходимый наклон АЧХ в схеме УРУ можно обеспечить изменением общей ширины затворов тран-

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

зисторов, что достигается либо изменением количества транзисторов, либо изменением ширины затвора каждого транзистора.

Разработанные топологии усилителей представлены на рис. 2.: а) топология усилителя с пятью транзисторами (4 пальца по 30 мкм) с общей шириной затворов 600 мкм; б) топология усилителя с тремя транзисторами (4 пальца по 30 мкм) и общей шириной затворов 360 мкм. Для питания усилителей необходимо одно напряжение питания +5 В.



а) б)

Рис. 2. Микрофотографии топологий МИС усилителей

3. Моделирование и экспериментальные результаты

Моделирование проводили с использованием САПР Advanced Design System. Измерения МИС усилителей проводили на пластине, на зондовой станции SUMMITT 12000B и векторном анализаторе цепей N5244A.

На рис.3 (а) представлена амплитудно-частотная характеристика МИС усилителя с общей шириной затворов 600 мкм, неравномерность КУ составляет 2,3 дБ, АЧХ имеет отрицательный наклон.

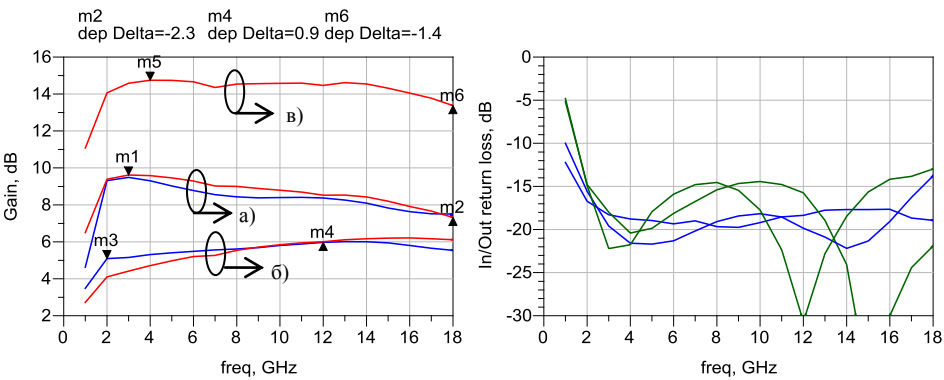


Рис. 3. АЧХ МИС усилителей (сплошная — моделирование, пунктирная — измерения)

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

Для уменьшения неравномерности КУ готового устройства необходимо включить каскадно усилитель-корректор с положительным наклоном КУ. Положительный наклон, достигнут уменьшением количества транзисторов до трех. На рис.3 (б) представлена АЧХ такого усилителя-корректора с общей шириной затворов 360 мкм, неравномерность КУ составляет 0,9 дБ.

Результат моделирования каскадного соединения двух вышеуказанных МИС с учетом разварочных проволочек показан на рис.3 (в), неравномерность КУ составила 1,4 дБ.

Возвратные потери по входу и выходу для всех топологий находятся ниже -10 дБ.

На рис.4 представлены экспериментальные характеристики каскадного включения МИС с общей шириной затворов 360 мкм и 600 мкм. Измерения проводили на кристаллах, смонтированных на основание с использованием векторного анализатора цепей E5071C. Неравномерность КУ в полосе 2-18 ГГц составила 1,4 дБ. Напряжение питания +5 В, суммарный ток потребления 110 мА.

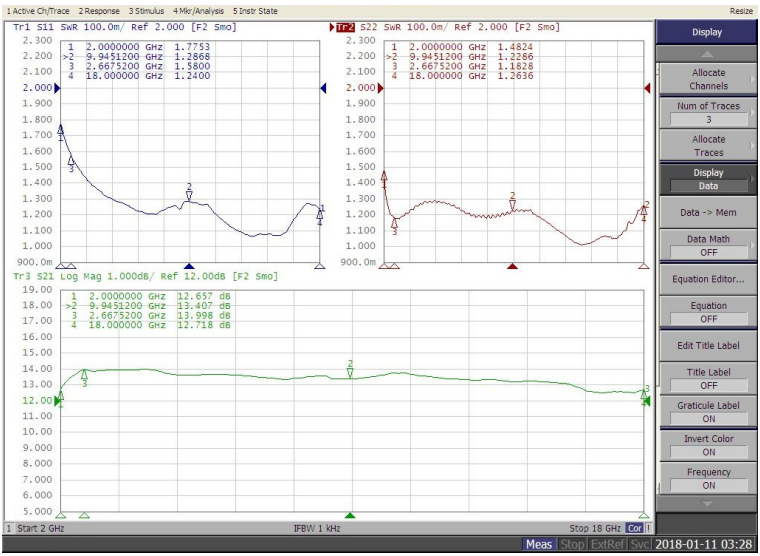


Рис. 4. Измеренные АЧХ из каскадно соединённых МИС усилителей

Было проведен анализ зависимости наклона АЧХ от общей ширины затворов для схемы с пятью транзисторами. Результат моделирования представлен на рис.5.

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

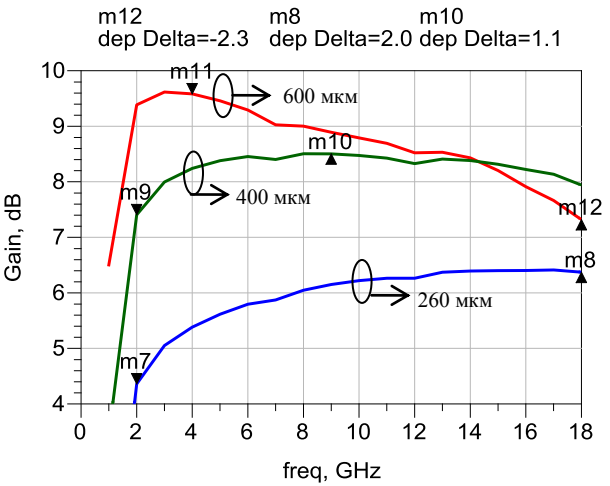


Рис. 5. АЧХ 5-ти транзисторного усилителя с различной общей шириной затворов

4. Заключение

Таким образом, в работе исследовано влияние общей ширины затворов усилителя с распределенным усилением на поведение наклона АЧХ.

Приведены расчетные и измеренные АЧХ таких усилителей. Работа усилителей при нулевом смещении на затворе позволила существенно упростить конструкцию схемы, расширить ее функциональные возможности и уменьшить габаритные размеры.

Разработанные кристаллы усилителей имеют малые габаритные размеры (~ 1,25 мм^2), однополярное питание без использования системы автосмещения и контактные площадки для проведения зондовых СВЧ измерений на пластине.

Список литературы

[1] А.В. Крутов, Н.А. Кувшинова, А.С. Ребров. Малошумящие GaAs PHEMT транзисторы с нулевым смещением на затворе. // Электроника и Микроэлектроника СВЧ. IV Всероссийская научно-техническая конференция. Санкт-Петербург. 2015. С. 90-94.

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

Одночастотный СВЧ генератор на Si-Ge транзисторе под воздействием низкочастотного шумового сигнала

Мясин Е.А.[1], Максимов Н.А.[1], Котов В.Д.[1]
[1]*Фрязинский филиал Федерального государственного бюджетного учреждения науки Института радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН, 141190, Российская Федерация, Московская обл., г. Фрязино, пл. Введенского, д. 1*
eam168@ms.ire.rssi.ru

Аннотация: *Впервые экспериментально исследовано воздействие низкочастотного (0.01—3 МГц) шумового сигнала (НЧШС) на СВЧ генератор Колпитца, находящийся в режиме детерминированных колебаний. В качестве активного элемента в генераторе использовался Si-Ge транзистор. Показана возможность управления динамическими режимами генератора с преобразованием детерминированных колебаний в шумовые.*

1. Введение

К настоящему времени исследовано множество самых разнообразных систем, демонстрирующих хаотическую динамику [1]. В работе [2], показано, что, воздействуя низкочастотным шумовым сигналом на цепь питания ЛПД, можно перевести генератор одночастотных колебаний на ЛПД (ГЛПД) в режим шумовой генерации. Утверждается, что результат такого воздействия связан с разрушением сгустка носителей в пространстве дрейфа p-n перехода ЛПД. Отсюда следует, что в полупроводниковом генераторе, активный элемент которого содержит p-n переход, а, следовательно, имеет место направленное движение носителей, сгруппированных ВЧ полем одночастотных колебаний, этот эффект также должен иметь место. Косвенно это подтверждает эксперимент работы [3] .

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Объектом исследования является СВЧ генератор Колпитца на биполярном Si-Ge транзисторе упрощённой конструкции [4] в режиме генерации одночастотных колебаний под воздействием НЧШС 0.1…3МГц. Схема генератора на биполярном Si-Ge транзисторе была выполнена в микрополосковом виде. Методика эксперимента заключалась в следующем. Сначала исследовалась генерация генератора Колпитца на биполярном Si-Ge тран-

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

зисторе упрощённой конструкции в автономном режиме при одночастотной генерации для двух режимов работы. Затем от специально созданного для этой цели генератора в каждом из этих двух случаев НЧШС 0.1…3МГц подавался на p-n переход эмиттер – база, которая была заземлена.

3. Эксперименты и их результаты [5]

Сначала экспериментально было установлено, что при постоянном напряжении эмиттера (база на земле)$U_э$= +2.2В при изменении напряжения коллектора $U_к$= 0В частота генерации была f = 4.122ГГц, при $U_к$ = 0.75В – f = 4.667ГГц, при $U_к$ = 1. 35В – f = 4.867ГГц. При подключении внешнего шумового сигнала при $U_к$= 0В «режим ушёл» частота генерации сместилась вверх на частоту 4.6ГГц. Новый режим потребовал увеличения напряжения коллектора до $U_к$ = 0.28В. Напряжение эмиттера то же $U_э$ = +2.2В, f = 4.6ГГц. При увеличении напряжения коллектора частота генерации плавно смещается вверх. При изменении напряжения до $U_к$ = 4.4В частота изменяется плавно до f = 4.7ГГц; при $U_к$ = 4.75В происходит перескок f = 4.9ГГц.

а б

Рис.1 а, б: частота f = 4.6 ГГц без внешнего сигнала (а)
и с внешним максимальным 0.5В сигналом (б)

Как видно на Рис.1, при воздействии внешнего НЧШС генерация одночастотного СВЧ сигнала превращается в генерацию узкополосного шумового сигнала с шириной спектра ~ 40 МГц по уровню – 3 дБ с максимумом на частоте $f_2^1 \approx 4.6$ ГГц и, судя по распределению яркости в осциллограмме спектра, с нормальным законом распределения. При увеличении напряжения коллектора при внешнем шумовом сигнале, действующем на входе эмиттера, центральная частота спектра шумовой генерации плавно смещается вверх, но на небольшую величину. При изменении напряжения до $U_к$= 4.4 В центральная частота спектра изменяется плавно до f = 4.7 ГГц и не изменяется вплоть до $U_к$ = 4.75 В, при котором происходит «перескок» центральной частоты спектра шумового сигнала на частоту f = 4.9 ГГц. На

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

Рис. 2а, б представлены спектры генерации на частоте f = 4.9 ГГц при внешнем шумовом сигнале минимальной величины (0.01 В) и с максимальным внешним шумовым сигналом (0.1 В) соответственно.

а **б**

Рис. 2а, б: представлены спектры генерации на частоте f = 4.9 ГГц при внешнем шумовом сигнале минимальной величины 0.01 В (а), при максимальном внешнем шумовом сигнале 0.1 В (б)

Как видно на Рис. 2, при воздействии внешнего НЧ шумового сигнала генерация одночастотного СВЧ сигнала превращается в генерацию узкополосного шумового сигнала, судя по распределению яркости в осциллограмме спектра, также с нормальным законом распределения. Ширина спектра по уровню – 3 дБ составляет ~ 30 МГц с максимумом на частоте f = 4. 9 ГГц.

Затем без внешнего сигнала был найден режим двухчастотной генерации $f_1 \approx 4.7$ ГГц и $f_2 \approx 4.9$ ГГц при $U_к = 0.28$ В. Но этот режим существует в узкой области параметров. Поэтому при увеличении напряжения коллектора генерация на частоте $f_2 \approx 4.9$ ГГц срывается.

Перестройка напряжения коллектора вверх с включённым внешним НЧШС среднего уровня (0.05В) приводит к тому, что при $U_к = 2.95$В возбуждается вторая частота на $f_2 \approx 4.9$ГГц и сразу вместе с ней возникает шумовом режим. При этом нижняя частота в спектре $f_1 \approx 4.7$ГГц, а верхняя – прежняя $f_2 \approx 4.9$ГГц и вид спектра представлен на Рис.4а. Спектр после увеличения уровня воздействия НЧШС до максимальной (0.1В) величины представлен на Рис. 4б.

а б

Рис. 3. Изменение спектра ВЧ сигнала от уровня воздействия: а – 0.05В, б - 0.1В

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

Как видно на Рис. 4а, б, воздействие НЧШС приводит в СВЧ диапазоне к перекрытию соседних резонансов на частотах f_1 и f_2. Увеличение уровня воздействия НЧШС приводит к «перекачке» мощности СВЧ шумового сигнала из резонанса f_2 в резонанс на f_1 и некоторому выравниванию неравномерности спектра между ними. Однако максимальной мощности НЧШС не хватает**,** чтобы «провал» между резонансными частотами в спектре СВЧ сигнала отсутствовал.

4. Заключение

Таким образом, предложен и продемонстрирован новый способ перевода СВЧ генератора на биполярном транзисторе, в режим шумовой генерации. Переход в режим шумовой из одночастотной генерации происходит в результате воздействия низкочастотного шумового сигнала на цепь питания транзистора, даже, вблизи пускового режима генерации.

Список литературы

1. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Максимов Н.А., Панас А.И. Генерация хаоса. Под общей редакцией д. ф. м. н. Дмитриева А.С.// МИР физики и техники. Техносфера. Москва. 2012. с. 423.

2. Котов В.Д., Мясин Е.А. Воздействие низкочастотного шумового сигнала на генератор одночастотных колебаний миллиметрового диапазона волн на лавинно-пролётном диоде // Письма в ЖТФ. 2017. Т. 43. Вып. 22. Стр. 68—74.

3. Кальянов Э.В., В.П. Иванов В.П., Лебедев М.Н. Принудительная и взаимная синхронизация генераторов при наличии внешнего шума //РЭ, 1990. Т.35, Вып.8. С. 1682—1687.

4. Максимов Н.А., Панас А.И. Твердотельная хаотическая автоколебательная система микроволнового диапазона упрощенной структуры // Письма в ЖТФ. 2017. Т. 43. Вып.3. С. 88—94.

5. Мясин Е.А., Максимов Н.А., Котов В.Д. Воздействие низкочастотного шумового сигнала на СВЧ генератор детерминированных колебаний на Si–Ge транзисторе // Изв. Вузов «ПНД» 2018. Т. 26. № 3. С. 99—106.

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

Automatic Extraction Technique for Large-Signal GaAs HEMT Modeling

[1,2]Bilevich D.V., [1,2]Popov A.A., [1,2]Salnikov A.S., [1,2]Dobush I.M.,
[1,2]Kalentyev A.A., [1,2]Goryainov A.E., [1,2]Garais D.V.
[1]*Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics*
Tomsk, 634050, Russian Federation
[2] *«50ohm Technologies» LLC*
Tomsk, Russian Federation
andrei.salnikov@50ohm.tech

Abstract: *We propose a new nonlinear transistor modeling technique for gallium arsenide high-electron mobility transistor (GaAs HEMT). The technique includes an analytical extraction and a multistage optimization, allowing completely automatic large-signal modeling. A 0.15um GaAs pHEMT nonlinear model was built and verified with measured IV-curve, multiple bias S-parameters and power characteristics.*

Keywords: *compact nonlinear model, GaAs HEMT, automated extraction technic*.

Методика автоматического построения нелинейной модели GaAs HEMT транзистора

[1,2] Билевич Д.В., [1,2] Попов А.А., [1,2] Сальников А.С., [1,2] Добуш И.М.,
[1,2] Калентьев А.А., [1,2] Горяинов А.Е., [1,2] Гарайс Д.В.
[1] *Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники*
пр. Ленина, 40, Томск, 634050, Россия
andrei.salnikov@50ohm.tech
[2] *ООО «50ом Технолоджиз»*
Томск, Россия

Аннотация: *Предлагается новая методика построения нелинейной модели GaAs HEMT транзистора. Методика сочетает аналитический подход и многоэтапную оптимизацию параметров, позволяя выполнить построение модели полностью автоматически. В докладе представлено сравнение характеристик построенной нелинейной модели и измерений 0.15мкм GaAs HEMT транзистора.*

Ключевые слова: компактная нелинейная модель, GaAs pHEMT, автоматическая методика экстракции.

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

1. Введение

Для эффективной разработки современных СВЧ устройств требуются адекватные и быстродействующие модели активных и пассивных СВЧ компонентов. При этом методики построения большесигнальных моделей продолжают непрерывно совершенствоваться, повышая предсказательную способность моделей за счёт применения физического подхода [1], использование принципиально новых методов экстракции [2] и привлечения искусственного интеллекта [3].

В общем случае методы построения моделей основаны на аналитических или оптимизационных методах экстракции по результатам измерений на постоянном токе и в СВЧ диапазоне. Верификация модели проводится по измерениям как линейных (S-параметры), так и нелинейных (ВАХ, амплитудная характеристика, load-pull) характеристик.

На данный момент в мире преимущественно используются несколько основных компактных нелинейных моделей для GaAs HEMT, среди которых Angelov [4], Curtice [5], EEHEMT. Для построения данных моделей существуют множество методик, каждая из которых разработана для улучшения точности модели в том или ином аспекте. Например, в [6] предлагается методика, позволяющая повысить точность экстракции внешних параметров малосигнальной модели. В [7] описывается модель, позволяющая моделировать ВАХ с учётом эффектов памяти, в [8] описывается модель, позволяющая учитывать эффекты захвата (trapping effect). Создаются модели, позволяющие описывать поведение транзистора в более широком диапазоне частот [9]. Также стоит упомянуть об использовании искусственных нейронных сетей в нелинейных моделях [10].

Помимо разработки новых видов нелинейных моделей, необходимо разрабатывать и наиболее эффективные методики их экстракции. Экстракция и верификация нелинейных моделей – довольно трудоемкие и времязатратные процедуры. Цель исследования состояла в разработке полностью автоматической методики построения нелинейной модели СВЧ транзистора, позволяющей значительно сократить время её построения. При этом нельзя свести методику к одной только оптимизации, поскольку время поиска решения будет значительным и есть риск получить физически бессмысленные параметры модели. Поэтому в разработанной методике сочетаются аналитические подходы получения первого приближения, а оптимизация выполняется за ряд этапов, последовательность и содержание которых подобраны эмпирически.

В данной работе представлено описание новой методики и приведены результаты построения нелинейной модели GaAs HEMT транзистора.

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

2. Описание методики

Экстракция модели выполняется за 4 шага, после чего выполняется верификация полученной модели.

На первом шаге вычисляются параметры, описывающие поведение ВАХ транзистора. Основным элементом модели Angelov, определяющим поведение транзистора на постоянном токе, является управляемый источник тока, описываемый выражением [4, 14]:

$$I_{ds}\left(V_{ds},V_{gs}\right)=I_{pk0}\left(1+\tanh\left(\Psi\right)\right)\cdot \cdot\tanh\left(\left(\alpha_r+\alpha_s\left(1+\tanh\left(\Psi\right)\right)\right)\cdot V_{ds}\right)\cdot\left(1+\lambda V_{ds}\right) \quad (1)$$

где $\Psi=P_{1m}\cdot\left(V_{gs}-V_{pkm}\right)+P_2\cdot\left(V_{gs}-V_{pkm}\right)^2+P_3\left(V_{gs}-V_{pkm}\right)^3$;

$V_{pkm}=V_{pk0}+\left(V_{pks}-V_{pk0}\right)\tanh\left(\alpha_s V_{ds}\right)$; $P_{1m}=P_1\cdot\left(1+B_1\Big/\cosh^2\left(B_2\cdot Vds\right)\right)$;

В это выражение входит ряд параметров, позволяющих настроить модель под определенную технологию. С помощью аналитической экстракции вычисляется первое приближение для части параметров источника тока. Значения параметров R_d и R_s рассчитываются из малосигнальной модели [15], далее ряд параметров определяется из анализа формы ВАХ. Полученные значения являются первым приближением. Затем измеренная ВАХ аппроксимируется выражением (1) при помощи нелинейного метода наименьших квадратов с использованием доверительных областей. В результате аппроксимации определяются остальные параметры, описывающие ВАХ транзистора.

Второй шаг заключается в экстракции малосигнальных моделей в большом числе рабочих точек, включая холодные режимы. Методика экстракции малосигнальных моделей основана на существующих методиках [11-13]. Описанные методики позволяют вычислить значения элементов малосигнальной модели в каждой частотной точке. Обычно разработчик моделей вручную выбирает частотный диапазон, на котором значения элементов остаются неизменными. Для автоматизации данного процесса был предложен следующий алгоритм:

1) сглаживание графика зависимости значения элемента от частоты;

2) построение графика, отображающего разницу между значениями в соседних частотах, можно рассматривать его как численную производную с точностью до коэффициента;

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

3) определение верхней и нижней границ допустимого отклонения значений элементов ЭС;

4) отбор точек с допустимым отклонением, то есть попавших между заданными границами;

5) вычисление среднего арифметического всех отобранных точек.

Проверка на экспериментальных данных показала, что значения, получаемые по предложенной методике, имеют хорошее совпадения со значениями, выбираемые разработчиком при использовании существующих методов.

На третьем шаге проводится расчет и оптимизация нелинейных ёмкостей в пространстве рабочих напряжений. Исходные данные для проведения оптимизации получают из малосигнальных *Y*-параметров [15].

Расчет нелинейных ёмкостей проводится на низких частотах, для этого выбирается частота в пределах от 0 до 2 ГГц. В модели Angelov нелинейные ёмкости описываются следующими параметрами: C_{gspi}, C_{gs0}, C_{gdpi}, C_{gd0}, C_{gdpe}, P_{10}, P_{11}, P_{20}, P_{21}, P_{30}, P_{31}, P_{40}, P_{41}, P_{111}. C_{gspi} и C_{gdpi} – значения ёмкостей в режиме отсечки. C_{gd0} и C_{gs0} – значения ёмкостей на середине участка возрастания зависимости ёмкости от V_{gs} при $V_{ds}=0$. C_{gdpe} берется на порядок меньше, чем найденное значение C_{gdpi}. Значения коэффициентов P_{30}, P_{31}, P_{40}, P_{41} можно рассчитать из параметров, описывающих поведение транзистора на постоянном токе.

На четвертом шаге проводится многоэтапная оптимизация. Из-за большого числа параметров и входных данных использование только аналитического подхода практически не позволяет получить точную модель. Однако первые три шага дают хорошее начальное приближение. При этом показано, что оптимизацию целесообразно выполнять за ряд этапов. На каждом этапе выбирается свой набор целевых функций и оптимизируемых параметров. Последовательность и содержание этапов подбиралась экспериментально до получения высокой точности модели. Также в ходе оптимизации были установлены ограничения на параметры модели, чтобы сохранялся их физический смысл.

В настоящий момент, для удобства применения разработчиками СВЧ устройств, предложенная методика реализована в виде плагина САПР NI AWR Microwave Office.

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

3. Практические результаты

Для апробации предложенной методики была построена нелинейная модель 0,15 мкм GaAs pHEMT транзистора с общей шириной затвора 4×75 мкм. Сравнение измеренных и модельных ВАХ представлено на рис. 1. Из рисунка видно, что модель достаточно точно воспроизводит ВАХ транзистора. Средняя абсолютная ошибка по току стока составила 1,6 мА. В 80% рабочих точек абсолютная ошибка по току не превышает 2 мА.

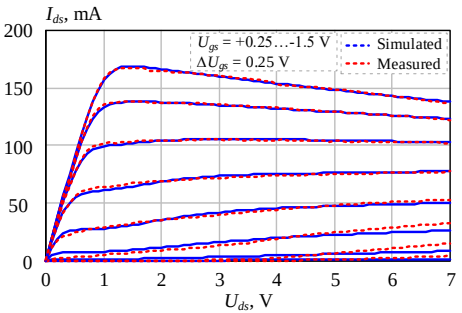


Рис. 1. Сравнение измеренных и смоделированных ВАХ 0,15 мкм GaAs HEMT транзистора

Далее анализировались малосигнальные S-параметры. Средняя абсолютная ошибка по фазе по всем частотам не превышает 1,3 дБ (кроме S_{22}) по модулю и 4,5 градусов по фазе во всех рабочих точках. На рис. 2 представлено сравнение измеренных и смоделированных S-параметров в рабочей точке $V_{ds} = 5$ В, $I_{ds} = 35$ мА.

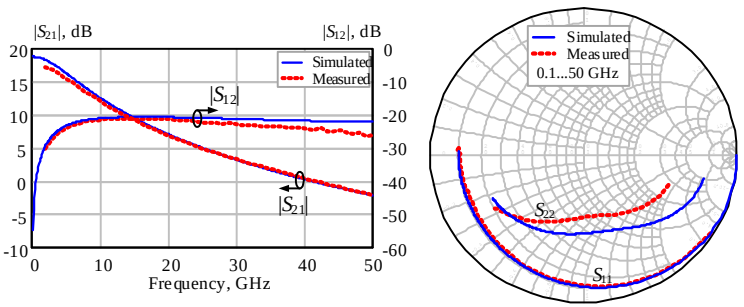


Рис. 2. Сравнение измеренных и смоделированных S-параметров

На рис.3 показана мощностная характеристика, которая получена в рабочей точке $V_{ds} = 5$ В, $I_{ds} = 35$ мА на частоте 15 ГГц.

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

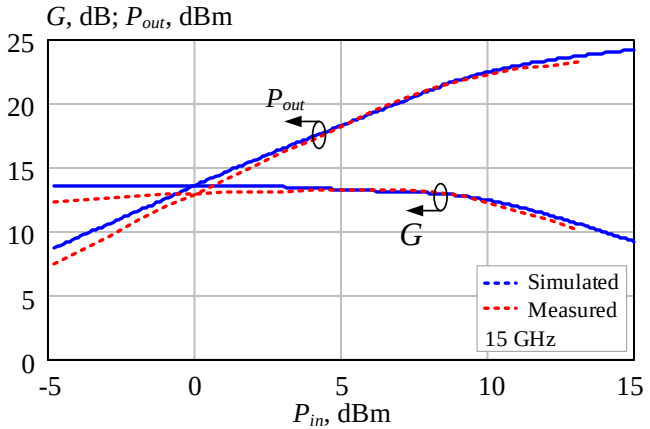


Рис. 3. Сравнение измеренных и смоделированных S-параметров

Графики подтверждают хорошую точность построенной нелинейной модели. Показанные результаты были получены в течение 5 часов от загрузки входных данных до получения готовой модели. Время построения может отличаться в зависимость от параметров ПК. Также в зависимости от конструкции и особенностей технологического процесса может потребоваться подстройка параметров алгоритма.

4. Заключение

Предложена новая методика автоматического построения нелинейной модели GaAs HEMT транзистора, сочетающая в себе аналитическую экстракцию параметров, описывающих ВАХ и нелинейные емкости, а также последующую многоэтапную оптимизацию параметров. Верификация подтвердила возможность получения нелинейной модели 0,15 мкм GaAs pHEMT транзистора с шириной затвора 4×75 мкм, имеющей хорошее совпадение с экспериментальными данными как линейных параметров в большинстве рабочих точек, так и нелинейных параметров. Исследования показали возможность получения нелинейной модели GaAs pHEMT транзистора как минимум для одного технологического процесса в полностью автоматическом режиме в течение пяти часов.

Источники финансирования и выражение признательности

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-37-00138.

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

Список литературы

[1] Ahsan S. A. et al. Physics-based multi-bias RF large-signal GaN HEMT modeling and parameter extraction flow //IEEE Journal of the Electron Devices Society. 2017. №. 5. P. 310-319.

[2] Bernat M. et al. Towards the determination of GaN HEMT large signal model parameters by Time Domain Reflectometry method //Ph. D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME), 2014 10th Conference on. IEEE, 2014. P. 1-4.

[3] Xu J., Root D. E. Artificial neural networks for compound semiconductor device modeling and characterization //Compound Sem-iconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS), 2017. IEEE, 2017. P. 1-4.

[4] Angelov I., Zirath H., and Rosman N. A new empirical nonlinear model for HEMT and MESFET devices // IEEE Microwave Theory and Techniques. 1992. V. 40. P. 2258–2266.

[5] Curtice W. R. and Ettenberg M. A nonlinear GaAs FET model for use in the design of output circuits for power amplifiers // IEEE Trans Microw Theory Tech. 1985. V. 33. №. 12. P. 1383–1394.

[6] Huang A, Zhong Z, Guo Y, Wu W. A new extraction method of extrinsic elements of GaAs/GaN HEMTs // 2014 IEEE Int. Symp. Radio-Frequency Integr. Technol., 2014, p. 1–3.

[7] Rafael-Valdivia G, Urquizo A, Mendoza T, Barbin SE Nonlinear device model for GaN and GaAs microwave transistors including memory effects // IEEE MTT-S Int. Microw. Optoelectron. Conf. 2015. P. 1–5.

[8] Olomo A. Nonlinear GaAs pHEMT model with trapping effect for small signal and dynamic large signal design // 2016 11th Eur. Microw. Integr. Circuits Conf. 2016. P 345-348

[9] Jia Y, Xu Y, Zhao X, Wang C. A ultra-wideband empirical large-signal model for AlGaAs/GaAs HEMTs // 2016 IEEE MTT-S Int. Microw. Work. Ser. Adv. Mater. Process. RF THz Appl. 2016. P. 1–3.

[10] Xu J, Halder S, Kharabi F, McMacken J, Gering J, Root DE. Global dynamic FET model for GaN transistors: DynaFET model validation and comparison to locally tuned models // 83rd ARFTG Microw. Meas. Conf. 2014. P. 1–6.

[11] Dambrine G, Cappy A, Heliodore F, Playez E. A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit // IEEE Trans Microw Theory Tech. 1988. V. 36. P. 1151-1160.

[12] Berroth M., Bosch R. Broad-Band Determination of the FET Small-Signal Equivalent Circuit // IEEE Trans Microwave Theory Tech. 1990. V. 38. № 7. P. 891-895.

[13] Tayrani R, Gerber JE, Daniel T, Pengelly RS, Rohde UL. A new and reliable direct parasitic extraction method for MESFETs and HEMTs // 1993 23rd Eur. Microw. Conf. 1993. p. 451–453.

[14] Bilevich D.V., Popov A.A., Sidoryuk T.Y., Salnikov A.S. The extraction of model parameters of the direct current element Ids in a nonlinear model of the transistor model // материалы международной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых учёных "Электронные средства и системы упрывления". 2017. Ч. 2. С. 213-214

[15] Angelov I., Bengtsson L., Garcia M. Extensions of the Chalmers nonlinear HEMT and MESFET model // IEEE Trans Microw Theory Tech. 1996. V. 44. №. 10. P. 1664-1674.

Acknowledgements

The reported study was funded by RFBR according to the research project № 18-37-00138.

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

Монолитный трансимпедансный усилитель диапазона DC-20 ГГц на основе SiGe BiCMOS технологии

Коряковцев А. С., Коколов А. А., Помазанов А. В.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,
Лаборатория интеллектуальных компьютерных систем (ЛИКС)
ул. Красноармейская, 147, Томск, 634050, РФ
tintartyom@mail.ru

Аннотация: *В данной статье представлена разработка трансимпедансного усилителя диапазона DC-20 ГГц для оптического приёмника на основе 0.25 мкм SiGe BiCMOS технологии. Коэффициент усиления в полосе DC-15 22-25 дБ, коэффициент трансимпедансного усиления 55-65 дБ·Ω в полосе, потребляемый ток составляет 54 мА. Результаты измерений отличаются от моделирования полосой частот до 15 ГГц, это связано с неточностью проведённого электромагнитного моделирования, а также некорректным расположением пассивных элементов, что в дальнейшем будет учтено.*

Ключевые слова: *трансимпедансный усилитель, радиофотоника, фотодиод, дифференциальный усилитель, SiGe BiCMOS.*

1. Введение

Радиофотоника [1-4] – направление, объединяющее в себе радиоэлектронику и оптоэлектронику, за последние 30 лет вызвала огромный интерес как со стороны ученых, так и со стороны коммерческого сектора, и ему предсказывают светлое будущее. Это направление получило такую широкую популярность, с одной стороны, благодаря тому, что позволяет реализовывать СВЧ-компоненты, которые ранее было сложно либо практически невозможно создать в радиодиапазоне, а с другой стороны она открывает новые пути для построения информационных и телекоммуникационных систем и сетей.

Основой любой системы радиофотоники является аналоговый оптический канал передачи данных, который состоит из модулятора для преобразования электрического сигнала в оптический, линии передачи (оптического волокна) и фотоприемника, который производит обратное преобразование оптического сигнала в электрический.

Как правило, фотоприемник представляет собой фотодиод (ФД) и трансимпедансный усилитель (ТИУ). Фотодиод преобразует падающее на

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

него излучение в выходной ток пропорционально интенсивности лазерного потока. Основной целью ТИУ является преобразования выходного тока фотодиода, который возникает в нем при падении на него оптического сигнала, в выходное напряжение. Модуль отношения выходного напряжения к входному току называется коэффициент трансимпедансного усиления.

Коэффициент трансимпедансного усиления выражается как модуль отношения выходного напряжения к входному току (V_O/I_{IN}), и имеет размерность Ω или дБ·Ω.

Целью данной работы является разработка ТИУ с полосой до 20 ГГц на основе монолитной 0,25 мкм SiGe BiCMOS технологии.

2. Описание электрической, структурной схемы ТИУ и представление результатов проектирования

Разрабатываемый интегральный ТИУ состоит из трех каскадов: входной каскад преобразует ток ФД в напряжение, промежуточный каскад усиливает сигнал и преобразует его в дифференциальный, выходной буфер обеспечивает требуемую выходную мощность и согласование с 50-омным трактом (рисунок 1). В ТИУ также встроена обратная связь для компенсации смещения постоянного тока от ФД.

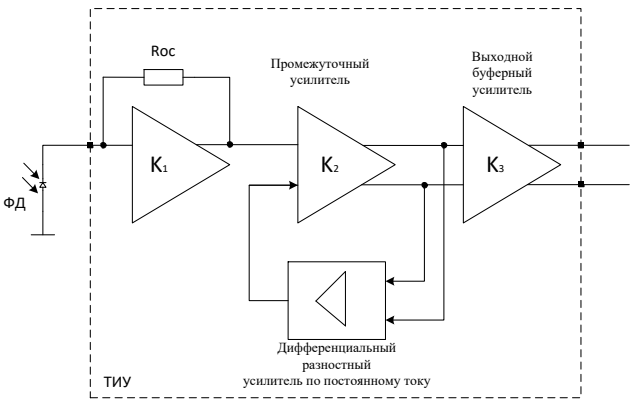


Рис. 1. Структурная схема ТИУ

На рисунке 2 представлена электрическая схем ТИУ. Входной каскад (Т1-Т4) реализован на основе схемы с параллельной обратной связью, резистор R1 определяет трансимпеданс ТИУ и согласование по входу. Промежуточный каскад (Т5-Т16) выполнен по дифференциальной каскодной схеме, для согласования с выходным буферным каскадов используются эмиттерные повторители (Т17, Т22).

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

Выходной дифференциальный буферный каскад (Т23-Т29) содержит цепи обратной связи по току для коррекции АЧХ ТИУ. Операционный усилитель (ОУ) выполнен на КМОП транзисторах. ОУ компенсирует постоянный ток от ФД и изменение рабочей точки промежуточного каскада из-за разброса интегральных компонентов.

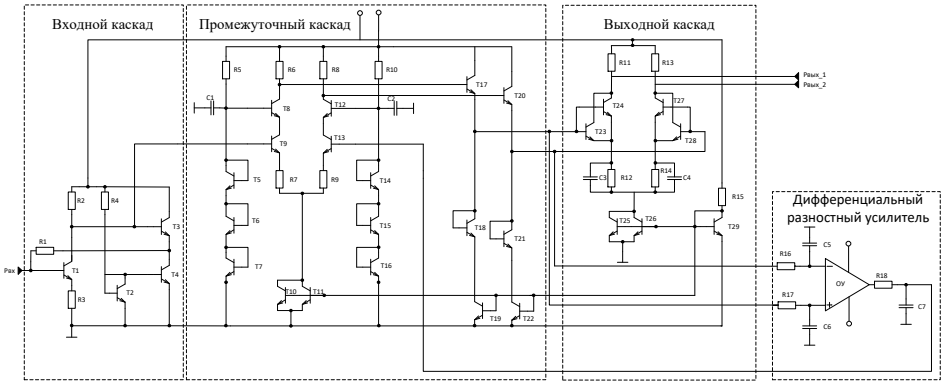
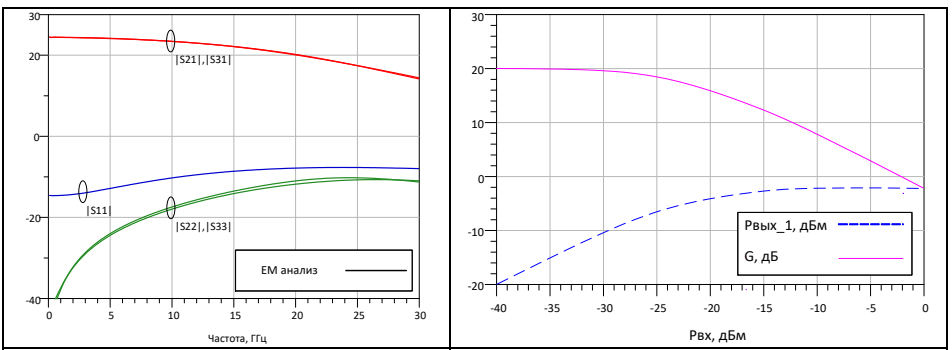


Рис. 5. Электрическая схема ТИУ

На рисунке 3 представлены характеристики ТИУ после электромагнитного анализа, а именно: S-параметры в дБ (рисунок 3а), выходная мощность в зависимости от входной с двух дифференциальных портов (рисунок 3б). Выходная мощность с каждого порта -8 дБм, в сумме будет составлять порядка -5 дБм, при потребление 60 мА (напряжение питания 2,5 В и 3,3 В).



а) б)

Рис. 3. а) Смоделированные S-параметры ТИУ

б) Выходная мощность и коэффициент усиления в зависимости от входной

На рисунке 4 представлены: коэффициент трансимпедансного усиления в дБ·Ω, коэффициент шума в дБ и устойчивость.

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

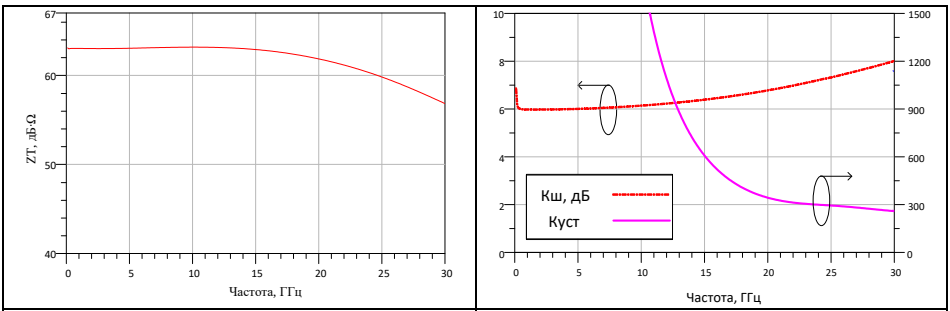


Рис. 4. Смоделированные характеристики ТИУ: а) трансимпеданс (дБ·Ω); б) коэффициент шума (дБ) и устойчивость

3. Результаты измерений

На рисунке 5 представлены результаты зондовых измерения S-параметров ТИУ. Также на рисунке 5 представлен рассчитанный из измеренных S-параметров трансимпедансный коэффициент передачи. Как можно заметить рабочая полоса 15 ГГц вместо 20 ГГц (по уровню -3 дБ), коэффициент усиления $|S_{21}|$ равен 25±1 дБ в полосе до 10 ГГц, коэффициент отражения по выходу $|S_{22}|$ и $|S_{33}|$ менее -10 дБ в полосе до 5 ГГц и в среднем менее -6 дБ в полосе до 15 ГГц. Отличие результатов измерений от моделирования связано с некорректным расположением активных и пассивных элементов на кристалле, а также, с неточностью проведённого электромагнитного анализа, что в дальнейшем, при проектировании, будет учтено.

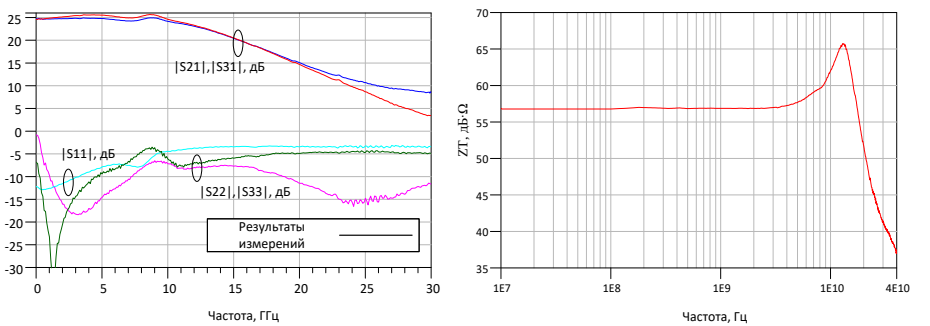


Рис. 5. Измеренные S-параметры и трансимпеданс ТИУ

На рисунке 6 представлена фотография трансимпедансного усилителя на чипе. Размеры ТИУ 0,7x0,6 мм. Измерения проводились при помо-

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

щи 4-портового векторного анализатора цепей ZVA40 в полосе частот до 40 ГГц при входной мощности $P_{\text{вх}} = -40$ дБм.

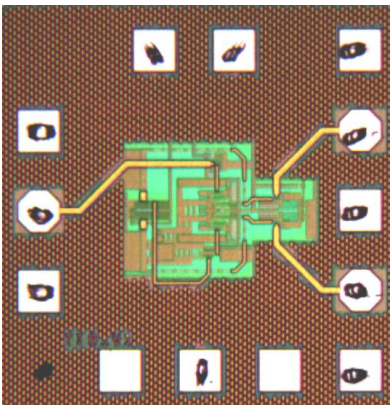


Рис. 6. Фотография ТИУ на чипе

4. Заключение

Разработанный ТИУ обладает полосой пропускания DC-15 ГГц, имеет достаточный коэффициент усиления 25±1 дБ, чтобы скомпенсировать потери в ФД. ТИУ имеет две цепи питания 2,5 В и 3,3 В, потребление тока составляет 54 мА. Трансимпеданс всей схемы составляет 57-65 дБ·Ω в полосе частот до 15 ГГц.

Источники финансирования

Работа выполнялась при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ. Уникальный идентификатор 8.4029.2017/4.6.

Список литературы

[1] Seeds A. Microwave photonics // IEEE Trans. Microw. Theory Tech, 2002, vol. 50(3), pp. 877–887.

[2] Capmany J., Novak D. Microwave photonics combines two worlds // Nat. Photonics, 2007, vol. 1(6), pp. 319–330.

[3] Coldren L. Photonic integrated circuits for microwave photonics // Proceedings of the IEEE Topical Meeting on Microwave Photonics., 2010, pp. 1-4.

[4] Awny A., et al. A 40 Gb/s Monolithically Integrated Linear Photonic Receiver in a 0.25 um BiCMOS SiGe:C Technology // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2015, vol. 25, no. 7, p. 469-471

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

Формирователь квадратурных сигналов на основе 0,25 мкм SiGe технологии

Помазанов А. В., Коколов А. А., Бидненко Ю. Н.,
Шутов Е. А., Коряковцев А. С.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, ул. Ленина, 40. 634050, Россия
pomazanov-95@mail.ru

Аннотация: *Представлены результаты разработки формирователя квадратурных сигналов (ФКС), который состоит из широкополосного трансформатора Маршанда (7-14 ГГц) и полифазного фильтра. ФКС предназначен для получения квадратурных компонент сигнала, сдвинутых по фазе на 90^0 (I и Q сигналы), в тракте гетеродина. Схема выполнена по SiGe технологии IHP SG25V.*

Ключевые слова: симметрирующий трансформатор, трансформатор Маршанда, SiGe технология, формирователь квадратурных сигналов, полифазный фильтр.

1. Введение

Несмотря на большую технологичность, популярность и массовость кремния, есть ряд принципиальных ограничений, связанных с его использованием в аналоговой и цифровой электронике. С увеличением плотности компоновки функциональных элементов и узлов на кристалле увеличивается и их взаимное влияние друг на друга, т.е. намного острее стоит задача обеспечения электромагнитной совместимости внутреннего содержимого микросхемы. Так же отсутствие в базовых опциях возможности изготовления сквозных земляных отверстий приводит к необходимости использования внешнего заземления, что может сильно ухудшить работу СВЧ устройства и его расчетные параметры.

Использование дифференциальной схемотехники как при проектировании аналоговых микросхем приемопередающих устройств, так и при проектировании цифровых интегральных схем, дает возможность преодолеть описанные выше трудности. Дифференциальные (балансные) схемы позволяют подавлять синфазные шумы и наводки, четные моды в спектрах сигналов, обеспечивают хорошую развязку между каналами в различных схемах преобразования частоты [1]. За счет наличия «виртуальной» земли (средней точки) смягчают требования к качеству внешнего заземления микросхемы. Для перехода в схемах от несимметричных сигналов к симметричным используют симметрирующие трансформаторы (СТ).

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

2. Разработка формирователя квадратурных сигналов

Для обеспечения корректной работы субгармонического смесителя на ячейке Гильберта необходимо на вход гетеродина подавать квадратуры сигнала. Выполнение данного требования обеспечивается ФКС, который состоит из СТ и полифазного фильтра (ПФФ). На рисунке 1 приведена структурная схема ФКС.

Объектами исследований являлись следующие микроэлектронные устройства:

1) Широколосный интегральный трансформатор Маршанда для двойного балансного субгармонического смесителя на ячейке Гильберта.

2) ПФФ на основе RC-цепочки.

При разработке симметрирующих трансформаторов в интегральном исполнении пытаются найти компромисс в следующих характеристиках: ширина рабочей полосы, минимизация вносимых потерь, сокращение площади топологии (и, как следствие, цены устройства), уменьшение амплитудно-фазового разбаланса в плечах трансформатора [2-6]. В данной работе представлен вариант симметрирующего трансформатора типа Маршанда с лицевой связью диапазона 7-14 ГГц и полифазного фильтра второго порядка, которые используется для подачи сигнала гетеродина (8-10,5 ГГц) на субгармонический двойной балансный смеситель (выполнен по схеме Гильберта) приемного тракта Ka – диапазона.

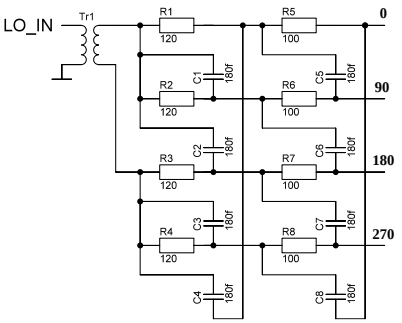


Рис. 1. Структурная схема ФКС

На рисунке 2 представлена топология разработанного трансформатора и полифазного фильтра второго порядка. В технологии IHP SG25V доступны 5 слоев металлизации. Два верхних слоя TopMetal1 и TopMetal2 обладают наибольшей удельной проводимостью и используются как основные для формирования топологии связанных линий, перемычки между линиями формируются в слоях M3-M1.

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

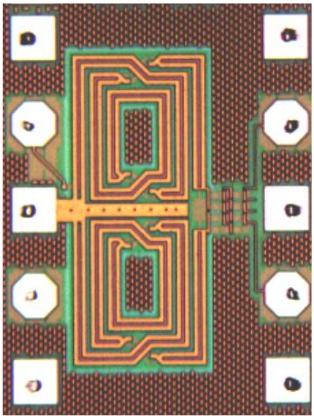


Рис. 2. Топология изготовленного трансформатора и ПФФ

3. Экспериментальное исследование

На рисунке 3 представлены результаты моделирования S - параметров ФКС. На рисунке 4 представлены результаты измерения S - параметров ФКС, так как измерения проводились с помощью дифференциальных зондов на графике будут показаны лишь два выходных порта, остальные порты соединены с нагрузкой в 50 Ом.

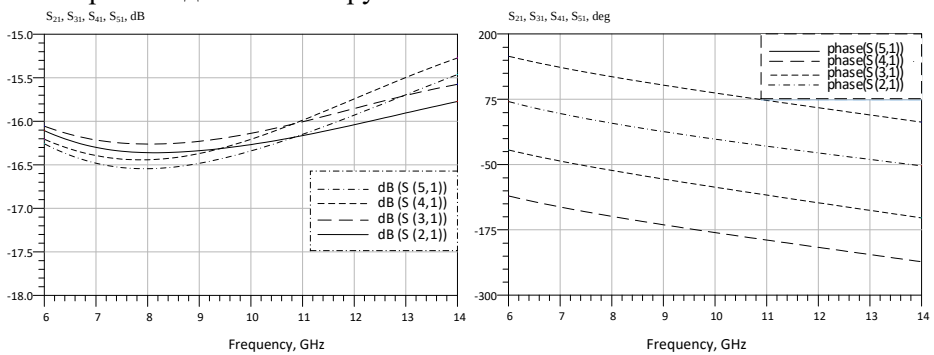


Рис. 3. Результаты моделирования коэффициента передачи и фазы на выходе ФКС

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

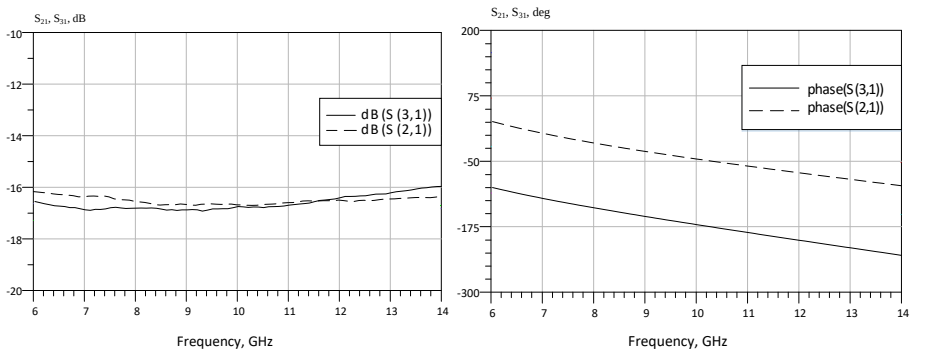


Рис. 4. Результаты измерения коэффициента передачи и фазы на выходе ФКС

Потери в полосе 8-12 ГГц составляют 16,5 дБ. Разбаланс по амплитуде <1 дБ, разбаланс по фазе 2 градуса.

4. Заключение

В статье описаны основные этапы разработки и результаты экспериментального исследования ФКС изготовленного на основе 0.25 мкм SiGe технологии. Разработана топология широкополосного симметрирующего трансформатора Маршанда. Данный трансформатор работает в полосе частот 7-14 ГГц. Обладая сравнительно небольшими габаритами (S=0,125 мм2) характеризуется минимумом вносимых потерь для выбранной технологии (<1.8 дБ), малыми разбалансами амплитуды и фазы (0,15 дБ и 2,4 град. соответственно). Полифазный фильтр работает в полосе частот 8-12 ГГц. Данный ПФФ имеет вносимые потери >14 дБ, разбаланс амплитуды и фазы (<1 дБ и 1,2 град. соответственно). Как видно из рисунков 4 и 5 коэффициент передачи и фаза на выходе ФКС практически полностью совпадает.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа финансировалась Министерством образования и науки РФ совместно с индустриальным партнером ООО "Микран" в рамках выполнения проектной части государственного задания 8.3423.2017/4.6.

Список литературы

[1] A. A. Kokolov, A. S. Salnikov, F. I. Scheyerman, M. L. Schevlyakov and L. I. Babak, "A 1–4.5 GHz MMIC mixer based on SiGe BiCMOS technology," 2016 13th International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE), Novosibirsk, 2016, pp. 97-100.

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

[2] T. Johansen and V. Krozer, "Analysis and design of lumped element Marchand baluns," MIKON 2008 - 17th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, Wroclaw, 2008, pp. 1-4.

[3] X. Luo, "Compact ultra-wideband stacked-spiral-coupled balun using center-tapped float-shield and port-coupled compensation line," 2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT), Seattle, WA, 2013, pp. 1-3.

[4] H. J. Qian and X. Luo, "Compact 6.5-28.5 GHz On-Chip Balun With Enhanced In-band Balance Responses," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 26, no. 12, pp. 993-995, Dec. 2016.

[5] M. J. Chiang, H. S. Wu and C. K. C. Tzuang, "A compact CMOS Marchand balun incorporating meandered multilayer edge-coupled transmission lines," 2009 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Boston, MA, 2009, pp. 125-128.

[6] S. Chakraborty, L. E. Milner, L. T. Hall, X. Zhu, O. Sevimli and M. Heimlich, "Characterisation of a transformer balun for a 7–15 GHz SiGe frequency doubler," 2016 IEEE 2nd Australian Microwave Symposium (AMS), Adelaide, SA, 2016, pp. 35-36.

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

A C-band 0.18-μm SiGe BiCMOS integrated low-noise amplifier

Budnyaev V.A., Vertegel V.V.

SevSU Engineering Center of Micro- and Nanoelectronics devices
Universitetskaya street, 33, Sevastopol, 299053, Russian Federation
vadim.budnyaev@yandex.ru

Abstract: *The article presents the results of the development of an integrated low-noise C-band amplifier for the transmit/receive modules of active electronically scanned arrays for civil purposes. Cadence IC Design software package with PDK 0.18 μm SiGe BiCMOS libraries was used for the development of schematic circuit, layout and simulation.*

Keywords: *LNA, C-band, SiGe, BiCMOS, T/R module, AESA.*

Интегральный малошумящий усилитель *С*-диапазона на основе 0,18 мкм SiGe БиКМОП технологии

Будняев В.А., Вертегел В.В.

Инжиниринговый центр изделий микро- и наноэлектроники СевГУ
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация
vadim.budnyaev@yandex.ru

Аннотация: *Представлены результаты разработки интегрального малошумящего усилителя С-диапазона для сложно-функциональной монолитной интегральной схемы приёмо-передающего модуля активной фазированной антенной решетки гражданского назначения. Разработана электрическая схема интегрального МШУ и проведено моделирование в системе автоматизированного проектирования Cadence IC Design с использованием PDK 0,18 мкм SiGe БиКМОП технологического процесса.*

Ключевые слова: МШУ, *С*-диапазон, *SiGe*, БиКМОП, приемо-передающий модуль, АФАР.

1. Введение

Ключевым элементом приёмного тракта любого приемо-передающего устройства является малошумящий усилитель (МШУ).

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

Функцией МШУ является предварительное усиление слабых сигналов, наводимых в антенне, без существенного ухудшения отношения сигнал/шум. В частности, интегральный МШУ является необходимым функциональным узлом приёмо-передающих модулей (ППМ) активных фазированных антенных решеток (АФАР), которые используются в системах радиолокации и радионавигации, радиоэлектронной борьбы, а также в телекоммуникационных системах различного назначения.

В работе приведены результаты разработки электрической схемы и топологии интегрального малошумящего усилителя *C*-диапазона, предназначенного для сложно-функциональной монолитной интегральной схемы (МИС) ППМ АФАР, разрабатываемой в рамках государственного задания №8.3962.2017/ПЧ.

2. Электрическая схема и топология МШУ

Разработка электрической схемы и топологии МШУ проводилась в пакете прикладных программ *Cadence IC Design* с использованием библиотек моделей элементов кремний-германиевого БиКМОП технологического процесса с проектной нормой 0,18 мкм. Разработанная схема МШУ изображена на рис. 1.

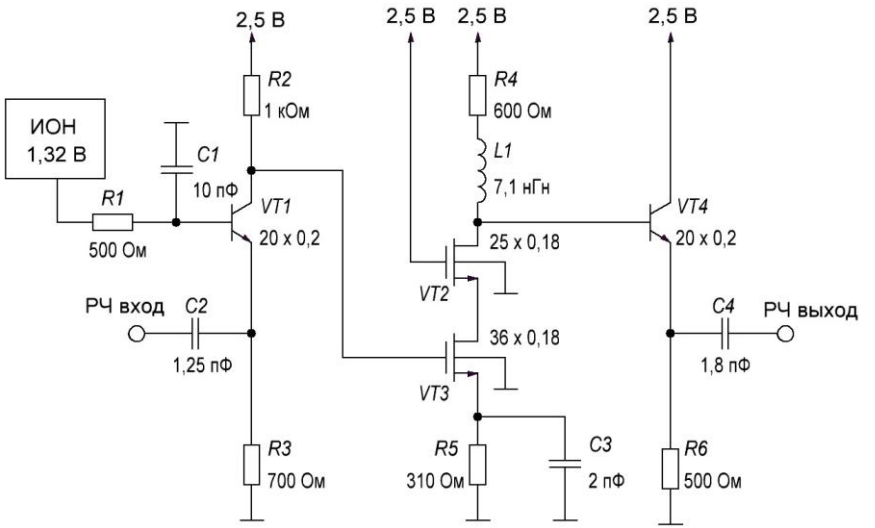


Рис. 1. Упрощенная схема МШУ

Fig. 1. Simplified schematic circuit of the LNA

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

Транзистор *VT*1 включен по схеме с общей базой для обеспечения хорошего согласования входного импеданса первого каскада с сопротивлением 50 Ом в широкой полосе частот и увеличения коэффициента усиления по напряжению.

Использование каскодного усилителя на полевых транзисторах *VT*2 и *VT*3 позволило получить высокий коэффициент усиления по напряжению без сужения рабочей полосы частот, благодаря уменьшению влияния эффекта Миллера.

ФНЧ в цепи базы транзистора *VT*1 необходим для предотвращения попадания переменной составляющей напряжения на выход источника опорного напряжения (ИОН) [1], предназначенного для формирования напряжения смещения транзистора *VT*1. Напряжение смещения транзистора *VT*3 устанавливается на линейном участке вольт-амперной характеристики, что позволяет в широком диапазоне напряжений смещения обеспечить линейность работы каскада. Для транзистора *VT*4 напряжение смещения выставлено аналогично.

В качестве нагрузки второго каскада используется последовательная *RL*-цепь (элементы *R*4 и *L*1) для обеспечения высокого коэффициента усиления в широком диапазоне частот.

Разработанная топология малошумящего усилителя изображена на рис. 2. Занимаемая площадь — 0,12 мм^2 (без контактных площадок).

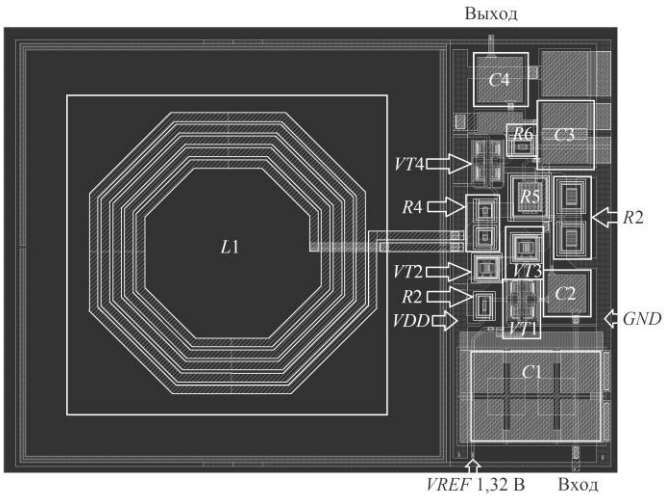


Рис. 2. Топология МШУ

Fig. 2. Layout of the LNA

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

3. Результаты моделирования

Проведено схемотехнической моделирование МШУ с учетом влияния паразитных элементов топологии. На рис. 3 изображены основные частотные зависимости. Коэффициент усиления в рабочем диапазоне частот (3,4—7 ГГц) составляет 20—21,8 дБ.

Входной импеданс схемы согласован с 50 Ом в рабочей полосе частот. Качество согласования оценивалось с помощью параметра S_{11} (возвратные потери по входу). Величина возвратных потерь по входу усилителя в рабочем диапазоне частот не превышает –12,5 дБ.

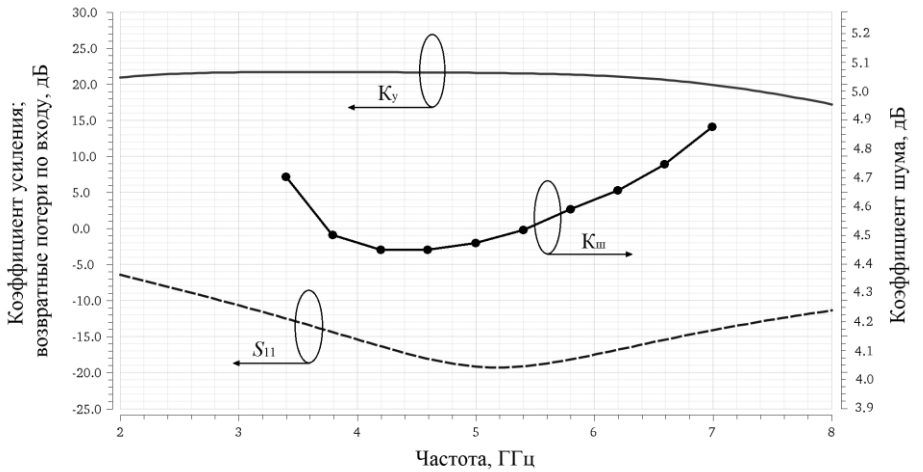


Рис. 3. Основные частотные зависимости разработанного МШУ

Fig. 3. The main frequency dependencies of the developed LNA

Одной из характерных особенностей измерения коэффициента шума испытуемого устройства является его температура. Осмысленное сравнение величин коэффициента шума требует, чтобы измерения проводились при стандартной температуре 290 К (17 °*C*). Часто упоминаемая причина, которая обусловила этот выбор, это приблизительное равенство этой температуры и средней температуры, которую имеет приёмная антенна, направленная через атмосферу на передающую антенну. Кроме того, спектральная плотность мощности kT_0 равномерна в полосе частот и равна $4{,}00 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц (–174 дБм/Гц) [2].

Значение коэффициент шума МШУ в диапазоне 3,4—7 ГГц при температуре 17 °*C* не превышает 4,9 дБ.

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

Влияние разброса технологических параметров элементов схемы МШУ на величину коэффициента шума оценивалось по результатам статистических испытаний (метод Монте-Карло). Гистограмма, построенная в результате статистического моделирования, изображена на рис. 4.

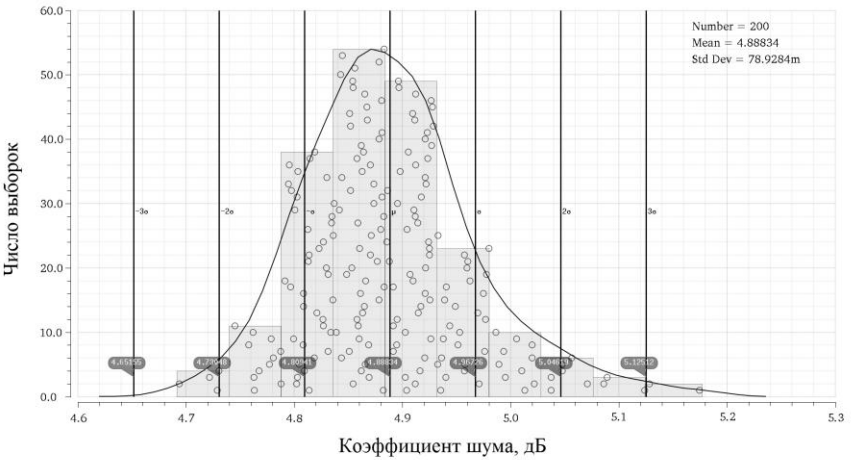


Рис. 4. Гистограмма распределения коэффициента шума

Fig. 4. Noise factor distribution histogram

Закон распределения коэффициента шума близок к нормальному, а его максимальное отклонение от среднего значения составляет 0,26 дБ.

Сравнение основных параметров разработанного усилителя и МШУ, представленных в научных статьях из зарубежных периодических изданий, приведено в табл. 1.

Табл. 1. Сравнение основных параметров усилителей

Table 1. Comparison of the basic parameters of amplifiers

Параметр	[3]	[4]	[5]	[6]	Эта работа
Технология	*SiGe* БиКМОП 0,18 мкм	КМОП 0,18 мкм	*SiGe* БиКМОП	КМОП 0,18 мкм	*SiGe* БиКМОП 0,18 мкм
Диапазон частот, ГГц	3—10	3,1—10,6	3,1—10,6	1—5	3,4—7
Усиление, дБ	21	9—10	23—23,5	11—13,7	20—21,8
Коэффициент шума, дБ	2,5—4,2	4—7	3—4	5—6,5	4,44—4,83
Макс. S_{11}, дБ	–10	–10	–6	–12	–12,5
IP_{1dB}, дБм	—	—	–19,5	—	–24
IIP3, дБм	–5	–8,8	–10,5	–9,8	–14,5
Потребляемая мощность, мВт	30	9	55	9	14
Занимаемая площадь, мм^2	1,8	1,1	0,17	0,78	0,12

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

4. Заключение

В результате разработан интегральный малошумящий усилитель *C*-диапазона, предназначенный для применения в составе сложнофункциональной монолитной интегральной схемы приёмо-передающего модуля активной фазированной антенной решетки, разрабатываемой в рамках государственного задания №8.3962.2017/ПЧ.

Проведено моделирование основных параметров МШУ с учетом паразитных элементов топологии. Разработанный МШУ в диапазоне частот 3,4—7 ГГц обеспечивает усиление 20—21,8 дБ, коэффициент шума менее 4,9 дБ. Возвратные потери по входу не превышают –12,5 дБ. Потребляемая мощность 14 мВт от источника питания 2,5 В. Точка децибельной компрессии по входу IP_{1dB} на центральной частоте составляет –24 дБм, точка пересечения интермодуляции третьего порядка *IIP3* по входу не менее –14,5 дБм. Диапазон рабочих температур усилителя — от –60 до 85 °*C*.

Источники финансирования

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (задание № 8.3962.2017/ПЧ). Шифр проекта 8.3962.2017/ПЧ.

Список литературы

[1] Будняев, В. А. Интегральный источник опорного напряжения с широким диапазоном рабочих температур / В. А. Будняев, И. В. Кравченко, Д. А. Снегур // Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций «РТ-2016» : матер. докл. XII-ой Междунар. Молодежной науч.-техн. конф., РТ- 2016, Севастополь, 14-18 нояб. 2016 г. — Севастополь: изд-во СевГУ, 2016. — С. 168.

[2] Основы измерения коэффициента шума в радиочастотном и микроволновом диапазонах [Электронный ресурс] / Keysight Technologies. — Режим доступа: http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5952-8255RURU.pdf (дата обращения: 31.06.2018).

[3] Ismail A., Abidi A. A 3–10-GHz Low-Noise Amplifier With Wideband LC-Ladder Matching Network. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2004, vol. 39, no. 12, pp. 2269 - 2277.

[4] Bevilacqua A., Niknejad A. An Ultrawideband CMOS Low-Noise Amplifier for 3.1– 10.6-GHz Wireless Receivers. *IEEE Journal of SolidState Circuits*, 2004, Vol. 39, No. 12, pp. 2259 - 2268.

[5] Dederer J., Trasser A. Compact SiGe HBT Low Noise Amplifiers for 3.1-10.6 GHz Ultra-Wideband Applications. *University of Ulm*.

[6] Shen M., Tong T., Mikkelsen J., Jensen O. Design and Implementation of a 1-5 GHz UWB Low Noise Amplifier in 0.18 μm CMOS. *Aalborg University*, 2011.

References

[1] Будняев, В. А. Интегральный источник опорного напряжения с широким диапазоном рабочих температур / В. А. Будняев, И. В. Кравченко, Д. А. Снегур // Современные проблемы радиоэлектроники и

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

телекоммуникаций «РТ-2016» : матер. докл. XII-ой Междунар. Молодежной науч.-техн. конф., РТ- 2016, Севастополь, 14-18 нояб. 2016 г. — Севастополь: изд-во СевГУ, 2016. — С. 168. (In Russian).

[2] Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements [Electronic resource] / Keysight Technologies. — Hyperlink: http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5952-8255E.pdf (date of the application: 31.06.2018).

[3] Ismail A., Abidi A. A 3–10-GHz Low-Noise Amplifier With Wideband LC-Ladder Matching Network. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2004, vol. 39, no. 12, pp. 2269 - 2277.

[4] Bevilacqua A., Niknejad A. An Ultrawideband CMOS Low-Noise Amplifier for 3.1– 10.6-GHz Wireless Receivers. *IEEE Journal of SolidState Circuits*, 2004, Vol. 39, No. 12, pp. 2259 - 2268.

[5] Dederer J., Trasser A. Compact SiGe HBT Low Noise Amplifiers for 3.1-10.6 GHz Ultra-Wideband Applications. *University of Ulm*.

[6] Shen M., Tong T., Mikkelsen J., Jensen O. Design and Implementation of a 1-5 GHz UWB Low Noise Amplifier in 0.18 μm CMOS. *Aalborg University*, 2011.

Acknowledgements

The work was supported by the Ministry of Education and Science of the Russian Federation (task №8.3962.2017/ПЧ). Project code 8.3962.2017/ПЧ.

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

4—6 GHz 6-bit vector-sum phase shifter with low parasitic amplitude modulation in 0.18 um SiGe BiCMOS technology

Pomorev A. S., Snegur D. A., Filippov I. F.
Engineering Center of Micro- and Nanoelectronics devices
Sevastopol State University
Universitetskaya St., 33, Sevastopol, 299053, Russian Federation
ASPomorev@sevsu.ru

Abstract: *Simulation results of the C-band digitally controlled active vector-sum phase shifter (VSPS) designed in 0.18 um SiGe BiCMOS technology are presented. VSPS provides output signal discrete phase control in the range of 360° with 5.625° step. Phase error is less than 2°, the amplitude error is less than 0.7 dB.. Power consumption is 110 mW.*

Keywords: *SiGe, BiCMOS, vector-sum phase shifter, Core Chip, transceiver module, AESA.*

4—6 ГГц 6-битный векторный фазовращатель с малой паразитной амплитудной модуляцией в технологии 0,18 мкм SiGe БиКМОП

Поморев А. С., Снегур Д. А., Филиппов И. Ф.
Инжиниринговый центр изделий микро- и наноэлектроники
Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация
ASPomorev@sevsu.ru

Аннотация: *Представлены результаты моделирования векторного фазовращателя С-диапазона с цифровым управлением, разработанного на основе 0,18 мкм SiGe БиКМОП технологического процесса. Фазовращатель обеспечивает регулировку фазы выходного сигнала в диапазоне 360° с шагом 5,625°. Фазовая погрешность не более 2°, амплитудная погрешность не более 0,7 дБ. Потребляемая мощность 110 мВт.*

Ключевые слова: *SiGe, БиКМОП, векторный фазовращатель, Core Chip, приёмопередающий модуль, АФАР.*

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

1. Введение

Активные фазированные антенные решётки (АФАР) широко используются в оборонной отрасли (системах радиолокации, радионавигации, радиоэлектронной борьбы). Ключевым недостатком, ограничивающим широкое применение систем АФАР, является высокая стоимость монолитных интегральных схем (МИС) для диаграммообразующих модулей, реализуемых преимущественно на основе GaAs технологического процесса. Реализация сложно-функциональной МИС (СФ МИС) диаграммообразующего модуля на основе SiGe технологического процесса снижает стоимость конечного устройства, что позволяет использовать АФАР в сегменте гражданской электроники (широкополосная беспроводная связь, обнаружение и радиолокация).

Одним из ключевых блоков СФ МИС, позволяющим сформировать необходимую диаграмму направленности АФАР, является управляемый фазовращатель (УФВ). От разрядности, а также вносимых погрешностей УФВ зависят положение и уровень главного и боковых лепестков, а также ширина диаграммы направленности АФАР. Таким образом, разработка интегральных УФВ с большой разрядностью и малой погрешностью установки фазы представляет собой актуальную задачу.

Простейшая реализация УФВ — пассивный фазовращатель, в котором фаза выходного сигнала зависит от количества подключённых последовательно секций. К недостаткам данного фазовращателя относится: ослабление сигнала, вносимое фазосдвигающими цепями и коммутирующими элементами, а также неравномерная зависимость шага установки фазы от частоты, что делает затруднительным применение данного типа фазовращателей в системах с большим перекрытием по частоте.

В основе векторного фазовращателя лежит метод суммирования ортогональных сигналов с разными амплитудами. Векторные УФВ лишены недостатков пассивных фазовращателей. Однако сигнал на выходе векторного УФВ подвержен паразитной амплитудной модуляции, что вносит в выходной сигнал амплитудную погрешность до 3 дБ.

В работе представлены результаты разработки структурной, принципиальной схем и топологии функционального блока векторного УФВ с коррекцией паразитной амплитудной модуляции на основе кремний-германиевой БиКМОП технологии с проектными нормами 180 нм.

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

2. Структурная и принципиальная схемы

Структурная схема разработанного векторного фазовращателя представлена на рис. 1.

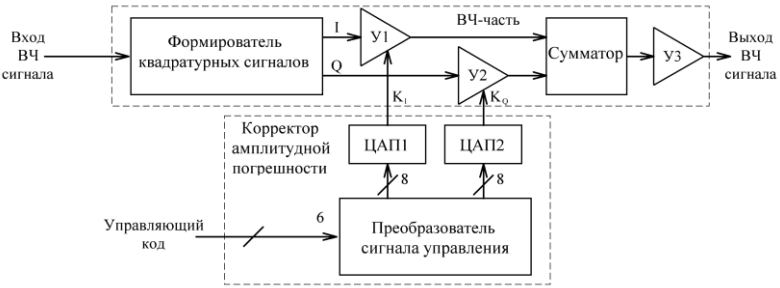


Рис. 1. Структурная схема УФВ

Fig. 1. Block diagram of the VSPS

Входной ВЧ сигнал в формирователе квадратурных сигналов преобразовывается в I и Q составляющие. Сигналы на выходе усилителей У1 и У2 суммируются, тем самым изменяя фазу выходного сигнала в зависимости от коэффициентов усиления. Управляющий код, представляющий собой 6-разрядное число в корректоре амплитудной погрешности преобразовывается в два 8-разрядных числа управления, которые поступают на ЦАП1 и ЦАП2 для преобразования в аналоговый сигнал управления коэффициентами усиления K_I и K_Q.

Для уменьшения влияния паразитной амплитудной модуляции, корректор амплитудной погрешности преобразовывает управляющий код в коэффициенты передачи K_I и K_Q по закону, представленному на рис. 2.

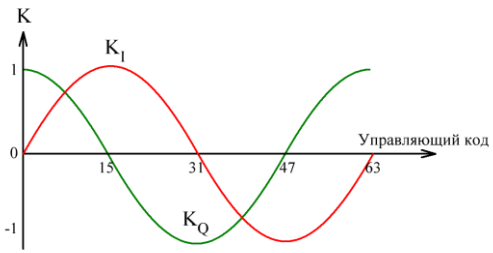


Рис. 2. Зависимость коэффициентов передачи K_I и K_Q от сигнала управления

Fig. 2. Dependence of the transfer coefficient K_I and K_Q from the control signal

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

На рис. 3 представлена принципиальная схема ВЧ-части УФВ, представляющая собой формирователь квадратурных сигналов и сумматор.

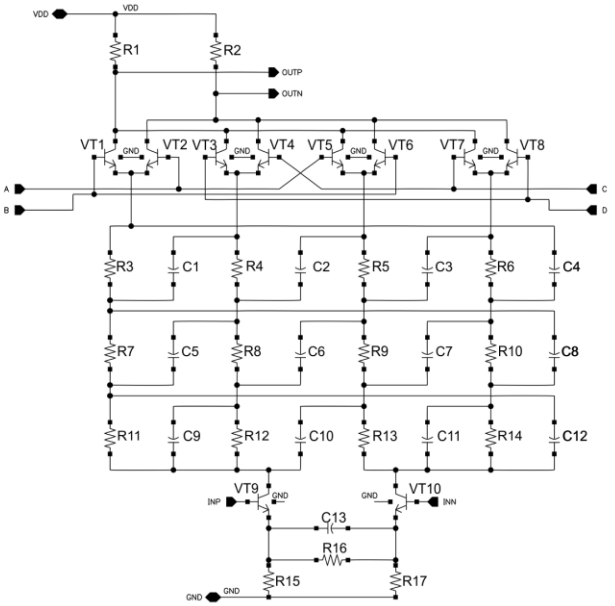


Рис. 3. Принципиальная схема ВЧ-части УФВ

Fig. 3. Schematic diagram of the HF-part VSPS

Входной сигнал с постоянным смещением поступает на дифференциальный каскад (VT9—VT10), осуществляющий преобразование напряжения входного сигнала в ток. Ток дифференциального каскада задаётся резисторами R15, R17. Цепь C13, R16 уменьшает неравномерность АЧХ устройства, возникающую в полифазном фильтре (R3—R14, C1—C14). Полифазный фильтр, рассчитанный по [1], обеспечивает формирование квадратурных сигналов с амплитудной и фазовой погрешностями не более 0,1 дБ и 0,1° соответственно.

Регулировка коэффициентов передачи K_I и K_Q осуществляется с помощью изменения напряжения смещения на дифференциальных каскадах. (VT1—VT8). Выходной сигнал формируется суммированием взвешенных I и Q сигналов на резисторах R1, R2.

Для компенсации нелинейной зависимости коэффициента передачи дифференциальных каскадов от напряжения управления используется токовый ЦАП, нагруженный на нелинейную нагрузку. В качестве ЦАПа ис-

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

пользуется 8-битная R-2R реализация с использованием техники сегментирования [2].

Для увеличения коэффициента передачи ВЧ-части УФВ, используется усилитель У3, представленный на рис. 4.

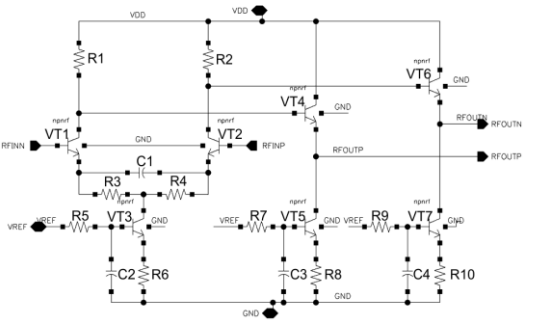


Рис. 4. Принципиальная схема компенсирующего усилителя

Fig. 4. Schematic diagram of the compensating amplifier

Усилитель представляет собой дифференциальный каскад на транзисторах VT1—VT2 для усиления по напряжению и эмиттерные повторители на транзисторах VT4, VT6 для увеличения нагрузочной способности. Отрицательная обратная связь (C1, R3, R4) введена для расширения диапазона рабочих частот усилителя.

3. Результаты пост-топологического моделирования

На основе принципиальной схемы разработана топология высокочастотной части УФВ (рис. 5).

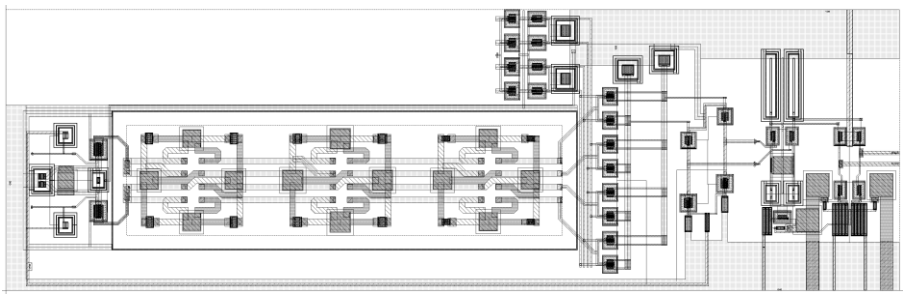


Рис. 5. Топология ВЧ-части УФВ

Fig. 5. Layout of the HF-part VSPS

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

Линейные размеры топологии составляют 200×630 мкм, что соответствует площади 0,126 мм^2.

Результаты пост-топологического моделирования УФВ представлены на рис. 6, 7.

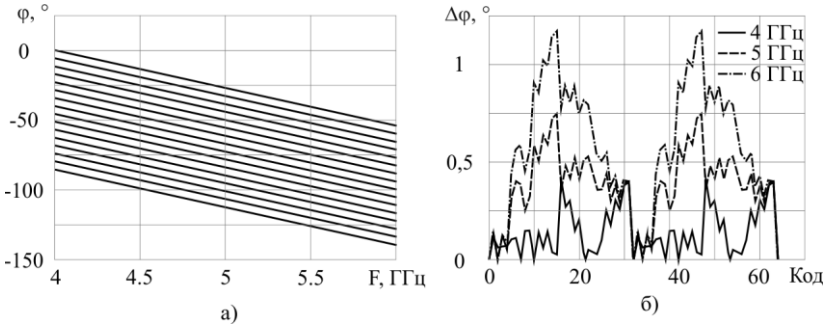


Рис. 6. Зависимость фазы выходного сигнала УФВ от частоты при изменении значения управляющего кода от 0 до 15 (а) и зависимость фазовой погрешности от управляющего кода (б)

Fig. 6. Dependence of the relative phase shifts from frequency within change of the control code from 0 to 15 (a) and dependence of the absolute phase error from control code (b)

На рис.7 приведены результаты статистического анализа методом Монте-Карло на центральной частоте рабочего диапазона частот.

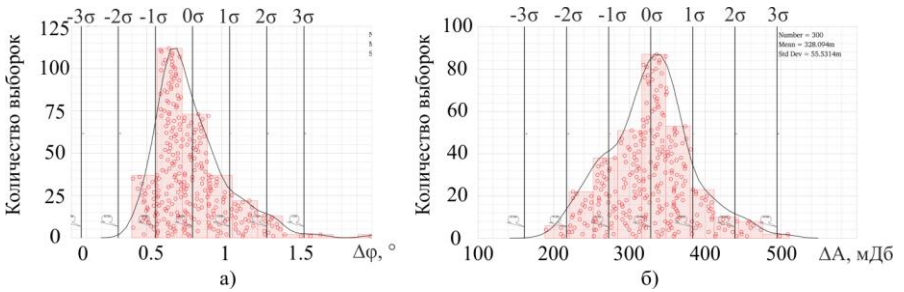


Рис. 7. Результаты статистического анализа СКО фазовой (а) и амплитудной (б) погрешностей

Fig. 7. Statistical analysis results of RMS phase (a) and amplitude (b) error

В результате проведённого статистического анализа видно, что 99,7 % (3σ) выпущенных УФВ будут обладать СКО фазовой и амплитудной погрешностями на центральной частоте не превышающими соответственно 1,5° и 0,5 дБ.

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

4. Заключение

В статье представлены результаты разработки функционального блока активного управляемого фазовращателя СФ МИС диаграммообразующих модулей АФАР С-диапазона.

Векторный УФВ обеспечивает регулировку фазы выходного сигнала в диапазоне 360° с шагом 5,625° при вносимом ослаблении порядка 4,5 дБ. Неравномерность АЧХ не превышает 0,25 дБ. В диапазоне рабочих частот максимальная фазовая и амплитудная погрешности не превышают 1,2° и 0,3 дБ соответственно. Максимальные СКО фазовой и амплитудной погрешностей на центральной частоте рабочего диапазона по результатам статистического анализа не превышают 2° и 0,5 дБ. Потребляемая мощность — менее 110 мВт. Площадь разработанной топологии составляет 0,126 мм^2.

Полученные в результате пост-топологического моделирования характеристики УФВ не уступают характеристикам известных интегральных фазовращателей С-диапазона частот, выполненных в кремний-германиевых технологиях.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по результатам исследования, проведенного при поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках проекта №8.3962.2017/ПЧ.

Список литературы

[1] Kaukovuori, J. Analysis and Design of Passive Polyphase Filters / J. Kaukovuori, K. Stadius, J. Ryynänen, K. Halonen // IEEE Transactions On Circuits And Systems I. — 2008. — Vol. 55. — No 10. — P. 3023—3027.

[2] Camenzind, H. Designing Analog Chips / H. Camenzind — 2005. — 242 p.

References

[1] Kaukovuori, J. Analysis and Design of Passive Polyphase Filters / J. Kaukovuori, K. Stadius, J. Ryynänen, K. Halonen // IEEE Transactions On Circuits And Systems I. — 2008. — Vol. 55. — No 10. — P. 3023—3027.

[2] Camenzind, H. Designing Analog Chips / H. Camenzind — 2005. — 242 p.

Acknowledgements

The paper is based on the results of research, which was supported by Ministry of Education and Science of the Russian Federation, project code 8.3962.2017/ПЧ.

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

C-band active variable attenuator design in SiGe BiCMOS technology

Kravchenko I. V., Filippov I. F., Vertegel V. V.
Engineering Center of Micro- and Nanoelectronics devices, Sevastopol State University
Universitetskaya St., 33, Sevastopol, 299053, Russian Federation
IFFilippov@sevsu.ru

Abstract: *Simulation results of C-band active digitally controlled attenuator based on 0.18 μm SiGe BiCMOS technology are presented. Variable attenuator provides attenuation range from –31 to 0 dB with 1 dB step (5-bit control code). Circuit noise figure is less than 18dB. Power consumption is 17.25 mW. According to post-layout simulation results, absolute amplitude and phase errors are less than 0.5 dB and 5 degrees, respectively.*

Keywords: *SiGe, BiCMOS, variable attenuator, Core Chip, transceiver module, AESA.*

Разработка активного управляемого аттенюатора С-диапазона на основе SiGe БиКМОП технологии

Кравченко И. В., Филиппов И. Ф., Вертегел В. В.
Инжиниринговый центр изделий микро- и наноэлектроники
Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация
IFFilippov@sevsu.ru

Аннотация: *Представлены результаты моделирования активного аттенюатора С-диапазона с цифровым управлением, разработанного на основе 0,18 мкм SiGe БиКМОП технологического процесса. Управляемый аттенюатор обеспечивает возможность регулировки коэффициента передачи в диапазоне от –31 до 0 дБ с шагом 1 дБ (разрядность управляющего слова 5 бит). Коэффициент шума схемы не превышает 18 дБ. Потребляемая мощность составляет 17,25 мВт. Абсолютные амплитудная и фазовая ошибки по результатам посттопологического моделирования не превышают 0,5 дБ и 5 градусов, соответственно.*

Ключевые слова: *SiGe, БиКМОП, управляемый аттенюатор, Core Chip, приёмопередающий модуль, АФАР.*

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

1. Введение

Активные фазированные антенные решётки (АФАР) широко используются в оборонной отрасли (системах радиолокации, радионавигации, радиоэлектронной борьбы). В последние годы появилась тенденция использования АФАР в сегменте гражданской электроники. Ключевым недостатком, ограничивающим широкое применение систем АФАР, является высокая стоимость монолитных интегральных схем (МИС) для диаграммообразующих модулей, реализуемых преимущественно на основе GaAs технологий. Реализация сложно-функциональной МИС (СФ МИС) диаграммообразующего модуля на основе SiGe технологического процесса позволит снизить стоимость конечного устройства при сохранении параметров, достаточных для применения в системах гражданского назначения.

Ключевым блоком сложно-функциональной МИС, позволяющим сформировать требуемое амплитудное распределение поля в раскрыве АФАР, является управляемый аттенюатор (УАТТ).

Традиционно для реализации интегральных управляемых аттенюаторов используются пассивные цепи на основе коммутируемых звеньев. Подобные схемные решения отличаются хорошими динамическими характеристиками и крайне низким потреблением энергии. Однако, недостатками подобных цепей остаются существенное вносимое ослабление, относительно высокое значение амплитудной погрешности, большая площадь, занимаемая на кристалле.

В качестве активного управляемого аттенюатора можно использовать усилитель с изменяемым коэффициентом передачи. При разработке СФ МИС на базе кремниевых или кремний-германиевых технологий такой подход позволяет значительно уменьшить площадь, занимаемую аттенюатором на кристалле при обеспечении характеристик, достаточных для гражданских приложений, а также исключить вносимое ослабление.

При построении активного аттенюатора на основе дифференциального каскада (при работе с дифференциальными сигналами), возможно обеспечить хорошую симметрию схемы, что уменьшает погрешность установки уровня ослабления аттенюатором в сравнении со схемами на пассивных цепях.

В работе представлены результаты разработки структурной, принципиальной схем и топологии функционального блока управляемого аттенюатора СФ МИС на основе кремний-германиевой БиКМОП технологии с проектными нормами 180 нм.

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

2. Структурная и принципиальная схемы

Структурная схема разработанного аттенюатора представлена на рис. 1.

Рис. 1. Структурная схема управляемого аттенюатора

Fig. 1. Block diagram of the variable attenuator

Основным блоком аттенюатора является каскад с изменяемым коэффициентом передачи (КИКП), на вход которого подается высокочастотное колебание. Сигнал с КИКП поступает на выходной каскад, который необходим для согласования аттенюатора с нагрузкой. Аналоговый сигнал управления для КИКП формируется при помощи экспоненциального корректора, который обеспечивает равномерный шаг изменения коэффициента передачи аттенюатора в логарифмическом масштабе.

Входной сигнал экспоненциального корректора формируется при помощи схемы управления коэффициентом передачи, которая включает цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), схему температурной компенсации и формирователь сигнала управления.

На рис. 2. представлена принципиальная схема высокочастотной части аттенюатора (каскад с изменяемым коэффициентом передачи, выходной каскад и экспоненциальный корректор). КИКП выполнен на основе классического дифференциального каскада (транзисторы Q4 и Q5) с парой встречновключенных транзисторов с «плавающим эмиттером» Q2 и Q3. Такое включение позволяет значительно расширить диапазон изменения

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

коэффициента передачи схемы при работе с большими ослаблениями (более 20 дБ) [1].

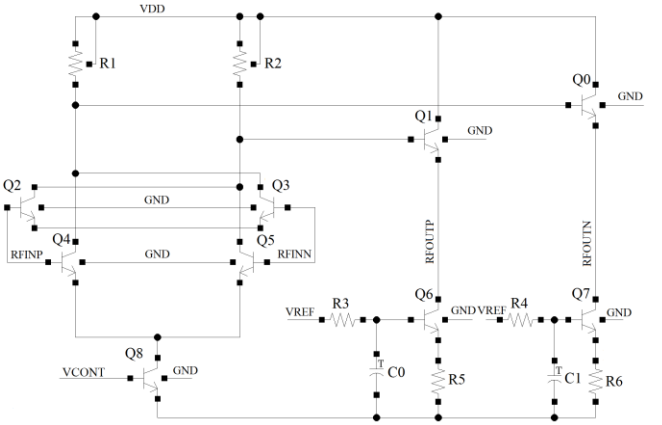


Рис. 2. Принципиальная схема высокочастотной части аттенюатора

Fig. 2. Schematic diagram of the high-frequency part of attenuator

В качестве выходного каскада применены эмиттерные повторители на транзисторах Q0 и Q1. Экспоненциальный корректор основан на транзисторе Q8, который обладает квадратической передаточной характеристикой [2].

На рис. 3 представлена схема управления коэффициентом передачи.

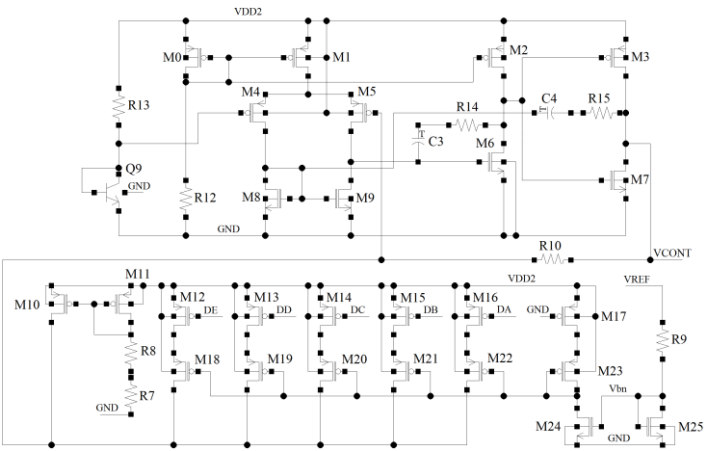


Рис. 3. Принципиальная схема управления коэффициентом передачи

Fig. 3. Schematic diagram of the transfer ratio control circuit

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

Токовый ЦАП построен на транзисторах M10—M25 и управляется пятиразрядным цифровым сигналом. Сопротивлениями резисторов R7 и R8 задается смещение рабочего участка регулировочной характеристики аттенюатора, а резистором R9 — шаг изменения коэффициента передачи.

Схема температурной компенсации состоит из резистора R13 и транзистора Q9 в диодном включении. Напряжение на ее выходе обратно пропорционально температуре кристалла. В качестве формирователя сигнала управления применен трехкаскадный операционный усилитель (транзисторы M0—M9). Его функцией является сложение напряжения с выхода схемы температурной компенсации и падения напряжения на резисторе R10, через который протекает ток, сформированный ЦАП.

3. Топология и результаты пост-топологического моделирования

На основе принципиальной схемы разработана топология управляемого аттенюатора (рис. 4).

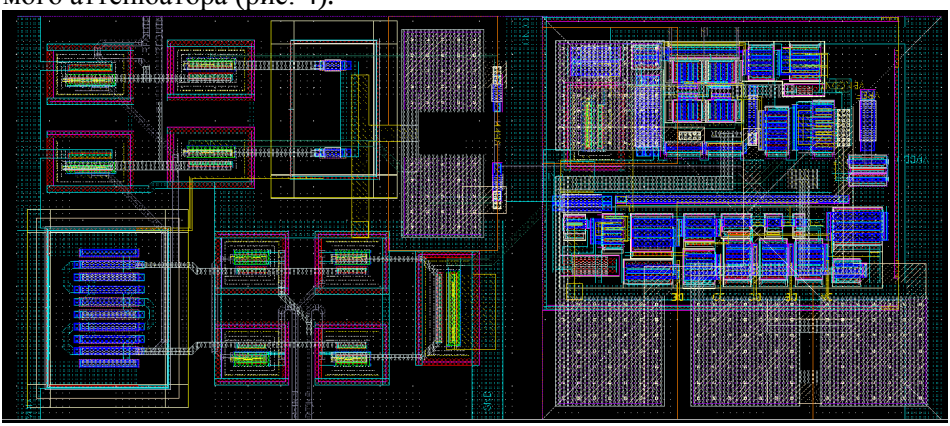


Рис. 4. Топология управляемого аттенюатора

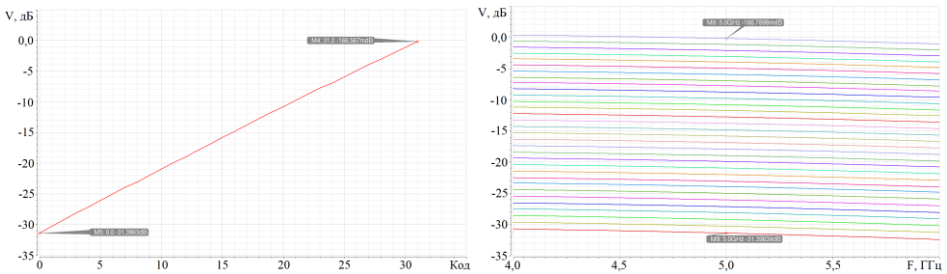
Fig. 4. Variable attenuator layout

Все высокочастотные элементы (слева) и схема управления коэффициентом передачи (справа) заключены в защитные кольца, которые необходимы для снижения уровней паразитных сигналов в каскадах схемы. Выполнено согласование сопротивлений резисторов нагрузки КИКП (R1 и R2 на рис. 2). Такое решение позволяет снизить влияние изменения температуры кристалла и разброса технологических параметров на характеристики УАТТ.

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

Линейные размеры топологии составляют 61×140 мкм, что соответствует площади 0,009 мм^2.

Результаты пост-топологического моделирования УАТТ представлены на рис. 5 и 6.



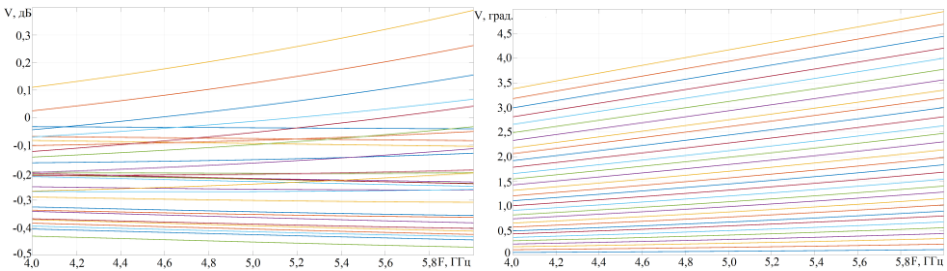
а) б)

Рис. 5. Регулировочная характеристика (а) и зависимость коэффициента передачи аттенюатора от частоты при изменении значения управляющего кода от 0 до 31 (б)

Fig. 5. Adjustment characteristic (a) and dependence of the transfer ratio on frequency within change of the control code from 0 to 31 (б)

На рис. 5, а по оси абсцисс отложено десятичное представление двоичного пятиразрядного управляющего кода от 00000 до 11111.

На центральной частоте рабочего диапазона коэффициент передачи аттенюатора изменяется в пределах от –0,17 до –31,40 дБ (см. рис. 5, б). Неравномерность коэффициента передачи в диапазоне рабочих частот при максимальном ослаблении составляет 1,6 дБ, а при минимальном ослаблении — 1,4 дБ.



а) б)

Рис. 6. Частотная зависимость абсолютной амплитудной (а) и фазовой (б) погрешностей при изменении значения управляющего кода от 0 до 31

Fig. 6. Frequency dependence of absolute amplitude (a) and phase (б) errors within change of the control code from 0 to 31

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

4. Заключение

В статье представлены результаты разработки функционального блока активного управляемого аттенюатора для СФ МИС диаграммообразующих модулей АФАР С-диапазона.

Управляемый аттенюатор обеспечивает регулировку ослаблений в диапазоне от 0 до –31 дБ с шагом 1 дБ (5 бит) при вносимом фазовом сдвиге порядка 30 градусов. Максимальные абсолютные амплитудная и фазовая ошибки в диапазоне рабочих частот не превышают 0,5 дБ и 5 градусов, соответственно. В диапазоне рабочих температур амплитудная и фазовая ошибки не превышают 1,35 дБ и 5 градусов, соответственно. Коэффициент шума схемы не превышает 18 дБ. Потребление мощности — менее 17,25 мВт. Площадь разработанной топологии составляет 0,009 мм^2.

Полученные в результате пост-топологического моделирования параметры аттенюатора не уступают параметрам известных интегральных аттенюаторов С-диапазона частот, выполненных в кремний-германиевых технологиях.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по результатам исследования, проведенного при поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках проекта №8.3962.2017/ПЧ.

Список литературы

[1] Carra, F. High-Dynamic-Range VGA With Temperature Compensation and Linear-in-dB Gain Control / F. Carra, G. Palmisano // IEEE Journal of Solid-State Circuits — 2005. — Vol. 40. — No 10 — P. 2019—2024.

[2] Kumar, T. B. A 35 mW 30 dB Gain Control Range Current Mode Programmable Gain Amplifier With DC Offset Cancellation / T. B. Kumar, K. Ma, K. S. Yeo, W. Yang // Proceedings of 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS) / Tampa, FL, USA — 2014.

References

[1] Carra, F. High-Dynamic-Range VGA With Temperature Compensation and Linear-in-dB Gain Control / F. Carra, G. Palmisano // IEEE Journal of Solid-State Circuits — 2005. — Vol. 40. — No 10 — P. 2019—2024.

[2] Kumar, T. B. A 35 mW 30 dB Gain Control Range Current Mode Programmable Gain Amplifier With DC Offset Cancellation / T. B. Kumar, K. Ma, K. S. Yeo, W. Yang // Proceedings of 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS) / Tampa, FL, USA — 2014.

Acknowledgements

The paper is based on the results of research, which was supported by Ministry of Education and Science of the Russian Federation, project code 8.3962.2017/ПЧ.

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

SiGe BiCMOS 0.18 um digital integrated temperature sensor design

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

Abstract: *Digital temperature sensor in SiGe BiCMOS 0.18 um technology is developing. It allows to obtain information about the crystal temperature in 5-bit parallel digital code form. Temperature measurement range is –60—85 °C. Digital sensor main parameters description, obtained from the electrical circuit and topology simulation in Cadence Virtuoso, are given. The article also discusses the main problems that arise during temperature sensor development associated with the sensitive element current-voltage characteristic nonlinearity. Characteristics non-linearity compensation realized due to the use circuit elements with different resistance temperature coefficients and the active elements configuration selection is described.*

Keywords: *temperature measurement, temperature sensor, analog to digital converter, voltage regulator, BiCMOS, SiGe.*

Разработка цифрового интегрального датчика температуры в технологии SiGe БиКМОП 0,18 мкм

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

Аннотация: *В технологии SiGe БиКМОП 0,18 мкм разрабатывается цифровой датчик температуры. Он обеспечивает получение информации о температуре кристалла в виде 5 разрядного параллельного цифрового кода. Измерение температуры осуществляется в диапазоне от –60 до 85 °С. Приведено описание основных параметров цифрового датчика, полученных по результатам моделирования электрической схемы и топологии в САПР Cadence. В статье также говорится об основных проблемах, возникающих при разработке сенсора температуры, связанных с нелинейностью вольтамперной характеристики термочувствительного*

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

элемента. Описана компенсация нелинейности характеристик, реализованная за счет использования элементов схемы с различными температурными коэффициентами сопротивления и подбора конфигурации активных элементов.

Ключевые слова: измерение температуры, датчик температуры, аналого-цифровой преобразователь, стабилизатор напряжения, БиКМОП, SiGe.

1. Введение

На сегодняшний день актуальным является компоновка большого количества функциональных блоков в одну микросхему. Для сложных структур важным фактором часто является контроль температуры кристалла. В зависимости от температуры кристалла полупроводника значительно изменяются его свойства, что влечет изменению параметров большинства элементов схем. В конечном итоге это влияет на работу микросхемы в целом, а, следовательно, и на устройство, где она используется. В связи с этим вносятся коррективы, с учетом заранее известного характера поведения в различных температурных условиях. Для контроля температуры кристалла микросхемы приемопередающего модуля активной фазированной антенной решетки (АФАР), разрабатываемой в *SiGe* технологии, предлагается использование описанного далее функционального блока цифрового датчика температуры.

2. Сенсор температуры

В основе датчика температуры заложен принцип зависимости сопротивления *p-n* перехода от температуры. В результате измеряется падение напряжения на термозависимом элементе. Наряду с этим используется компенсация первого рода [2], заключающаяся в сложении температурных коэффициентов сопротивления (ТКС) *p-n* перехода биполярного транзистора и добавочных резисторов в токопротекающих ветвях сенсора. На рис. 1, а приведена электрическая схема формирователя (сенсора) термозависимого напряжения. Она включает в себя пару биполярных транзисторов $Q0$ и $Q1$, управление которыми осуществляется напряжением на выходе резистивного делителя, образованного резисторами $R1$, $R4$ и $R6$. Резисторы в цепи делителя подобраны по ТКС так, чтобы напряжение на коллекторе транзистора $Q1$ максимально зависело от температуры. При этом площади транзисторов $Q0$, $Q1$ и номиналы резисторов $R2$, $R3$ выбраны из соображений неравномерного протекания токов через указанные элементы в зависимости от температуры кристалла.

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

Площадь составного транзистора $Q0$ больше площади $Q1$ в восемь раз, что показано на топологии (рис. 1, б). Для более равномерного нагрева этих двух транзисторов $Q1$ расположен в центре $Q0$. В свою очередь части транзистора $Q0$ располагаются вертикально и горизонтально. Это сделано для того, чтобы, в случае неравномерности распределения примесей в кристалле, суммарное сопротивление изменялось минимально. На рис. 2 показаны результаты моделирования сенсора температуры.

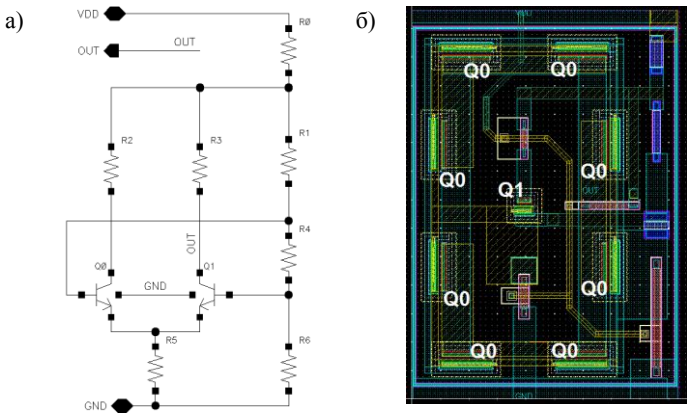


Рис. 1. Сенсор температуры (а — электрическая схема, б — топология)

Fig. 1. Temperature sensor (а — circuit diagram, б — layout)

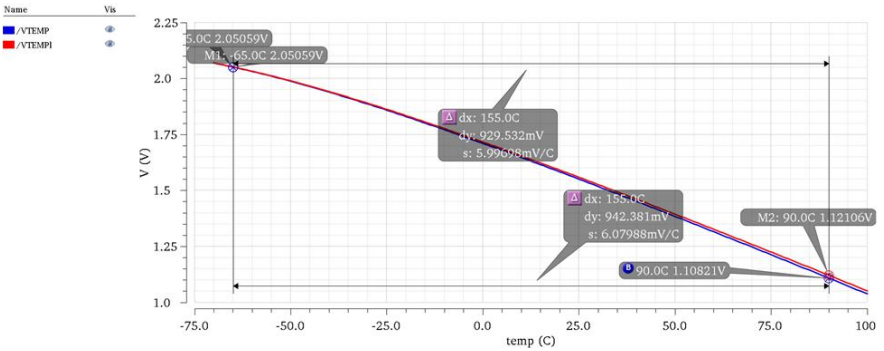


Рис. 2. Температурная зависимость выходного напряжения сенсора температуры (*VTEMP* — схема, *VTEMPl* — топология)

Fig. 2. Temperature dependence of sensor output voltage (VTEMP — scheme, VTEMPl — layout)

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

Из рис. 2 видно, что напряжение на выходе сенсора изменяется в диапазоне температур –65—90 °*C* на величину от 2,05 до 1,121 В. С учетом нелинейности полученной характеристики ошибка измерения температуры составляет величину 1 °*C*.

3. Стабилизатор напряжения

Для того, чтобы сенсор температуры всегда формировал термозависимое напряжение на своем выходе строго в заданном диапазоне, в состав датчика температуры введен стабилизатор напряжения. Он формирует на своем выходе напряжение 2,5 В при питающих напряжениях от 4,5 до 5,5 В. Выходное напряжение стабилизатора также мало зависит от температуры. Реализован стабилизатор с помощью операционного усилителя (ОУ) с коэффициентом усиления не менее 60 дБ. В качестве опорного, подаваемого на неинвертирующий вход ОУ, используется напряжение 1,32 В, формируемое источником опорного напряжения (ИОН), выполненного аналогично [1]. В результате ОУ управляет выходным транзисторным каскадом стабилизатора и устанавливает такое напряжение на своем выходе, чтобы напряжение на инвертирующем входе стремилось быть равным напряжению ИОН. В результате сопротивления резисторов делителя цепи обратной связи подобраны таким образом, чтобы получить на выходе напряжение порядка 2,5 В.

4. Аналого-цифровой преобразователь

Температурнозависмое выходное напряжение сенсора преобразовывается в параллельный цифровой код с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Поскольку изменение температуры достаточно длительный процесс, то для уменьшения занимаемой площади кристалла, АЦП разработан типа последовательного счета, аналогично [3].

Выходной сигнал сенсора температуры подается на вход АЦП. Входным каскадом АЦП является операционный усилитель на полевых транзисторах, выполняющий функцию компаратора. Он формирует сигнал управления реверсивным счетчиком, выходные сигналы которого подаются на резистивную матрицу цифро-аналогового преобразователя (ЦАП). Выход ЦАП подключен ко второму входу компаратора. В результате счетчик увеличивает или уменьшает своё значение по каждому нарастающему фронту тактирующего сигнала до тех пор, пока напряжения на входах компаратора не уровняются. Это условие является соответствием цифрового кода измеряемой температуре.

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

5. Полученные результаты

В результате разработки получена электрическая схема цифрового датчика температуры и его топология, показанная на рис. 3. Геометрические размеры топологии датчика составляют 147×122 мкм.

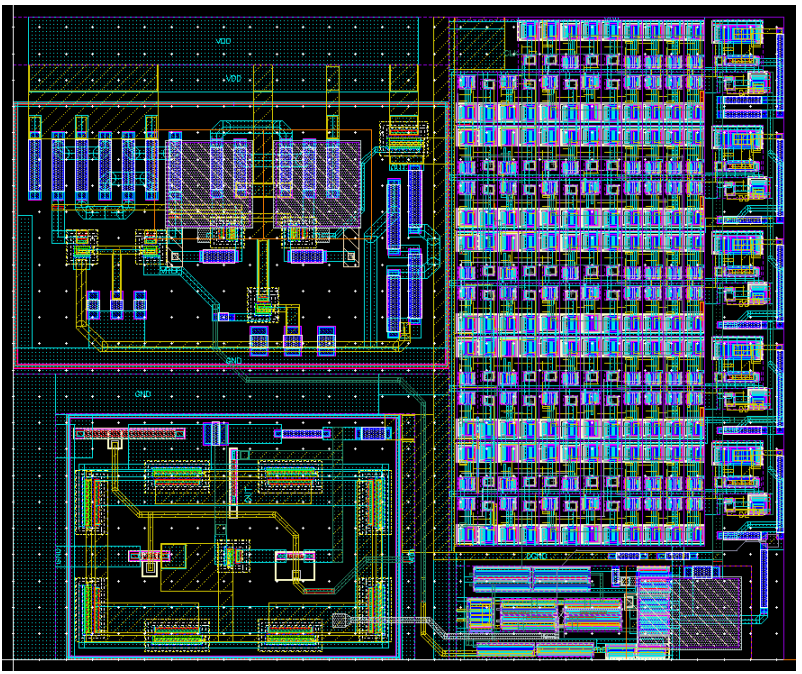


Рис. 3. Топология цифрового датчика температуры

Fig. 3. Digital temperature sensor layout

На рис. 4 приведены результаты моделирования электрической схемы и топологии датчика во временной области. Показана временная диаграмма сигналов на выходе датчика при температуре кристалла 27 °*C*. На графиках сигнальные линии электрической схемы обозначены как *D*0—*D*4, топологии — *D*0*l*— *D*4*l*. Следует отметить, что диапазон работы разрабатываемой микросхемы составляет –60—85 °*C*, однако с целью сохранения работоспособности датчика при возможном технологическом разбросе параметров кристалла, этот диапазон перекрыт датчиком с запасом по 5 градусов с каждого края.

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

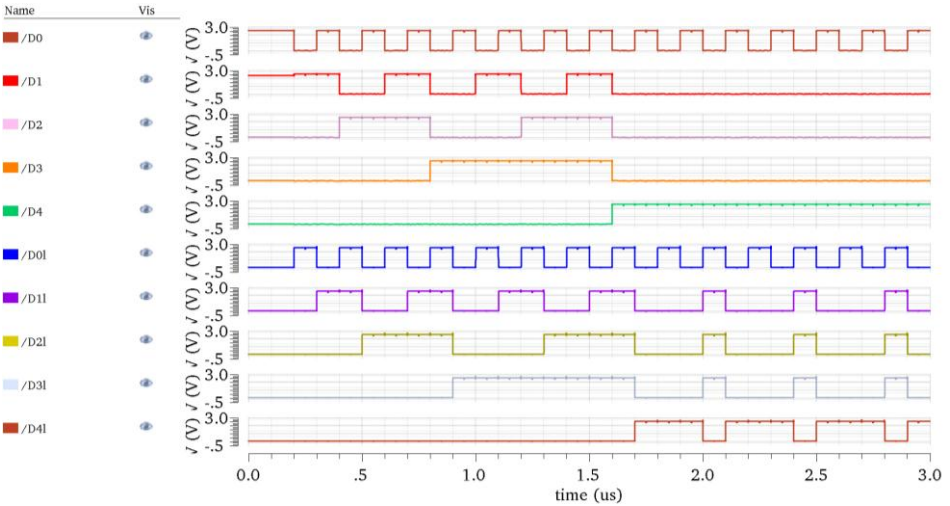


Рис. 4. Временная диаграмма сигналов на выходе датчика при температуре кристалла 27 °*C*

Fig. 4. Timing diagram of sensor output signals at 27 °C crystal temperature

Из рис. 4 видно, что значение температуры 27 °*C* попадает в середину измеряемого участка. Это соответствует цифровому коду равному половине максимального значения, что в свою очередь говорит о линейности измерения.

В итоге, получены следующие параметры разрабатываемого датчика:

— диапазон измеряемых температур –60—85 °*C*;

— разрядность 5 бит (разрешающая способность 4,5 °*C*);

— ошибка измерения < 5°*C*;

— напряжение питания 4,5—5,5 В;

— ток потребления 10 мА;

— время измерения $16/f_{CLK}$ (320 нс при частоте тактового сигнала f_{CLK} =50 МГц).

6. Заключение

Таким образом, в работе представлены результаты разработки цифрового датчика температуры, разработанного в качестве одного из функциональных блоков приемопередающего модуля АФАР в *SiGe* технологии. Основное назначение датчика заключается в измерении температуры

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

кристалла микросхемы приемопередающего модуля АФАР с целью дальнейшего внесения коррективов в его работу.

Приведены результаты моделирования работы электрической схемы и топологии датчика. В результате видно, что датчик формирует пятиразрядный цифровой код, содержащий информацию о температуре кристалла. Цифровой код «00000» соответствует температуре –65 °*C*, а «11111» — 90 °*C*. Уровень логического нуля — 0 В, логической единицы — 2.5 В. Для обеспечения нормальной работоспособности датчика необходимо подать напряжение питания от 4,5 до 5,5 В и тактирующий сигнал с частотой f_{CLK} не выше 50 МГц.

Источники финансирования

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

Список литературы

[1] Будняев В.А., Кравченко И.В., Снегур Д.А. Интегральный источник опорного напряжения с широким диапазоном рабочих температур // Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций «РТ-2016» : матер. докл. XII-ой Междунар. молодежной науч.-техн. конф., РТ-2016, Севастополь, 14-18 нояб. 2016 г. Севастополь : изд-во СевГУ, 2016. С. 168.

[2] A single-chip to absolute temperature: International journal of electrical, computer, energetic, electronic and communication engineering 2012. Vol. 6. №. 4. P.369-371.

[3] Bakker. A Micropower CMOS temperature sensor with digital output, A. Bakker, J.H. Huijsing // IEEE J. Solid-State Circuits. 1996. Vol. 31. № 7. P. 933-937.

References

[1] Budnyaev V.A., Kravchenko I.V., Snegur D.A. Wide temperature range of integrated voltage reference // Modern Issues in Radio Engineering and Telecommunications «RT-2014» : Materials of the 10-th International Young Scientist Conference, Sevastopol, 14-18 Nov. 2016. Sevastopol : SevSU, 2016. P. 168.

[2] A single-chip to absolute temperature: International journal of electrical, computer, energetic, electronic and communication engineering 2012. Vol. 6. №. 4. P.369-371.

[3] Bakker. A Micropower CMOS temperature sensor with digital output, A. Bakker, J.H. Huijsing // IEEE J. Solid-State Circuits. 1996. Vol. 31. № 7. P. 933-937.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which were supported by the Ministry of Education and Science of the Russian Federation (task №8.3962.2017/ПЧ). Project code 8.3962.2017/ПЧ.

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

Смеситель 2—6 ГГц для квадратурного модулятора

[1]Ковалевский Д.С., [2]Ветров И. Л.
[1] *Инжиниринговый центр изделий микро- и наноэлектроники*
Севастопольский государственный университет
Ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Россия
jofy.denis@gmail.com
[2] *Инжиниринговый центр изделий микро- и наноэлектроники*
Севастопольский государственный университет
Ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Россия
rtvetrov@mail.ru

Аннотация: *Разработана схема и топология смесителя для диапазона 2—6 ГГЦ с применением технологии SiGe BiCMOS TSMC 0,18 μm. Коэффициент передачи смесителя не менее –4,25 дБ. Коэффициент шума смесителя не превышает 12 дБ во всей полосе частот. OIP3 — не менее 8 дБ. Максимальный размах входного дифференциального сигнала может достигать 1,1 В. В работе приводится результаты сравнения параметров схемы и топологии.*

Ключевые слова: *ячейка Гилберта, двойной балансный смеситель, перемножение сигналов, топология.*

1. Введение

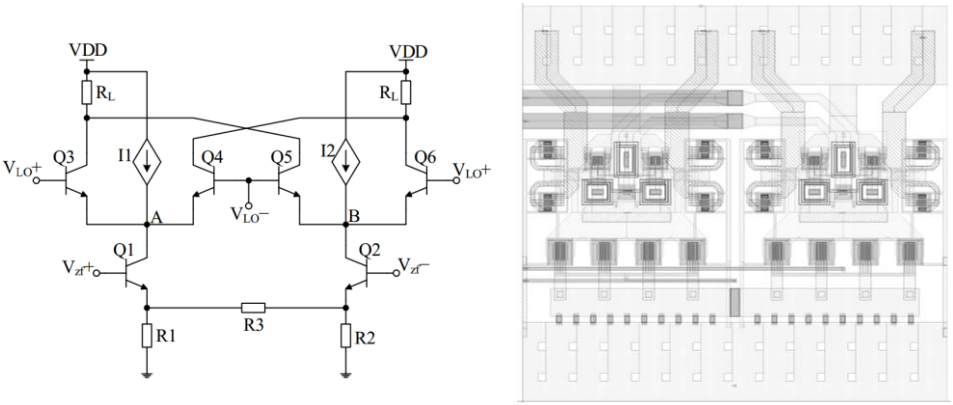
В настоящее время получили распространение широкополосные системы связи, работающие в диапазоне 2—6 ГГц. Одним из важнейших узлов систем связи является смеситель, параметры которого существенно влияют на параметры всей системы. В связи с этим разработка интегрального смесителя, работающего в указанном диапазоне частот представляется актуальной.

2. Принципиальная схема смесителя

Среди параметров, характеризующих смеситель наиболее важными являются: коэффициент преобразования (CG), коэффициент шума, точка интермодуляции третьего порядка ($OIP3$), максимальное входное напряжение V_{Zf}, диапазон рабочих частот, ток потребления.

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

На рис. 1(а) представлена упрощенная принципиальная схема смесителя. За основу взята схема двойного балансного смесителя выполненного по схеме Гилберта [1].



а) б)

Рис. 1. Упрощённая принципиальная схема (а) и топология (б) смесителя

Схема состоит из преобразователя напряжение-ток (транзисторы $Q1$, $Q2$) и двух дифференциальных усилителей (транзисторы $Q3$, $Q4$ и $Q5$, $Q6$), переключающих выходные токи преобразователя ток-напряжение (ПНТ) под воздействием сигнала гетеродина V_{LO}. Преобразуемый сигнал V_{Zf} подается на дифференциальные входы ПНТ. Коллекторные токи $Q1$, $Q2$, можно представить, как $I_{Q1} = I_0 + sV_{Zf}$ и $I_{Q2} = I_0 + sV_{Zf}$, где: s — крутизна транзисторов $Q1$, $Q2$ пропорциональная току покоя коллектора I_0.

Два идентичных стабилизатора тока $I1$, $I2$, генерируют постоянный ток I_{ST}, формируя выходные токи ПНТ $I_{OUT1} = I_0 - I_{ST} + sV_{Zf}$ и $I_{OUT2} = I_0 - I_{ST} - sV_{Zf}$. Величина I_{ST} должна удовлетворять условиям $I_{ST} < I_0$ и $I_{ST} - I_0 > \left|sV_{Zf}\right|$. Токи I_{OUT1}, I_{OUT2} поступают в эмиттеры транзисторов $Q3$, $Q4$ и $Q5$, $Q6$ переключающие не только переменные составляющие sV_{Zf}, но и постоянные составляющие $I_0 - I_{ST}$ выходных токов ПНТ. Поскольку $I_0 - I_{ST} < I_0$, то для переключения токов потребуется меньшая мощность сигнала гетеродина V_{LO} и можно применить транзи-

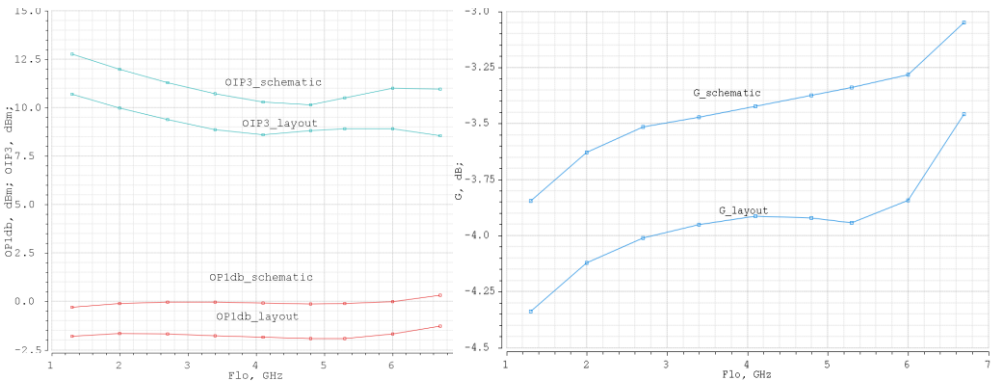
Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

сторы $Q3...Q6$ меньшего размера. При этом линейность смесителя и его коэффициент преобразования можно увеличивать за счет увеличения I_0 [2].

3. Результаты моделирования

Топология спроектированного смесителя представлена на рис. 1(б). Занимаемая площадь на кристалле — 0,27x0,27 мм^2. Смеситель функционирует в диапазоне несущей частоты 2—6 ГГц и частоты модуляции до 700 МГц. Потребляемый смесителем ток составляет 14 мА. Максимальный размах дифференциального напряжения полезного сигнала, при котором уровень боковых гармоник не превышает 30 дБ относительно полезной составляющей — 1,1 В.

Полученные результаты моделирования принципиальной схемы и топологии представлены на рис. 2 и рис. 3, коэффициент передачи равняется −4 дБ и его изменение во всей полосе рабочих частот не превышает 1 дБ.



а) б)

Рис. 2. График зависимости O*IP*3 и *P1db* от несущей частоты (а) и график зависимости коэффициента передачи от несущей частоты (б)

Выходное дифференциальное сопротивление составляет 100 Ом, а КСВ меньше 1,4(рис. 3). Напряжение питания 5 В, при этом схема функционирует при отклонениях на ±0,5 В. Влияние паразитных емкостей на характеристики смесителя можно наблюдать на графиках на рис. 2 и рис. 3.

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

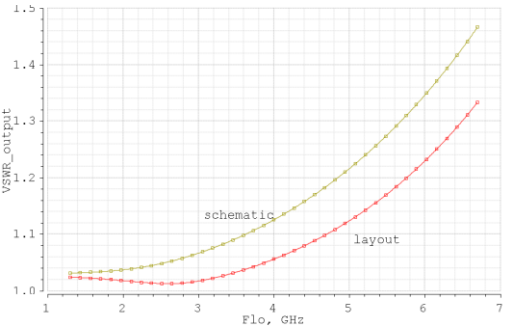


Рис. 3. График зависимости коэффициента стоячей волны смесителя по выходу

4. Заключение

Разработан смеситель 2—6 ГГц на основе ячейки Гилберта с использованием дополнительных источников тока, для повышения линейности и коэффициента передачи. Данное схемотехническое решение позволяет получить высокие показатели коэффициента усиления и линейности, без увеличения коэффициента шума. Смеситель обладает коэффициентом передачи −4 дБ. Высокая линейность по входу обеспечивает невысокий уровень шумов — 12 дБ. Площадь, занимаемая смесителем на кристалле равна 0,27х0,27 мм^2. Потребление тока составляет 14 мА. Однодецибельная точка компрессии составляет –2 дБ.

Список литературы

[1] Титце, Полупроводниковая схемотехника. 12-е издание. Том II // У. Титце, Шенк К. — М.: Додэка XXI, 2015. – 942 с.

[2] Yue Wei. A 2,1—2,5 GHz High Linearity and Low Noise Down-Conversion Active Mixer // Microwave and Millimeter Wave Cir-cuits and System Technology. 2013.

[3] Wah Ching Lee. A Current Bleeding CMOS Mixer Featuring LO Amplification Based on Current-Reused Topology // Circuits and Systems. 2013. Т. 4. № 1. С. 58-66.

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

Quadrature signal generator of the 50—2500 MHz band based on the frequency divider

Kharitonov S. A., Duchenko N. V., Kovalevskiy D. S., Vetrov I. L.
Engineering Center of Micro- and Nanoelectronics devices
Sevastopol State University
Universitetskaya St., 33, Sevastopol, 299053, Russian Federation
SAHaritononov@sevsu.ru

Abstract: *The quadrature signal generator (QSG) for the frequency range 50—2500 MHz, based on 0.18 μm SiGe BiCMOS technology, is presented. The results of QSG topology simulation show that the phase error of the generated signals is less than 0.75°, and the amplitude imbalance is less than 0.13 dB in the operating frequency range at different temperatures, supply voltages and input voltage levels. The power consumption is 175 mW at a supply voltage of 5V. The linear dimensions of the topology are 575 × 420 μm.*

Keywords: *SiGe, BiCMOS, quadrature signal generator, phase splitter, modulator, demodulator.*

Формирователь квадратурных сигналов диапазона 50—2500 МГц на основе делителя частоты

Харитонов С. А., Дученко Н. В., Ковалевский Д. С., Ветров И. Л.
Инжиниринговый центр изделий микро- и наноэлектроники
Севастопольский государственный университет
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация
SAHaritononov@sevsu.ru

Аннотация: *Представлен формирователь квадратурных сигналов (ФКС) для диапазона частот 50—2500 МГц, разработанный на основе технологического процесса 0,18 мкм SiGe БиКМОП. Результаты моделирования топологии ФКС показывают, что погрешность фаз сформированных сигналов составляет не более 0,75°, а погрешность амплитуд не более 0,13 дБ в рабочем диапазоне частот при различных температурах, напряжениях питания и уровнях входного напряжения. Потребляемая мощность составляет 175 мВт при напряжении питания 5В. Линейные размеры топологии составляют 575×420 мкм.*

Ключевые слова: *SiGe, БиКМОП, формирователь квадратурных сигналов, расщепитель фазы, модулятор, демодулятор.*

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

1. Введение

Формирователи квадратурных сигналов (ФКС) получили широкое распространение в радиоэлектронике: в системах радиосвязи и телекоммуникации, построении синтезаторов частот и прецизионных измерительных приборов. Основными требованиями, предъявляемыми к ФКС, являются стабильность частоты сформированных колебаний, равенство их амплитуд и постоянный относительный фазовый сдвиг равный 90°.

Большинству предъявляемых требований соответствуют ФКС на основе пассивных полифазных фильтров, которые могут быть исполнены на дискретных элементах для относительно низких частот, а также в виде интегральных схем (ИС) для относительно высоких частот. Однако, когда речь заходит о широкополосных ИС применение пассивных полифазных фильтров затруднено. С одной стороны, широкополосная схема требует большого количества звеньев полифазного фильтра, каждое из которых вносит ослабление сигнала, а с другой — низкочастотные звенья требуют значительных площадей на кристалле, что не всегда допустимо.

Альтернативным решением является применение ФКС на основе делителя частоты (ДЧ) [1], который имеет малую нижнюю рабочую частоту. Верхняя граница диапазона рабочих частот определяется параметрами технологии, которые определяют быстродействие транзисторов. Таким образом, ФКС на основе делителей частоты позволяют получить коэффициент перекрытия частотного диапазона 10 и более. Недостатком подобного решения является относительно высокая погрешность фазовая погрешность и меньшая максимальная рабочая частота, обусловленная делением входной частоты на 2.

2. Функциональная схема формирователя квадратурных сигналов

Функциональная схема разработанного ФКС изображена на рис. 1. Основой для создания ФКС является делитель частоты, построенный на D-триггерах. Такой ДЧ фактически является кольцевым генератором, который имеет определенный диапазон рабочих частот, в котором может происходить захват и последующее деление входной частоты. На сравнительно высоких рабочих частотах входной сигнал может иметь гармоническую форму. Однако на нижних частотах может возникать нестабильная работа ДЧ, связанная с относительно большой длительностью фронта. В результате чего во время нарастающего или спадающего фронта входного сигнала ДЧ может начать генерировать на частоте близкой к частоте соб-

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

ственного резонанса. Для устранения этого недостатка перед входом делителя частоты используется усилитель-ограничитель (УО1), который позволяет получить более крутые фронты на нижних частотах.

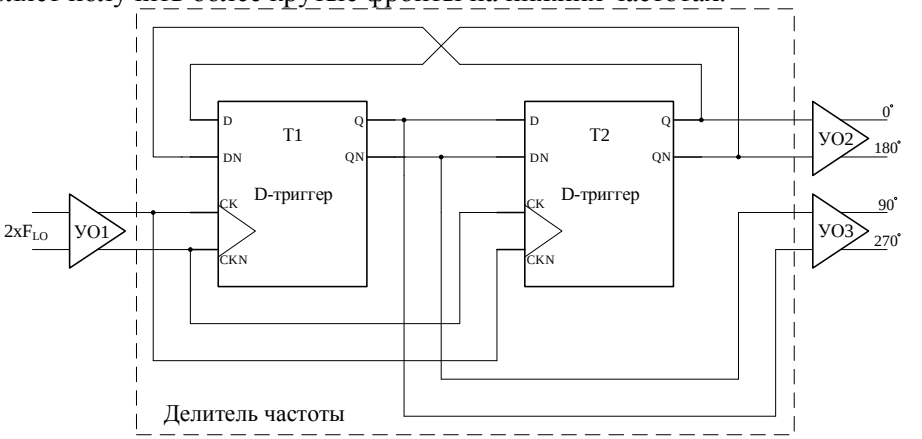


Рис. 1. Функциональная схема формирователя квадратурных сигналов

Fig. 1. Functional diagram of the quadrature signal generator

Выходной сигнал делителя частоты имеет значительные отклонения от прямоугольной формы, которые сильнее проявляются с ростом частоты. Это ведет к тому что в спектре сигнала появляются дополнительные спектральные составляющие. Для исправления формы выходного сигнала ФКС применяются выходные усилители-ограничители УО2 и УО3.

На рис. 2 представлены временные диаграммы работы делителя частоты.

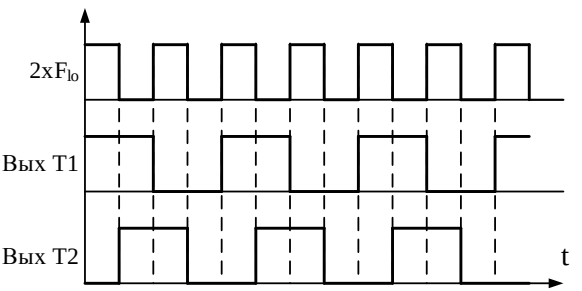


Рис. 2. Временные диаграммы работы делителя частоты

Fig. 2. Time diagram of the frequency divider

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

Триггер Т1 срабатывает по нарастающему фронту, а триггер Т2 — по спадающему фронту входного сигнала делителя частоты ($2xF_{lo}$), в связи с тем, что триггеры включены в противофазе. Так как частота на выходе делителя частоты в двое меньше, то это приводит к вдвое меньшему фазовому сдвигу выходных сигналов равному 90°. Как видно из временных диаграмм 90° фазовый сдвиг возможен только при коэффициенте заполнения входного сигнала равном 50%.

3. Топология интегральной схемы формирователя квадратурных сигналов

Топология интегральной схемы ФКС, разработанная на основе технологического процесса 0,18 мкм SiGe БиКМОП показана на рис. 3.

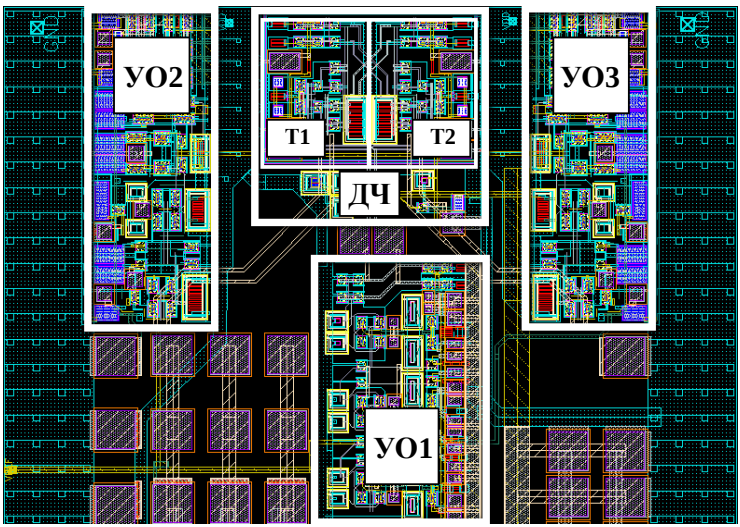


Рис. 3. Топология формирователя квадратурных сигналов

Fig. 3. Quadrature signal generator layout

В основу топологии ИС положен принцип зеркального симметричного расположения однотипных функциональных узлов ФКС. Реализация такого принципа позволяет уменьшить амплитудные и фазовые погрешности квадратурных сигналов в диапазоне рабочих частот.

Вход схемы находится внизу блока УО1. Выходы схемы расположены вверху блоков УО2 и УО3. Слева и справа расположена общая шина

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

GND. В пространстве между блоками УО2, УО3 и ДЧ находится шина питания VDD. Слева внизу расположен вход для подачи опорного напряжения. Свободное пространство между блоками заполнено фильтрующими конденсаторами, подключёнными между шинами питания, а также конденсаторами для фильтрации напряжения от ИОН.

Делитель частоты заключен в охранное кольцо, образованное обратно смещенным p-n переходом. Такое решение позволяет несколько увеличить развязку между блоками. Дифференциальные каскады в топологии УО выполнены с попарно-перекрестным расположением транзисторов для уменьшения влияния разброса технологических параметров и изменения температуры кристалла на параметры ФКС. Линейные размеры топологии составляют 575×420 мкм.

4. Результаты моделирования топологии

На рис.4 показаны зависимости амплитудной (AI) и фазовой (PE) погрешностей в диапазоне рабочих частот при изменении температуры ИС (рис. 4 а, б), изменении напряжения питания (рис. 4 в, г) и изменении уровня входного напряжения (рис. 4 д, е).

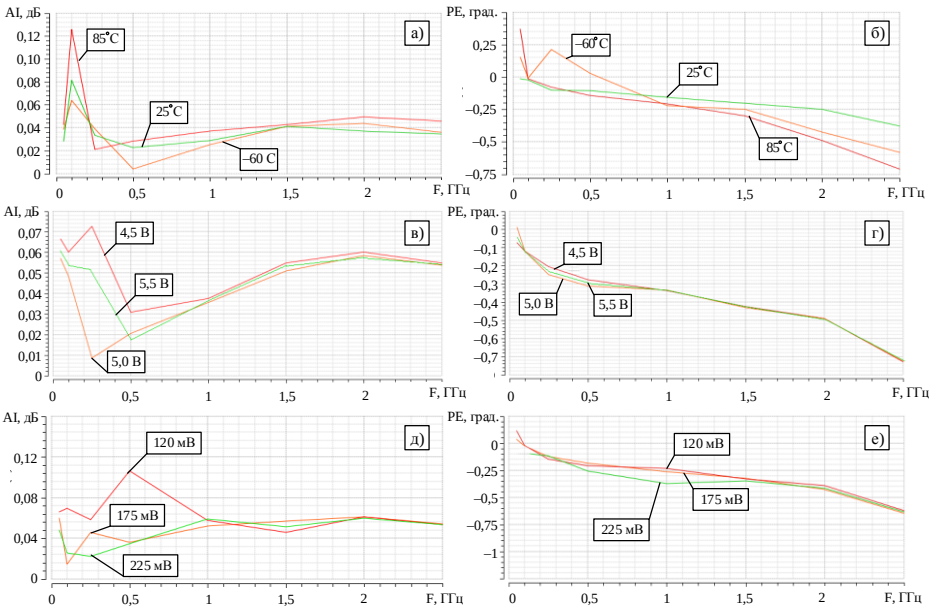


Рис. 4. Результаты моделирования топологии ФКС

Fig. 4. Post-layout simulation results of the QSG

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

Потребляемая мощность разработанного ФКС составляет 175 мВт при напряжении питания 5 В и температуре 25 °С.

Основные параметры разработанного ФКС и некоторых аналогов приведены в таблице 1.

Таблица 1 — Основные параметры ФКС с делением частоты

Источник	[2]	[3]	[4]	[5]	Разработанный ФКС
Технология	SiGe БиКМОП 0,35 мкм	КМОП 0,13 мкм	InP ГБТ 0,13 мкм	КМОП 65 нм	SiGe БиКМОП 0,18 мкм
Диапазон рабочих частот, ГГц	0,8—5,2	0,7—2,56	0,05—26	0,5—9,5	0,05—2,5
Разбаланс фазы, град	<2	0,3—10	0,1	<5	<0,75
Разбаланс амплитуд, дБ	—	0,03—0,1	—	1,3	<0,13

5. Заключение

В данной работе приведены результаты разработки широкополосного формирователя квадратурных сигналов основанного на принципе деления частоты.

Разработана топология интегральной схемы ФКС на основе технологического процесса 0,18 мкм SiGe БиКМОП.

Проведено моделирование основных параметров разработанной топологии ФКС. Показаны частотные зависимости амплитудной и фазовой погрешностей ФКС. Полученные значения погрешностей находятся на уровне погрешностей зарубежных аналогов, а диапазон рабочих частот существенно шире чем у аналогичных ФКС разработанных на основе кремниевых технологий.

Результаты исследования показали, что разработанный ФКС на основе делителя частоты целесообразно применять для построения широкополосных ИС, работающих в диапазоне 50—2500 МГц.

Список литературы

[1] Zhang Y. Баланс квадратурных составляющих / Y. Zhang // Беспроводные технологии. — 2011. — №1. — С. 60—63.

[2] Suematsu N. 0,8—5,2GHz Band SiGe-MMIC Q-MOD for Multi-Band Multi-Mode Direct Convertion Transmitters / N. Suematsu, C. Kageyama, K. Nakajima, K. Tsutsumi, E.Taniguchi, K. Murakami // Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings. — 2005. — P. 4.

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

[3] Poobuapheun N. A 1,5 V 0,7—2,5 GHz CMOS Quadrature Demodulator for Multi-band Direct-Conversion Receivers / N. Poobuapheun, W. Chen, Z. Boos, Ali M. Niknejad // 2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings. — 2005. — P. 1669—1677.

[4] Iverson E. A 0,05—26 GHz Direct Conversion I/Q Modulator MMIC / E. Iverson, M. Feng // 2014 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS). — 2014. — P. 1—4.

[5] Hempel S. 9-GHz Wideband CMOS RX and TX Front-Ends for Universal Radio Applications / S. Hampel, O. Schmitz, M. Tiebout, K. Mertens, I. Rolfes // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. — 2012. — P. 1105—1116.

References

[1] Zhang Y. Баланс квадратурных составляющих / Y. Zhang // Беспроводные технологии. — 2011. — №1. — P. 60—63.

[2] Suematsu N. 0,8—5,2GHz Band SiGe-MMIC Q-MOD for Multi-Band Multi-Mode Direct Convertion Transmitters / N. Suematsu, C. Kageyama, K. Nakajima, K. Tsutsumi, E.Taniguchi, K. Murakami // Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings. — 2005. — P. 4.

[3] Poobuapheun N. A 1,5 V 0,7—2,5 GHz CMOS Quadrature Demodulator for Multi-band Direct-Conversion Receivers / N. Poobuapheun, W. Chen, Z. Boos, Ali M. Niknejad // 2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings. — 2005. — P. 1669—1677.

[4] Iverson E. A 0,05—26 GHz Direct Conversion I/Q Modulator MMIC / E. Iverson, M. Feng // 2014 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS). — 2014. — P. 1—4.

[5] Hempel S. 9-GHz Wideband CMOS RX and TX Front-Ends for Universal Radio Applications / S. Hampel, O. Schmitz, M. Tiebout, K. Mertens, I. Rolfes // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. — 2012. — P. 1105—1116.

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

Development of a generator of ultrawideband chaotic oscillations of the 30-60 GHz frequency band based on 130 nm SiGe technology

Elena V. Efremova[1,2]
[1]*Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS*
Moscow, 125009, Russia
[2]*Moscow Institute of Physics and Technology*
Dolgoprudnyi, Moscow region, 141700 Russia
efremova@cplire.ru

Abstract: *A model of chaotic generator of 30-60 GHz frequency band is proposed. To create the model, a library of elements of silicon-germanium technology 130 nm is used. The dynamics of the system and its energy characteristics are studied. The model can be used to create an experimental sample of the chaotic generator IC.*

Keywords: *ultrawideband signal, chaotic oscillations, chaos generator, microwave band, Si-Ge technology*.

Разработка генератора сверхширокополосных хаотических колебаний диапазона 30-60 ГГц на основе технологии SiGe 130 нм

[1,2] Ефремова Е. В.
[1]*ФГБУН Институт радиотехники и электроники РАН*
г. Москва, 125009, Российская Федерация
[2]*Московский физико-технический институт*
г. Долгопрудный, 141700, Московская обл., Российская Федерация
efremova@cplire.ru

Аннотация: *В работе предложена модель генератора хаотических колебаний в диапазоне частот 30-60 ГГц. Для создания модели использована библиотека элементов кремний-германиевой технологии 130 нм. Исследована динамика системы и ее энергетические характеристики. Модель может быть использована для создания экспериментального образца микросхемы генератора хаоса.*

Ключевые слова*: сверхширокополосный сигнал, хаотические колебания, генератор хаоса, микроволновой диапазон, кремний-германиевая технология*.

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

1. Введение

Развитие беспроводных технологий передачи данных, в том числе систем связи на основе хаотических сигналов [1] и их потенциальное применение в задачах передачи информации [2], радиолокации [3], навигации [4], в сенсорных сетях [5-6] и робототехнических системах [7] требуют освоения новых диапазонов радиочастотного спектра. Ключевым элементом коммуникационных технологий на основе хаоса являются генераторы хаотических колебаний в заданном диапазоне частот [8-11].

Данная работа посвящена разработке генератора сверхширокополосных хаотических колебаний диапазона 30-60 ГГц в интегральном исполнении на основе кремний-германиевой технологии 130 нм.

2. Модель генератора

В качестве прототипа генератора использован генератор хаоса на основе кремний-германиевой технологии 250 нм [10]. Для создания генератора хаотических колебаний диапазона 30-60 ГГц была выбрана кремний-германиевая технология 130 нм имеющая граничную частоту свыше 200 ГГц, в то время как у технологии 250 нм это значение равно 75 ГГц. Библиотека технологии 130 нм имеет непрерывную линейку номиналов индуктивностей в достаточно широком диапазоне значений в отличие от библиотеки элементов технологии 250 нм, имеющей небольшой набор номиналов индуктивностей с фиксированными значениями. В условиях высокой чувствительности режимов генератора хаотических колебаний к значениям параметров элементов это обстоятельство расширяет возможности формирования режимов с требуемыми характеристиками.

В работе [11] была показана возможность создания генератора сверхширокополосных хаотических колебаний микроволнового диапазона 10-30 ГГц в интегральном исполнении на основе кремний-германиевой технологии 130 нм. Результаты, полученные при создании модели генератора в диапазоне 10-30 ГГц, были использованы при разработке генератора диапазоне 30-60 ГГц.

Принципиальная схема модели генератора хаоса представлена на рис. 1.

Генератор представляет собой автоколебательную систему с биполярным транзистором в качестве активного элемента и пассивным четырехполюсником, замкнутыми в кольцо обратной связи. Часть сигнала, циркулирующий в кольце обратной связи, отводится через фильтр высо-

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

ких частот, который ограничивает полосу частот сигнала снизу и в то же время непосредственно участвует в формировании динамики системы.

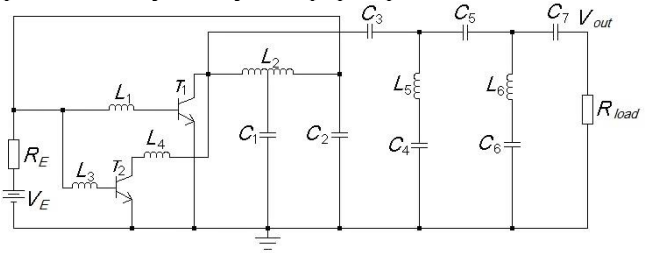


Рис. 1. Электрическая схема генератора.
Fig. 1. Electric scheme of the generator.

3. Исследование динамики модели генератора

При моделировании использовались элементы технологической библиотеки кремний-германиевой технологии IHP SG13S.

Структура автоколебательной системы разработана таким образом, чтобы основная мощность хаотических колебаний на выходе системы лежала в диапазоне частот 30-60 ГГц.

Бифуркационная диаграмма режимов модели генератора приведена на рис. 2. В качестве бифуркационного параметра использовано напряжение питания генератора.

Зависимость спектральной плотности мощности от частоты для нескольких режимов генератора приведена на рис. 3.

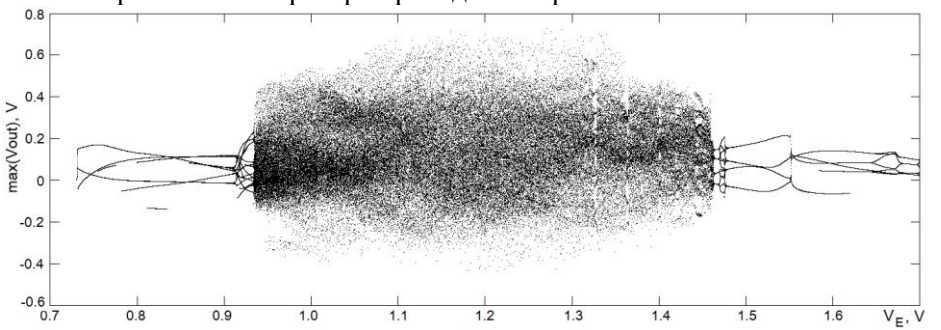


Рис. 2. Бифуркационная диаграмма режимов генератора.
Fig. 2. Generator mode bifurcation diagram.

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

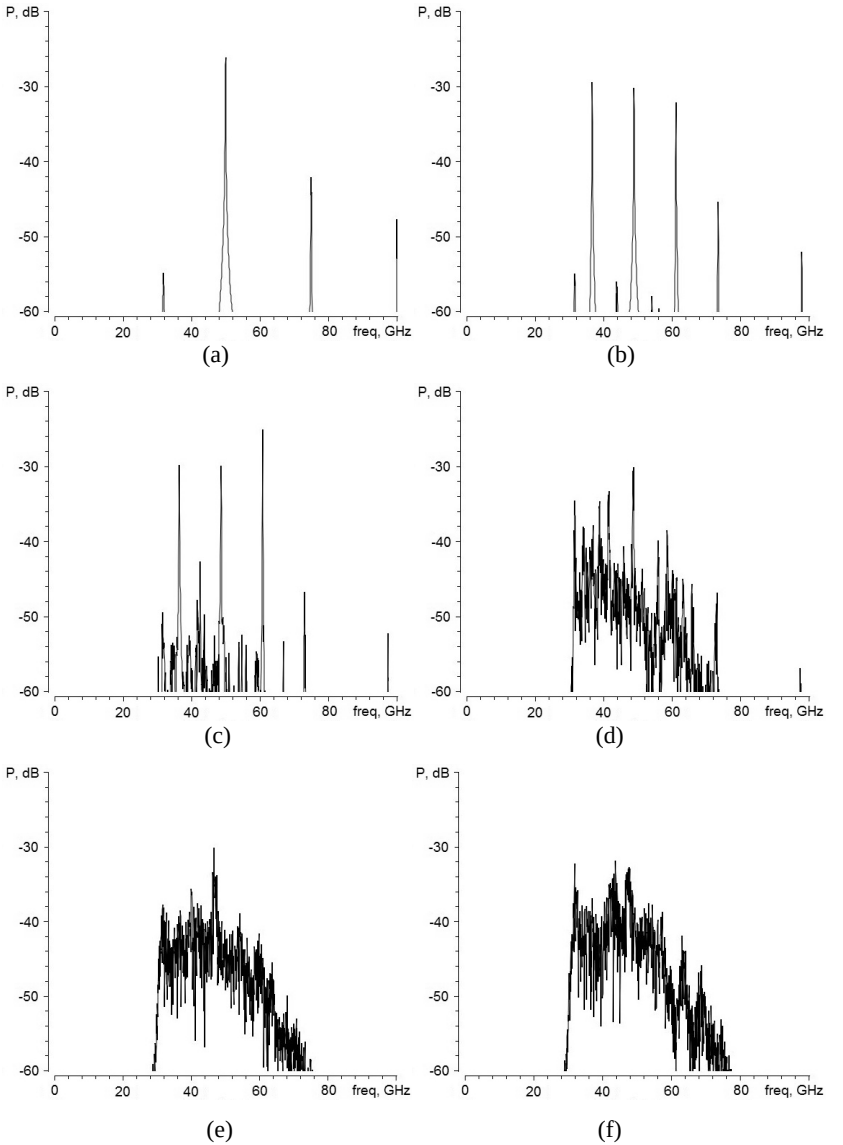


Рис. 3. Зависимость спектральной плотности мощности от частоты, a) V_E =0.9 В, b) V_E =0.93 В, c) V_E =0.94 В, d) V_E =0.95 В, e) V_E =1.0 В, f) V_E =1.1 В.

Fig. 3. Power spectrum density of oscillator vs frequency, a) V_E =0.9 V, b) V_E =0.93 V, c) V_E =0.94 V, d) V_E =0.95 V, e) V_E =1.0 V, f) V_E =1.1 V.

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

В качестве бифуркационного параметра использовано напряжение питания генератора. При увеличении напряжения питания в системе возникают периодические колебания на основной частоте с сильно выраженными гармониками основной частоты (рис. 3a). Затем происходит ряд бифуркаций удвоения периода (рис.3b, 3c) с последующим переходом к хаотическому режиму (рис. 3d). В дальнейшем наблюдется чередование зон хаотических и периодических режимов колебаний. Как видно из диаграммы в интервале значений напряжения питания от V_E=0.93 В до V_E=1.32 В наблюдается широкая зона хаотических режимов.

В качестве рабочего выбран режим из середины этой зоны (V_E=1.1 В).

В рассматриваемом режиме генератор обеспечивает формирование сверхширокополосных хаотических колебаний в полосе частот 30-60 ГГц. Мощность, поглощаемая генератором от источника питания равна 30 мВт, мощность генерируемого хаотического сигнала равна 0.85 мВт, коэффициент полезного действия системы 2.8%.

4. Заключение

Предложена и исследована модель генератора сверхширокополосных хаотических колебаний в диапазоне частот 30-60 ГГц в системе на основе кремний-германиевой технологии 130 нм, которая может быть использована для разработки экспериментального макета микросхемы генератора.

Источники финансирования и выражение признательности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 16-19-00084).

Список литературы

[1] Дмитриев А.С., Панас А.И. Динамический хаос. Новый носитель информации для систем связи. М.: Физматлит. 2002.

[2] Kaddoum G. Wireless Chaos-Based Communication Systems: A Comprehensive Survey // IEEE Access. 2016. V. 4. P. 2621.

[3] Xu H., Wang B., Han H. et al. Remote Imaging Radar with Ultra-Wideband Chaotic Signals Over Fiber Links // Int. J. Bifurc. and Chaos. 2015. V. 25. No 11. P. 1530029-1.

[4] Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Герасимов М.Ю., Ицков В.В. Радиоосвещение на основе сверхширокополосных генераторов динамического хаоса // Радиотехника и электроника. 2016. Т. 61. № 11. С. 1073.

[5] 802.15.4a-2007. IEEE Standard for Information Technology. Pt. 15.4. N.Y.: IEEE, 2007.

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

[6] IEEE P802.15.6/D01. 2010. Specifications for Wireless Personal Area Network's (WPANs). Used in or around Body. N.Y.: IEEE, 2010.

[7] Гуляев Ю.В., Дмитриев А.С., Лазарев В.А. и др. Взаимодействие и навигация роботов на основе сверхширокополосной прямохаотической связи // Радиотехника и электроника. 2016. Т. 61. № 8. С. 1.

[8] Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Максимов Н.А., Григорьев Е.В. Генератор хаотических колебаний сверхвысокочастотного диапазона на основе автоколебательной системы с 2,5 степенями свободы // Радиотехника и электроника. 2007. Т. 52. № 10. С. 1232-1240.

[9] Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Румянцев Н.В. Генератор микроволнового хаоса с плоской огибающей спектра мощности в диапазоне 3-8 GHz // Письма в ЖТФ. 2014. Т. 40. №. 2. С. 1-9.

[10] Efremova E.V., Dmitriev A.S. Ultrawideband microwave 3–7 GHz chaotic oscillator implemented as SiGe integrated circuit // Springer Proc. in Physics. 2017. V. 191. P. 71.

[11] Ефремова Е.В. Генерация динамического хаоса в диапазоне 10-30 ГГц // Радиотехника и электроника. 2018. Т. 63. № 4. С. 357-363.

References

[1] Dmitriev A.S., Panas A.I. [Dynamic chaos: Novel information carriers for communication systems]. Fiz.-Mat.Lit., Moscow, 2002, 252 p. (in Russian)

[2] Kaddoum G. Wireless Chaos-Based Communication Systems: A Comprehensive Survey // IEEE Access. 2016. V. 4. P. 2621.

[3] Xu H., Wang B., Han H. et al. Remote Imaging Radar with Ultra-Wideband Chaotic Signals Over Fiber Links // Int. J. Bifurc. and Chaos. 2015. V. 25. No 11. P. 1530029-1.

[4] Dmitriev A.S., Efremova E.V., Gerasimov M.Y., Itskov V.V. [Radio lighting based on ultrawideband dynamic chaos generators] // Radiotekhnika i elektronika, 2016. vol. 61. No. 11. pp. 1073-1083 (in Russian).

[5] 802.15.4a-2007. IEEE Standard for Information Technology. Pt. 15.4. N.Y.: IEEE, 2007.

[6] IEEE P802.15.6/D01. 2010. Specifications for Wireless Personal Area Network's (WPANs). Used in or around Body. N.Y.: IEEE, 2010.

[7] Gulyaev Y.V., Dmitriev A.S., Lazarev V.A., Mokhseni T.I., Popov M.G. [Interaction and navigation of robots based on ultrawideband direct chaotic communication] // Radiotekhnika i elektronika, 2016. vol. 61. No. 8. pp. 765-772 (in Russian).

[8] Dmitriev A.S., Efremova E.V., Maksimov N.A., Grigoriev Ye.V. [Generator of microwave chaotic oscillations based on oscillator with 2.5 freedom degrees]. Radiotekhnika i elektronika, 2007, vol. 52, No. 10, pp. 1232-1240 (in Russian).

[9] Dmitriev A.S., Efremova E.V., Rumyantsev N.V. [Generator of 3-8 GHz microwave chaos with flat spectrum envelope]. Pis'ma v ZhTF, 2014, vol. 40, no. 2, pp. 1-9. (in Russian).

[10] Efremova E.V., Dmitriev A.S. Ultrawideband microwave 3–7 GHz chaotic oscillator implemented as SiGe integrated circuit // Springer Proc. in Physics. 2017. V. 191. P. 71.

[11] Efremova E.V. [Generation of dynamic chaos on 10-30 GHz frequency range] // Radiotekhnika i elektronika, 2018. vol. 63. No. 4. pp. 357-363.

Acknowledgements

This study is supported the Russian Science Foundation (project №16-19-00084).

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

Phonon-assisted tunneling current through the gate of high electron mobility transistors

Volcheck V.S.
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics,
P. Browki, 6, Minsk, 220013, Belarus
vlad.volchek@bsuir.by

Abstract: *The leakage current through the gate of the double GaN-based heterostructure high electron mobility transistor is simulated and analyzed within the combined framework of the thermionic emission–diffusion and the phonon-assisted electron tunneling models. The latter has been proved to be most suitable to describe the reverse-bias characteristic of the GaN Schottky contact. In accordance with the phonon-assisted tunneling model, which was developed specifically for GaN, the electron transport through the Schottky barrier is governed by tunneling from trap centers located near the metal-semiconductor interface to the conduction band of the semiconductor. In this paper, we show how the leakage current in the GaN-based high electron mobility transistor rises when the electron concentration in the device barrier layer is increased.*

Keywords: *Gallium nitride, high electron mobility transistor, phonon-assisted tunneling, simulation.*

Стимулированный фононами туннельный ток через затвор транзистора с высокой подвижностью электронов

Волчёк В.С.
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники,
ул. П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь
vlad.volchek@bsuir.by

Аннотация: *Представлены результаты моделирования тока утечки через затвор нитрид-галлиевого транзистора с высокой подвижностью электронов, сформированного на основе двойной гетероструктуры, в рамках комбинированной теории термионной эмиссии–диффузии и стимулированного фононами туннелирования электронов. Согласно модели стимулированного фононами туннелирования, разработанной специально для расчета обратной характеристики контакта Шоттки к нитриду галлия, перенос электронов через барьер управляется процессом туннелирования из центров захвата, локализованных у границы раздела между металлом*

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

и полупроводником, в зону проводимости последнего. Данная работа посвящена зависимости тока утечки от концентрации электронов в барьерном слое прибора.

Ключевые слова: нитрид галлия, транзистор с высокой подвижностью электронов, стимулированное фононами туннелирование, моделирование.

1. Introduction

In recent decades, GaN has constantly attracted interest of material researchers and device engineers due to its unique properties afforded by its wide band gap. The AlGaN/GaN high electron mobility transistor (HEMT) has been regarded as a leading candidate for high power microwave applications since its invention in 1993. Nevertheless, in spite of all scientific and technological advances, nitride-based electronics still faces big challenges hindering its commercial viability. One of the critical disadvantages of HEMTs, especially Schottky-barrier transistors, is an abnormal leakage current through the gate, which dramatically degrades device performance and reliability. The common approach to the problem consists in the insertion of dielectric materials with high permittivity into the gate structure [1–2]. Although this technique proves to be effective in suppressing the leakage current, the issue is yet to be tackled, since the proposed solutions remain complex and expensive.

Until now, investigators have put forward different suggestions about the origin of the reverse-bias current in rectifying contacts to GaN [3–5]. A wide variety of proposed conduction mechanisms implies that fundamental properties of the carrier transport in Schottky contacts to GaN have not yet been clearly understood. However, Pipinys and Lapeika [6] have claimed that the reverse-bias current in the Ni/n-GaN Schottky diode can be interpreted in terms of the phonon-assisted electron tunneling (PAET) model. Although it was contemplated specially for GaN, the model we expect the model to remain valid for associated compounds, such as AlGaN, thus enabling to accurately describe the transfer characteristic of the GaN-based Schottky-barrier HEMT. In this communication, the dependence of the leakage current through the gate of the double AlGaN/AlN/GaN heterostructure HEMT on the electron concentration in the device barrier layer is analyzed.

2. Simulation details

In order to investigate the leakage current through the gate of the double AlGaN/AlN/GaN heterostructure HEMT, a device structure was numerically simulated within the combined framework of the thermionic emission–diffusion (TED) and the PAET models.

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

2.1. Device structure

A two-dimensional representation of the device structure is schematically illustrated in Fig. 1.

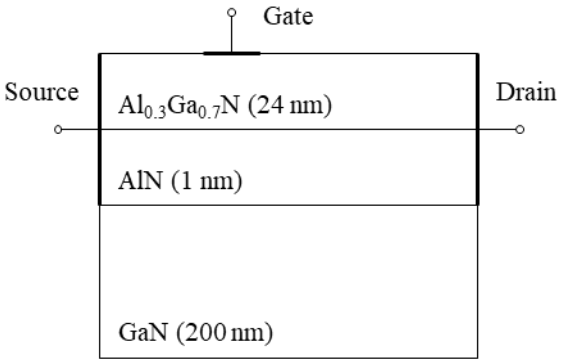


Fig. 1. Device structure.

Рис. 1. Приборная структура

It consists of a double $Al_{0.3}Ga_{0.7}N$/AlN/GaN heterostructure, ohmic source and drain contacts and a Schottky-barrier gate electrode. Contrary to conventional HEMTs, the insertion of the very thin AlN interfacial layer maintains a high mobility of the two-dimensional electron gas by decreasing alloy scattering. The source-to-gate and gate-to-drain spans are equal to 2 and 4 μm, respectively, and the gate length is 1 μm.

2.2. Simulation procedure

The electrical behavior of a semiconductor device is operated by a coupled set of fundamental partial differential equations, which link together the electrostatic potential and the electron concentration:

$$\nabla^2\varphi = -\frac{q\left(N_d - n - n_p\right)}{\varepsilon\varepsilon_0}, \tag{1}$$

$$q\frac{\partial n}{\partial t} = \nabla J = 0, \tag{2}$$

where q is the elementary electric charge, N_d is the donor density, n is the electron concentration, n_p is the polarization-induced electron concentration, ε is the relative permittivity, ε_0 is the electric constant and J is the electron current.

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

The self-consistent solutions of the fundamental equations must simultaneously satisfy the boundary conditions implemented at the device electrodes. The surface potential at the contacts is defined by

$$\varphi_o = \frac{\kappa T}{q} \ln\left(\frac{N_c(\mathrm{GaN})}{n_i(\mathrm{GaN})}\right) + \chi(\mathrm{GaN}) - A_o - \varphi_n, \tag{3}$$

where κ is the Boltzmann constant, T is the temperature, N_c is the effective density of states in the conduction band, n_i is the intrinsic electron concentration, χ is the electron affinity, A_o is the work function of the material of the contact and φ_n is the quasi-Fermi level. The surface electron concentration is material-specific and is defined by

$$n_o = N_c \exp\left(\frac{-q\varphi_b}{\kappa T}\right), \tag{4}$$

where φ_b is the height of the barrier between the semiconductor and the material of the contact.

The combined TED theory developed by Crowell and Sze [7] assumes that the processes of drift and diffusion of electrons in the space-charge region of the rectifying junction and their thermionic emission over the top of the barrier are effectively in series. This model has long been recognized to be appropriate for description of the electron transport in ideal Schottky diodes. In accordance with the PAET model, the current through the rectifying contact to GaN is controlled by tunneling from trap centers located near the metal-semiconductor interface to the conduction band of the semiconductor. When the TED model is expanded by incorporating the PAET model, the total current is determined by

$$J = q\frac{v_D}{v_D + v_R}\left\{N_c v_R \exp\left(-\frac{q\varphi_b}{\kappa T}\right)\left[\exp\left(-\frac{q\varphi_n}{\kappa T}\right) - 1\right] - WN_s\right\}, \tag{5}$$

where v_D and v_R are the effective diffusion and recombination velocities, respectively, which are given by

$$v_D = |\mu E| \tag{6}$$

and

$$v_R = \frac{AT^2}{qN_c}, \tag{7}$$

where μ is the electron mobility and A is the effective Richardson constant.

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

In expression (5), W is the rate of the PAET from the trap centers to the conduction band and is a strong function of the electric field and temperature. Finally, N_s is the occupied trap center density near the metal-semiconductor interface.

3. Results

In Fig. 2, the dependence of the leakage current through the gate of the $Al_{0.3}Ga_{0.7}N$/AlN/GaN HEMT on the gate bias is presented for different polarization scale factors σ. The scale factors are used to adjust the polarization charges at the heterointerfaces by simple multiplication.

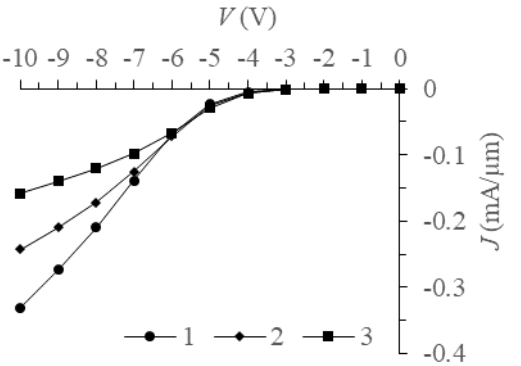


Fig. 2. Leakage current J in the $Al_{0.3}Ga_{0.7}N$/AlN/GaN HEMT as a function of the gate bias V. 1 – σ = 1, 2 – σ = 0.9, 3 – σ = 0.8.

Рис. 2. Зависимость тока утечки J через затвор $Al_{0,3}Ga_{0,7}N$/AlN/GaN-ТВПЭ от смещения на затворе V. 1 – σ = 1; 2 – σ = 0,9; 3 – σ = 0,8

The simulation results show that if the polarization-induced charges at both heterointerfaces of the device structure are decreased by 10 %, the leakage current at V = -10 V reduces by 26.5 % (from the value of -0.331 mA/μm to -0.243 mA/μm). When the charges are decreased by 20%, the current reduced by 52 % (from -0.331 mA/μm to -0.159 mA/μm).

In Fig. 3, the dependence of the leakage current on the gate bias is presented for different donor impurity concentrations N_d in the $Al_{0.3}Ga_{0.7}N$ barrier layer. If the concentration is raised from the value of 10^{17} cm^{-3} to $5 \cdot 10^{17}$ cm^{-3}, the leakage current rises by 20.4 % (from -0.331 mA/μm to -0.398 mA/μm). When the doping concentration is increased from the initial level to 10^{18} cm^{-3}, the current rises by 47.8 % (from -0.331 mA/μm to -0.488 mA/μm).

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

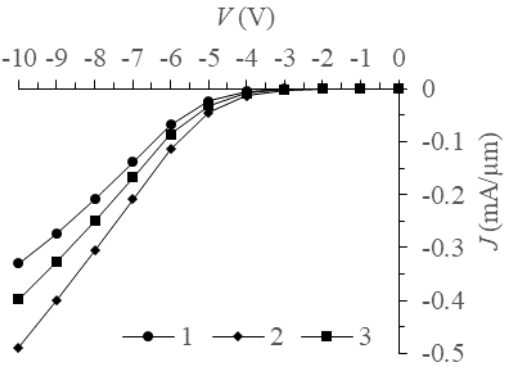


Fig. 3. Leakage current J in the $Al_{0.3}Ga_{0.7}N$/AlN/GaN HEMT as a function of the gate bias V. 1 – $N_d = 10^{17}$ cm^{-3}, 2 – $N_d = 5 \cdot 10^{17}$ cm^{-3}, 3 – $N_d = 10^{18}$ cm^{-3}.

Рис. 3. Зависимость тока утечки J через затвор $Al_{0,3}Ga_{0,7}N$/AlN/GaN-ТВПЭ от смещения на затворе V. 1 – $N_d = 10^{17}$ см$^{-3}$, 2 – $N_d = 5 \cdot 10^{17}$ см$^{-3}$, 3 – $N_d = 10^{18}$ см$^{-3}$

4. Conclusions

As seen from the results, in both cases increasing the electron concentration in the barrier layer of the $Al_{0.3}Ga_{0.7}N$/AlN/GaN HEMT leads to a rise of the leakage current through the gate. In the framework of the combined TED and PAET model, this can be explained by increasing the intensity of the internal electric field. Since in applications such as power switching a high density of the two-dimensional gas is highly desirable, a compromise between the leakage current and the density of the two-dimensional gas should be reached.

Acknowledgement

This work was supported by the grants 1.8.05 of Belarusian National Scientific Research Program “Informatics, Space, Safety”, 3.2.01 Belarusian National Scientific Research Program “Photonics, Opto- and Microelectronics” and T18M-108 of the Belarusian Republican Foundation for Fundamental Research.

References

[1] Deen D., Storm D., Meyer D., Scott Katzer D., Bass R., Binari S., Gougousi T. AlN/GaN HEMTs with high-κ ALD HfO_2 or Ta_2O_5 gate insulation. *Physics Status Solidi C*, 2011, vol. 8, no. 7-8, pp. 2420-2423.

[2] Chen J., Kawanago T., Wakabayashi H., Tsutsui K., Iwai H., Nohata D., Nohira H., Kakushima K. La_2O_3 gate dielectrics for AlGaN/GaN HEMT. *Microelectronics Reliability*, 2016, vol. 60, pp. 16-19.

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

[3] Huang S., Chen B., Wang M.J. et al. Current transport mechanism of AuNiGaN Schottky diodes at high temperatures. *Applied Physics Letters*, 2007, vol. 91, 072109.

[4] Arslan E., Butun S., Ozbay E. Leakage current by Frenkel-Poole emission in Ni/Au Schottky contacts on $Al_{0.83}In_{0.17}N$/AlN/GaN heterostructures. *Applied Physics Letters*, 2009, vol. 94, 142106.

[5] Iucolano F., Roccaforte F., Giannazzo F., Raineri V. Influence of high-temperature GaN annealed surface on the electrical properties of Ni/GaN Schottky contacts. *Journal of Applied Physics*, 2008, vol. 104, 093706.

[6] Pipinys P., Lapeika V. Temperature dependence of reverse-bias leakage current in GaN Schottky diodes as a consequence of phonon-assisted tunneling. *Journal of Applied Physics*, 2006, vol. 99, 093709.

[7] Crowell C., Sze S. Current transport in metal-semiconductor barriers. *Solid-State Electronics*, 1966, vol. 9, pp. 1035-1048.

Источники финансирования и выражение признательности

Исследования проводились при финансовой поддержке государственных программ научных исследований Республики Беларусь «Информатика, космос, безопасность» (задание 1.8.05) и «Фотоника, опто- и микроэлектроника» (задание 3.2.01), а также Белорусского республиканского фонда фундаментальных исследований (грант Т18М-108).

Список литературы

[1] Deen D., Storm D., Meyer D., Scott Katzer D., Bass R., Binari S., Gougousi T. AlN/GaN HEMTs with high-κ ALD HfO_2 or Ta_2O_5 gate insulation // Physics Status Solidi C. 2011. Т. 8, № 7-8. С. 2420-2423.

[2] Chen J., Kawanago T., Wakabayashi H., Tsutsui K., Iwai H., Nohata D., Nohira H., Kakushima K. La_2O_3 gate dielectrics for AlGaN/GaN HEMT // Microelectronics Reliability. 2016. Т. 60. С. 16-19.

[3] Huang S., Chen B., Wang M.J. et al. Current transport mechanism of AuNiGaN Schottky diodes at high temperatures // Applied Physics Letters. 2007. Т. 91. 072109.

[4] Arslan E., Butun S., Ozbay E. Leakage current by Frenkel-Poole emission in Ni/Au Schottky contacts on $Al_{0.83}In_{0.17}N$/AlN/GaN heterostructures // Applied Physics Letters. 2009. Т. 94. 142106.

[5] Iucolano F., Roccaforte F., Giannazzo F., Raineri V. Influence of high-temperature GaN annealed surface on the electrical properties of Ni/GaN Schottky contacts // Journal of Applied Physics. 2008. Т. 104. 093706.

[6] Pipinys P., Lapeika V. Temperature dependence of reverse-bias leakage current in GaN Schottky diodes as a consequence of phonon-assisted tunneling // Journal of Applied Physics. 2006. Т. 99. 093709.

[7] Crowell C., Sze S. Current transport in metal-semiconductor barriers // Solid-State Electronics. 1966. Т. 9. С. 1035-1048.

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

Linear model extraction for whisker-contacted Schottky diode chip with air bridge at anode

[1,2]Torkhov N.A., [2]Babak L.I., [2]Kokolov A.A.
[1]*Scientific- Research Institute of Semiconductors*
Tomsk, 634034, Russian Federation
[2]*Tomsk State University of Control System and Radioelecrtronics*
Tomsk,634050, Russian Federation

Abstract: *A new detailed compact model for GaAs planar whisker-contacted Schottky diode with air-bridge at anode describes with sufficient accuracy its performance in high frequency bands. It is expected, that proposed model will overcome the lag of semiconductor electronics in the THz range from optoelectronics.*

Keywords: *planar Schottky diode, compact model, THz band.*

Экстракция параметров линейной модели кристалла диода Шоттки с анодным выводом в виде воздушного моста с вискером

[1,2]Торхов Н.А., [2]Бабак Л.И., [2]Коколов А.А.
[1]*АО «Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов»*
г. Томск, 634034, Россия
[2]*Томский университет систем управления и радиоэлектроники*
г. Томск, 634050, Россия

Аннотация**:** *Предложенная более подробная компактная модель арсенид-галлиевого планарного диода с анодным выводом в виде воздушного моста с вискером позволяет с необходимой точностью описывать параметры ее эквивалентных элементов в более высокочастотных диапазонах. Ожидается, что использование такой модели позволит преодолеть в ТГц-диапазоне отставание полупроводниковой электроники от оптоэлектроники.*

Ключевые слова**:** *планарный диод Шоттки, компактная модель, терагерцовый диапазон*.

1. Введение

Значительное отставание в частотном диапазоне полупроводниковой электроники ($f_{раб}$<2.5 ТГц) от полупроводниковой оптоэлектроники

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

($f_{раб}$>10 ТГц) обусловлено отсутствием подробных компактных моделей диодных кристаллов. Для повышения рабочих частот и расширения частотного диапазона диодных преобразователей не всегда следует стремиться к использованию предельно достижимых топологических норм – например, минимальным размерам диаметров *D* выпрямляющих контактов. В большинстве случаев использование точных компактных моделей в виде эквивалентных схем (ЭС) позволяет оптимизировать конструкцию диодного кристалла или скомпенсировать влияние его паразитных элементов конструктивными особенностями интегральной схемы при ее проектировании. Такой подход позволяет с максимальной эффективностью использовать потенциальные возможности барьеров Шоттки, p-n – переходов и т.п. и повысить рабочие частоты электронных устройств до ТГц-диапазона. В качестве примера можно привести выполненные по диодным технологиям работающие в ТГц-частотном диапазоне устройства фирмы Virginia Diodes Inc. [1].

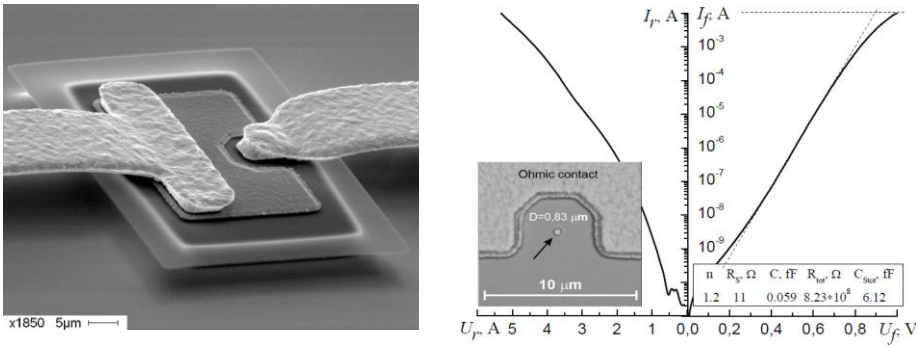
В связи с вышеизложенным в работе исследовалась более подробная компактная модель бескорпусных диодных кристаллов способных работать в СВЧ-, КВЧ- и ТГц- частотных диапазонах.

2. Методическая часть

В работе исследовалась применимость новой компактной ЭС-модели [2, 3] бескорпусных арсенид-галлиевых планарных кристаллов диодов Шоттки (далее – диодов) с анодными выводами в виде воздушных мостов с вискером (рис. 1, *а*) [4], вольт-амперная характеристика (ВАХ) которого представлена на рис. 1, *b*. Диаметр родий-платинового RhPt-контакта Шоттки (рис. 1, *b*, стрелка) не превышал 1 мкм. Толщина эпитаксиального слоя n-GaAs составляла 0.1 мкм при концентрации $N_{D+}=2\times10^{17}$ $см^{-3}$.

Измерения малосигнальных S-параметров диодных кристаллов в частотном диапазоне 0.1 – 50 ГГц выполнялись с помощью двухпортового векторного анализатора цепей PNA-X N5245A производства Keysight Technologies на зондовой станции Summit 12000 производства Cascade Microtech. Калибровка измерительных трактов портов 1 и 2 осуществлялась по S-параметрам согласованием на проход (“Thru”), на нагрузку 50 Ом (Load), на холостой ход (“Open”) и на короткое замыкание (“Short”). После этого проводилась процедура дэ-эмбеддинга (de-embedding) измеренных S-параметров с использованием 50-и омных L- и 2L- копланарных линий с контактными площадками.

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



a *b*

Рис. 1. Электронно-микроскопическое изображение GaAs кристалла планарного диода Шоттки с анодным выводом в виде воздушных мостов с вискером – *a*) и его ВАХ – *b*).
Fig. 1. Electron microscopic image of the GaAs planar whisker-contacted Schottky diode with air bridge at anode – a) and its IV performance – *b*).

Восстановление значений (экстракция) параметров элементов малосигнальных ЭС-моделей диодных кристаллов по измеренным S-параметрам в данной работе осуществлялось с применением комбинированной методики, объединяющей преимущества аналитических и оптимизационных методов экстракции. Процедура экстракции малосигнальной ЭС-модели включает три основных этапа. На первом этапе проводятся измерения статических и СВЧ- характеристик диодов в «холодных» (при нулевом напряжении на аноде) и «горячих» режимах. Затем, по методу, описанному в [5] определяются внешние паразитные параметры. На втором этапе определяются Y-параметры внутреннего диода путем вычитания внешних элементов по описанному в [5] методу, а также значения внутренних элементов диода. В качестве начального приближения использовались значения, найденные из статических ВАХ. На третьем этапе производится оптимизация значений элементов эквивалентной схемы – целевых функций GF1 и GF2, с целью наилучшего соответствия измеренных и смоделированных S-параметров. Целевая функция GF1 определяет расхождение между измеренными и смоделированными параметрами, а GF2 – независимость внутренних элементов от частоты.

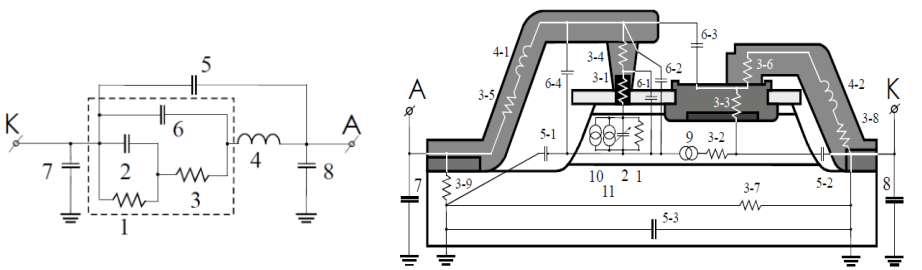
3. Описание компактной модели диода

В общем случае улучшение линейной ЭС компактной модели диода в настоящей работе достигалось путем добавления в ЭС дополнительных

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

элементов, описывающих линейные электрические характеристики всех основных «внутренних» и «внешних» конструктивных элементов диода и построением дополнительных электрических соединений, определяющих электрические взаимосвязи линейных и нелинейных элементов ЭС друг с другом.

Близкой к предлагаемой по сути является ЭС-модель планарного полупроводникового диода с балочным выводом [6] (рис. 2, *a*), описывающая два взаимосвязанных нелинейных: 1 – сопротивление R_J контакта металл-полупроводник с барьером Шоттки и 2 – емкость контакта C_J элемента – и шесть линейных элементов: 3 – последовательное сопротивление R_S, 4 – индуктивность диода L_f, 5 – емкость анод-катод C_{pp}, 6 – емкость между анодным контактом и поверхностью C_{fp}, 7 – емкость фильтра по питанию анода C_{pad1}, 8 – емкость фильтра по питанию катода C_{pad2}. Такая ЭС-модель может быть эффективно использована для проектирования интегральных диодных схем в СВЧ- и КВЧ-диапазонах приблизительно до ~110 ГГц.



a *b*

Рис. 2. Компактные ЭС-модели планарных диодов Шоттки: известной [6] – *a*) и разработанной – *b*) [2].

Fig. 2. Well-known [6] (a) and proposed [2] (b) compact EC-models of planar Schottky diode.

Согласно физическим представлениям, некоторые элементы представленной на рис. 2, *a* ЭС-модели описывают интегральное влияние сразу нескольких конструктивных компонентов диода. Поэтому для уточнения ЭС-модели необходимо сначала выделить более мелкие конструктивные компоненты диодного кристалла и затем описать их соответствующими дополнительными элементами эквивалентной схемы (рис. 2, *b*).

Так, эквивалентный элемент 3 на рис. 2, *a* описывает результирующее резистивное сопротивление R_S, которое образовано резистивным сопротивлением R_{BM} барьерной металлизации 3-1, сопротивлением R_L

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

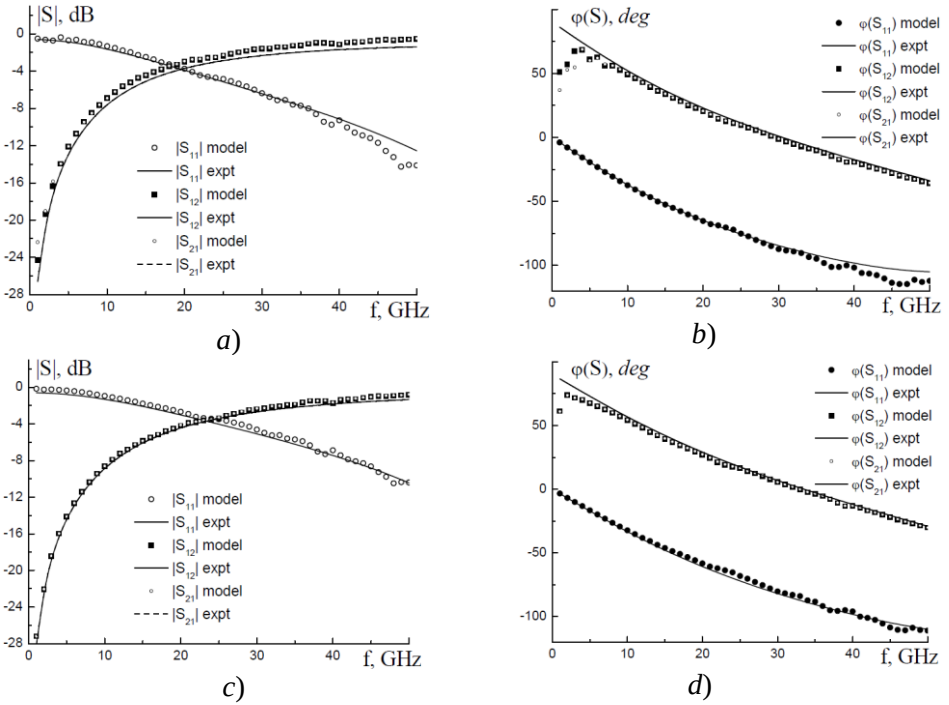


Рис. 3. Частотные зависимости измеренных (сплошные линии) и смоделированных (точки) амплитудных |S| и фазовых φ(S) характеристик при *U*: +0.2 В (*a* и *b*) и -0.6 В (*c* и *d*).
Fig. 3. Частотные зависимости измеренных (сплошные линии) и смоделированных (точки) амплитудных |S| и фазовых φ(S) характеристик при *U*: +0.2 В (*a* и *b*) и -0.6 В (*c* и *d*).

эпитаксиальных слоев структуры 3-2, сопротивлениями катода R_C 3-3 и вискера R_W 3-4, сопротивлением R_{br} воздушного моста 3-5, сопротивлением R_{ctd} вывода катода 3-6, сопротивлением R_{SC} подложки 3-7, сопротивлениями металлизаций контактных площадок R_{CS} 3-8 и R_{AS} 3-9 (рис. 2, *b*). Эквивалентный элемент 4 описывает индуктивность диода L_f, образованную последовательно включенными индуктивностями воздушного моста L_{br} 4-1 и вывода катода L_{ctd} 4-2. Эквивалентный элемент 5 описывает интегральную электрическую емкость *Cpp* диодного кристалла, образованную емкостью C_{pp}^{air} между анодом и катодом по воздуху 5-1, емкостью C_{ctd} между выводом омического контакта и гетероструктурой 5-2 и емкостью C_{sub} подложки 5-3. Эквивалентный элемент 6 описывает интегральную электрическую емкость C_{fp} между анодным контактом и поверхностью, которая включает емкость C_i между периферией анодного контакта и окружающей его поверхностью 6-1, емкость C_W вискер-поверхность 6-1,

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

емкость C_{bOC} между шляпкой вискера и металлизацией катода 6-3 и емкость C_{br} между воздушным мостом и гетероэпитаксиальными слоями меза-структуры 6-4.

Результаты моделирования и верификации

Значения внутренних элементов ЭС восстановленные по описанной выше методике при U=0 B с использованием новой [2] ЭС-модели (C_j=0.056 фФ, R_s=10.68 Ом, таб. 1) практически совпадают с экспериментальными (C_j=0.059 фФ, R_s=11 Ом, Рис. 1, *b*). Процедура экстракции позволяет добиться точности восстановления значений параметров ЭС в частотном диапазоне от 0.1 ГГц до 40 ГГц менее 5%.

Таб. 1. Значения параметров внутренних элементов новой ЭС-модели.
Tabl. 1. Values of the bias-dependent internal elements for new EC-model.

Внутренние элементы	Смещение на аноде U, В						
	-1	-0.8	-0.6	-0.4	-0.2	0	+0.2
C_j, фФ	0.040	0.042	0.043	0.049	0.050	0.056	0.065
C_i, фФ	0.302	0.819	1.289	5.189	8.095	10.48	14.53
R_{bm}, Ом	21.78	22.49	22.45	22.45	22.35	21.69	21.77
R_l, Ом	11.43	11.36	10.64	10.50	10.52	10.51	11.20
R_c, Ом	10.88	11.14	10.53	10.83	11.44	10.51	11.34
R_s, Ом	11.02	11.25	10.89	10.94	11.08	10.68	11.08

Результаты верификации показали достаточно хорошее совпадение модельных значений амплитудных |S| и фазовых φ(S) характеристик с измеренными в контролируемом частотном диапазоне до 50 ГГц (рис. 3).

Следует отметить, что восстановление по описанной выше методике значений внутренних элементов старой ЭС-модели (рис. 2, *a*) обеспечивает значительно более низкую точность (более 10 %) в значительно более узком (30 – 40 ГГц) частотном диапазоне, а восстановленные значения внутренних элементов ЭС не совпадают с определенными из ВАХ.

Заключение

Исследованная в работе более подробная компактная ЭС-модель арсенид-галлиевого планарного диода с анодным выводом в виде воздушного моста с вискером позволяет с необходимой точностью описывать параметры ее эквивалентных элементов в более высокочастотных диапазонах. Ожидается, что использование такой ЭС-модели позволит преодолеть в ТГц-диапазоне отставание полупроводниковой электроники от оптоэлектроники.

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

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнялась при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ. Уникальный идентификатор 8.4029.2017/4.6.

Список литературы.

[1] Интегрированные источники и приемники компании “Virginia Diodes, Inc.” [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.vadiodes.com/en/products/compact-receiver-modules-mixamc-i, свободный (дата обращения 02.06.2018).

[2] Торхов Н.А. Компактная модель диода с вискером терагерцового диапазона: МПК[51] H01L29/47 2006/01 / (РФ); заявитель и патентообладатель АО «НИИПП» г. Томск. – № 2016104780/28(007636); заявл. 11.02.2016.

[3] Торхов Н.А., Бабак Л.И. Компактная модель планарного диода с вискером ТГц-диапазона. XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, 29 ноября – 1 декабря 2017 г. 78-81.

[4] Торхов Н.А. Способ изготовления диода с вискером терагерцового диапазона. Патент 2635853 от 16.11.2017, приоритет от 26.01.2016, заявитель и патентообладатель АО «НИИПП» г. Томск.

[5] Kokolov A.A., Babak L.I. Methodology of Built and Verification of Non-Linear EE-HEMT Model for GaN HEMT Transistor. Radioelectronics and Communications Systems, 2015, Vol. 58, No. 10, pp. 435–443.

[6] Aik Yean Tang, Vladimir Drakinskiy, Klas Yhland and all. Analytical Extraction of a Schottky Diode Model From Broadband – Parameters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2013. V.61. No. 5. P. 1870-1878.

References

[1] Integrated sources and receivers “Virginia Diodes, Inc.” [online]. – URL: http://www.vadiodes.com/en/products/compact-receiver-modules-mixamc-i, free access (date: 02.06.2018).

[2] Torkhov N.A. Terahertz band compact model of the whisker-contacted diode: MPK[51] H01L29/47 2006/01 / (Russia); applicant and patent holder JSC «NIIPP», Tomsk. – № 2016104780/28(007636); applic. 11.02.2016. (In Russian).

[3] Torkhov N.A., Babak L.I. [Compact model of the whisker-contacted Schottky diode model for THz band]. *XIII International scientific-practical conference dedicated to the 55th anniversary of TUSUR*, 29 November – 1 December 2017, pp. 78-81. (In Russian).

[4] Torkhov N.A. Fabricatiob method of the whisker-contacted diode for THz band. Patent 2635853 from 16.11.2017, priority from 26.01.2016, applicant and patent holder JSC «NIIPP», Tomsk. (In Russian).

[5] Kokolov A.A., Babak L.I. Methodology of Built and Verification of Non-Linear EE-HEMT Model for GaN HEMT Transistor. Radioelectronics and Communications Systems, 2015, vol. 58, no. 10, pp. 435–443.

[6] Aik Yean Tang, Vladimir Drakinskiy, Klas Yhland and all. Analytical Extraction of a Schottky Diode Model From Broadband Parameters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2013, vol. 61, no. 5, pp. 1870-1878.

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

Analysis and optimization of W-band slow-wave structures

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

Abstract: *Properties of coupled-cavity slow-wave structure and "folded waveguide" are investigated in W-band. Electron beam transport in large-signal regime is optimized by appropriate variation of slow-wave structure geometry. The sever is designed for "folded waveguide".*

Keywords: *TWT, W-band, slow-wave structure, folded waveguide, sever*

Исследование и оптимизация замедляющих систем для W-диапазона

Галдецкий А.В., Богомолова Е.А.
АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино, 141190, Российская Федерация
galdetskiy@istokmw.ru

Аннотация: *Исследованы свойства замедляющих систем (ЗС) типа «петляющий волновод» и ЦСР для ЛБВ W-диапазона, а также транспорт электронного пучка через ЗС. Путем оптимизации геометрии ЗС на ЦСР удалось обеспечить 100% расчетное токопрохождение в динамическом режиме. Для ЗС «петляющий волновод» спроектирован узел поглотителя СВЧ энергии из керамики.*

Ключевые слова: лампа бегущей волны, *W*-диапазон, замедляющая система типа ЦСР, замедляющая система типа «петляющий волновод», поглотитель

1. Введение

В последние годы в СВЧ электронике большое внимание уделяется созданию ламп бегущей волны (ЛБВ) W-диапазона. При их разработке возникают технологические трудности, связанные с уменьшением размеров ЛБВ [1], и технические проблемы транспорта электронного потока в приборе и обеспечения эффективного взаимодействия.

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

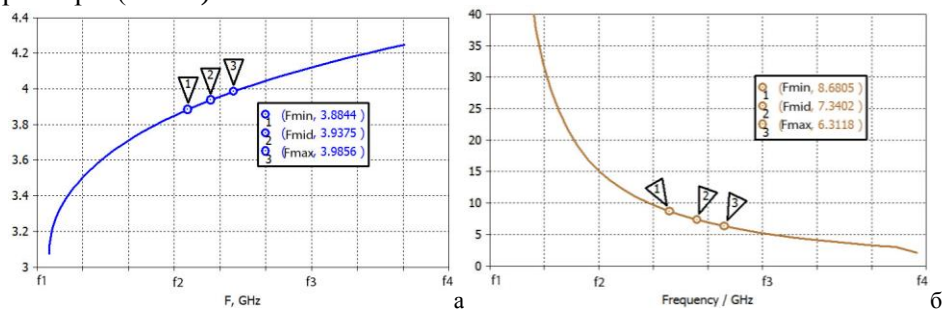
Важнейшим узлом ЛБВ, определяющим ее параметры, является замедляющая система (ЗС). В W-диапазоне перспективными ЗС являются системы типа цепочка связанных резонаторов (ЦСР) [2], модифицированный «петляющий волновод» [3], а также новая планарная ЗС типа «меандр» на алмазной подложке [4].

В данной работе исследовались ЗС типа ЦСР и модифицированный «петляющий волновод» для разрабатываемой низковольтной ЛБВ с выходной импульсной мощностью не менее 40 Вт, коэффициентом усиления 40 дБ и полосой 1 ГГц.

2. Замедляющая система на цепочке связанных резонаторов

Ранее на «Истоке» выпускалась ЛБВ W-диапазона на основе ЗС типа ЦСР с полосой рабочих частот 400 МГц и выходной мощностью 20 Вт. Достоинствами такой ЗС можно считать ее механическую прочность, термическую стойкость, простоту в подборе дисперсионной характеристики, а также большой опыт сборки и настройки приборов с ЗС на ЦСР. Однако есть и существенные недостатки: недостаточная ширина полосы пропускания, небольшое сопротивление связи, сложность сборки и многочисленные паяные соединения мелкоструктурных резонаторов. Поэтому здесь рассмотрена возможность разработки на базе указанного прототипа двух вариантов низковольтной ЛБВ мощностью 40 Вт и полосой 1 ГГц: на основе ЦСР и на основе «петляющего волновода».

Для ЗС типа ЦСР были промоделированы электродинамические параметры (Рис. 1).



а б

Рис.1. Дисперсия ЗС типа ЦСР: а – замедление c/v, б – сопротивление связи.
Fig. 1. Dispersion of CC SWS: a – slowing coefficient c/v, b – interaction impedance.

Расчет электроники показал, что в данном варианте проявляется сильная частотная зависимость эффективности энергообмена из-за значительного перепада параметра несинхронности b = 0.33...1.2 в полосе.

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

Для выравнивания АЧХ лампы была реализована изохронная выходная секция за счет уменьшения шага до 1.06 мм. Расчетная выходная мощность в полосе частот 1 ГГц составила от 70…90 Вт, электронный КПД увеличился с 2.5% до 4%.

Дополнительные проблемы обнаружились при транспорте пучка в поле МПФС. Хотя в статическом режиме моделирование показывает 100% токопрохождение, в динамическом режиме появляется значительное токооседание. В прототипе на практике удавалось обеспечить токопрохождение около 70-80%. Для решения проблемы с токопрохождением предлагается увеличить радиус пролетного канала с 0.2 мм до 0.25 мм на длине 7.42 мм в выходной части ЗС. Увеличение канала приводит к смещению рабочего диапазона данного участка ЗС. Этот сдвиг корректируется дополнительным изменением размеров резонаторов на данном участке. На Рис. 2 показаны профиль продольной компоненты магнитного поля в канале и траектории частиц пучка в статическом режиме работы прибора. В точках 4 и 14 осуществляется ввод/вывод СВЧ энергии. Электронный пучок на выходе из коллекторного полюса имеет заполнение 0.4, токооседание отсутствует.

а)

б)

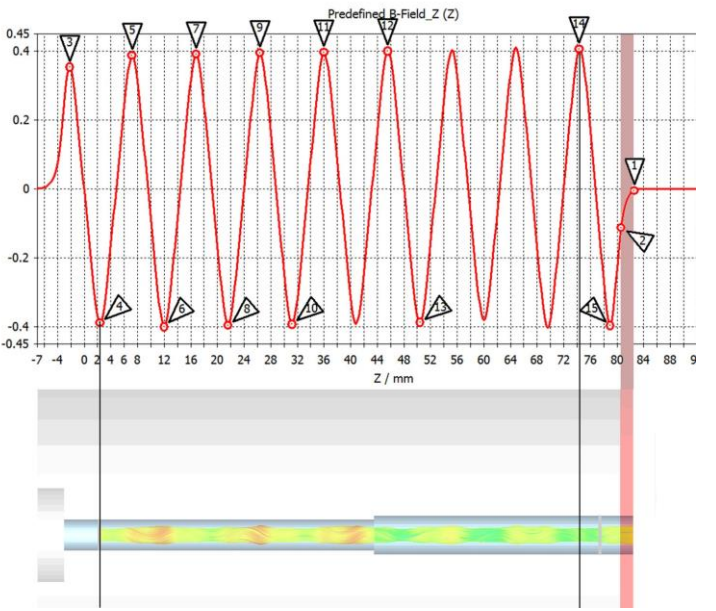


Рис. 2. Профиль магнитного поля МПФС (а) и траектории электронного потока в статическом режиме (б)

Fig. 2. PPM magnetic field distribution (a) and electron beam in static regime.

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

На Рис. 3 показаны траектории частиц в динамическом режиме работы прибора. Коэффициент заполнения на выходе составляет 0.72, токооседание отсутствует во всей рабочей полосе частот.

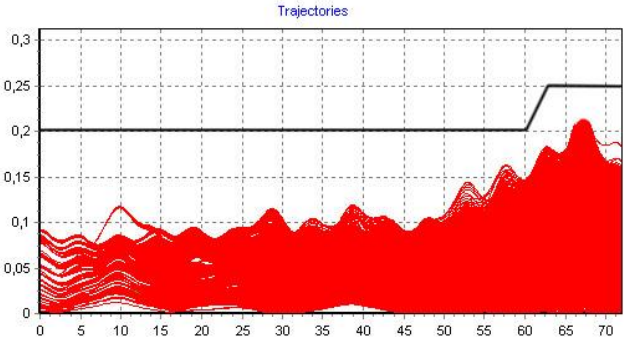


Рис. 3. Прохождение электронного потока в динамическом режиме
Fig. 3. Electron beam transport in large-signal regime.

Спроектированы узлы согласования ввода/вывода энергии. На Рис. 4 представлена характеристика согласования КСВн от частоты. Расчет показал, что профилирование шага и канала ЗС улучшает согласование в рабочей полосе частот, максимальное значение КСВн стало 1.15.

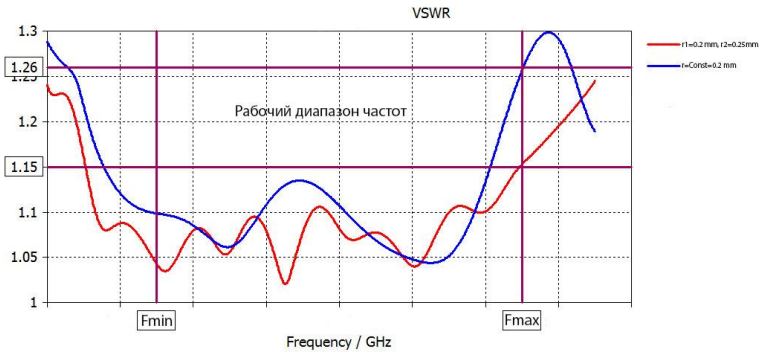


Рис.4. АЧХ КСВн согласования ЗС: без (синяя) и с (красная) профилированием диаметра канала.
Fig. 4. VSWR vs frequency for SWS coupling: without (blue) and with (red) tapering of canal diameter.

3. ЗС типа модифицированный «петляющий волновод»

Второй вариант конструкции низковольтной ЛБВ в W-диапазоне основывается на ЗС типа «петляющий волновод». Расчеты по данной ЗС и выходные параметры ЛБВ представлены ранее [5]. ЗС усовершенствована

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

с целью увеличения сопротивления связи и управления коэффициентом замедления без изменения шага ЗС.

В узле поглотителя СВЧ энергии использовалась керамика АН-МКХ2, имеющая следующие характеристики ε=22 и tanδ=0,16 в W-диапазоне. На Рис. 5 представлена геометрия поглотителя.

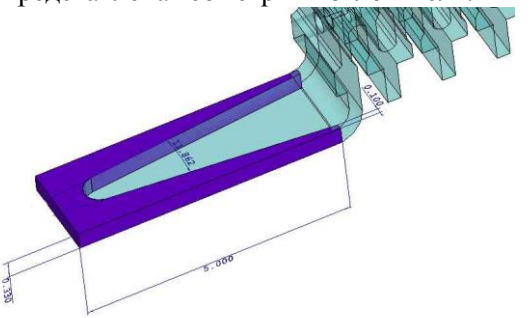


Рис. 5. Геометрия секции с поглотителем
Fig. 5. Geometry of the sever section.

Толщина керамики составляет 0.33 мм, длина – 5 мм. Форма поглотителя в виде «шпильки» обеспечивает хорошее согласование в широкой полосе частот - коэффициент отражения от узла S_{11} составляет около -30дБ Данный элемент может быть прецизионно изготовлен с помощью лазерной резки.

4. Заключение

Введение выходной изохронной секции ЗС на ЦСР позволило получить равномерную АЧХ на заданном уровне выходной мощности, увеличить КПД до 4%, мощность до 70 Вт. Увеличение диаметра пролетного канала обеспечивает 100% токопрохождение на коллектор.

Для приборов W-диапазона точность изготовления и сборки имеют решающее значение. Технология пайки не позволяет избежать появления галтелей, затеканий припоя. Пайка отдельных элементов ЗС традиционной конструкции (ЦСР), а также входного и выходного волноводов неизбежно приводит к появлению технологических разбросов в самых критических точках конструкции. ЗС типа «петляющий волновод» можно изготавливать с пролетным каналом и волноводами из одной заготовки [5]. Это позволит исключить из конструкции пайку входного и выходного волновода с ЗС. А изготовление канала с помощью электроэрозии дает возможность обеспечить малый диаметр канала и облегчить юстировку.

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

В ЗС типа «петляющий волновод» можно реализовать выступы в каждом из зазоров взаимодействия, что приводит к увеличению сопротивления связи в 2 раза, по сравнению с ЗС на ЦСР, что позволяет уменьшить длину лампы на 10 мм. Тепловой расчет показал, что ЗС типа «петляющий волновод» обладает лучшей теплорассеивающей способностью, чем ЗС на ЦСР, что дает возможность прибору работать в непрерывном режиме.

Список литературы

[1] Бушуев Н.А. Проблемы разработки широкополосных ЛБВ миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов. Журнал Радиоэлектроники, ISSN 1684-1719, №11, 2016, с.1-21

[2] Белявский Б.А., Бородин В.А., Носовец А.Ф. Мощные импульсные ЛБВ миллиметрового диапазона // Электроника и микроэлектроника СВЧ, 2015, том 1, с. 178-181.

[3] Иванов А.А. Результаты разработки и перспективы дальнейшего развития ЛБВ Ка- и W-диапазонов с замедляющей типа «петляющий волновод» // Материалы XIX координационного научно-технического семинара по СВЧ технике, 2017, с. 18

[4] Галдецкий А.В., Ракова Е.А. Планарная замедляющая система мм диапазона – проектирование и исследование технологии изготовления // 26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (Крымико'2016) материалы конференции в 13 томах, 2016, том 1, с. 339-347.

[5] Галдецкий А.В., Богомолова Е.А., И.П. Натура, Л.А. Сапрынская, И.М. Соколова ЛБВ W-диапазона с непрерывной мощностью 80 Вт // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (Крымико'2017). Материалы 27-ой Международной Крымской конференции. В 9-ти томах, 2017, том.1, с. 215-221.

References

[1] Bushuev N. A. [Problems of wideband TWTs development in millimeter and submillimeter wavebands]. *Zhurnal radioelektroniki*, ISSN 1684-1719, 2016, no. 11, pp. 1-21. (In Russian).

[2] Belyavskiy B. A., Borodin V. A., Nosovets A. F. [High power pulsed millimeter waveband TWTs] // *Elektronika i mikroelektronika SVCh*, 2015, vol. 1, p. 176-181.

[3] Ivanov A. A. [Current development results and prospects of future progress in TWTs Ka- and W wavebands based on slow-wave structure “folded waveguide”]. *Materialy XIX koordinacionnogo nauchno-tekhnicheskogo seminara po SVCh tekhnike*, 2017, p. 18. (In Russian).

[4] Galdetskiy A. V., Rakova E. A. [Millimeter range planar slow-wave structure – designing and investigation of manufacturing technology]. *26-ya Mezhdunarodnaya Krymskaya konferenciya «SVCH-tekhnika i telekommunikacionnye tekhnologii» (Krymiko'2016) materialy konferencii v 13 tomah*, 2016, vol. 1, pp. 339-347. (In Russian).

[5] Galdetskiy A. V., Bogomolova E. A., Natura I. P., Saprynskaya L. A., Sokolova I. M. [W-band TWT having CW power of 80 W]. *SVCh-tekhnika i Telekommunikacionnye Tekhnologii (Krymiko'2017) Materialy 27-oj Mezhdunarodnoj Krymskoj konferencii V 9-ti tomah*, 2017, vol. 1, pp. 215-221. (In Russian).

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

On the increase of electron beams transmission in multibeam K_u-band TWT with high average power

Galdetskiy A.V., Bogomolova E.A., Natura I.P., Saprynskaya L.A., Bakunin G.V.
JSC "RPC "Istok" named after Shokin"
Fryazino, 141190, Russian Federation
galdetskiy@istokmw.ru

Abstract: *The results of simulation of magnetic focusing system and multibeam electron optics are presented. Additional central magnet provides significant increasing of magnetic field uniformity. A new design of multibeam depressed collector is proposed. In the design central part of collector magnetic polepiece is separated from remaining part and electrically connected to collector. This method provides significant decreasing of backward electrons current.*

Keywords: *magnetic focusing system, permanent magnet, multibeam electron optics, depressed collector, transparent TWT*

Возможности повышения токопрохождения в многолучевой ЛБВ K_u-диапазона с высокой средней мощностью

Галдецкий А.В., Богомолова Е.А., Натура И.П., Сапрынская Л.А., Бакунин Г.В.
АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино, 141190, Российская Федерация
galdetskiy@istokmw.ru

Аннотация: *Представлены результаты моделирования магнитной фокусирующей системы для многолучевой оптики. Предложено конструктивное решение по повышению однородности магнитного поля в зазоре. Спроектирован многолучевой коллектор с рекуперацией, где центральная часть коллекторного полюса изолирована от внешнего и соединена с телом коллектора. Данное решение значительно уменьшает обратный ток электронов.*

Ключевые слова: магнитная фокусирующая система на постоянных магнитах, многолучевая электронно-оптическая система, коллектор с рекуперацией, ЛБВ

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

1. Введение

При разработке многолучевых приборов особое внимание уделяется обеспечению однородности распределения магнитного поля (МП) в рабочем зазоре [1-2], что является необходимым условием высокого токопрохождения. Особенно это актуально для ЛБВ с высокой средней мощностью, для которых уровень токооседания является критически важной величиной.

В данной работе исследовались электронно-оптическая система (ЭОС), магнитная фокусирующая система (МФС) и коллектор для многолучевой «прозрачной» ЛБВ, пакетированной постоянными магнитами, со средней мощностью 3 кВт, напряжением питания 24.5 кВ и рабочей полосой частот 1 ГГц. Целью работы было обеспечение возможности работы прибора в непрерывном режиме, а также повышение степени рекуперации.

Прототипом МФС служит конструкция с призматическими магнитами (Рис.1).

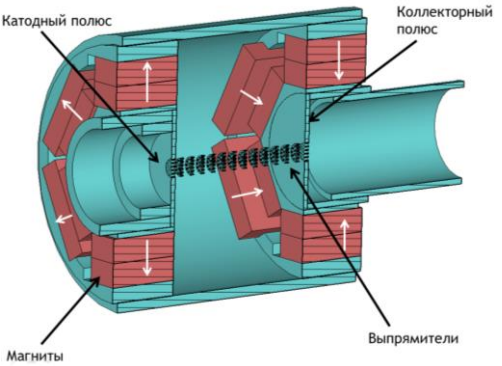


Рис.1. Геометрия прототипа МФС.
Fig. 1. Prototype of magnetic focusing system.

Ее недостатком является сильный провал (26%) МП в центре рабочего зазора, вследствие чего появляются большие (60 Гс) поперечные компоненты МП, что понижает токопрохождение до 85-90% и не позволяет повысить среднюю мощность лампы.

2. Магнитная фокусирующая система

Проектирование МФС основано на следующих исходных данных:

– Межполюсный магнитный зазор (длина пространства взаимодействия) составляет 65 мм;

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

- Продольная составляющая МП в зазоре должна составлять 2.7 кГс;
- Лучи расположены двумя группами: 6 лучей по кольцу с радиусом 1.45 мм, 12 лучей по кольцу с радиусом 2.9 мм
- Должно отсутствовать насыщение в перемычках между отверстиями в полюсных наконечниках. Значение МП на катоде не должно превышать 2%, в коллекторе - 25…30% от величины продольной составляющей МП в рабочем зазоре.

Введение в конструкцию МФС дополнительного магнита (Рис. 2) позволило компенсировать провал МП в центре системы и добиться однородности МП в рабочем зазоре (Рис. 3, 4) – перепад не более 4%.

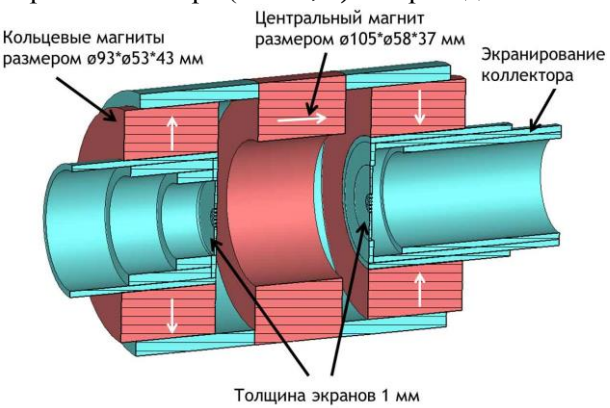


Рис.2. Геометрия начального варианта новой МФС.
Fig. 2. Initial geometry of new magnetic system.

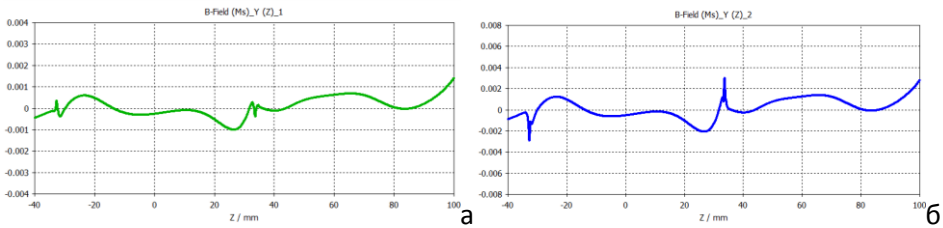


Рис.3. Поперечные компоненты МП на оси лучей: а) из внутренней группы (на радиусе 1.45 мм), б) из внешней группы (на радиусе 2.9 мм).
Fig. 3. Transversal components of magnetic field at internal (a) and external groups of beams.

Комплект призматических магнитов заменен на один кольцевой магнит. Толщина коллекторного полюса уменьшена до 1мм, чтобы исключить токооседание электронного потока на полюс. Увеличена толщина экрана коллектора, что значительно понизило МП в коллекторе (<156 Гс) и повысило равномерность токооседания по его внутренней поверхности.

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

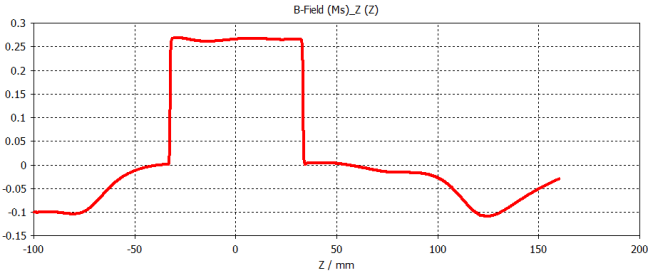


Рис. 4. Продольные компоненты МП на оси МФС.
Fig. 4. Longitudinal component of magnetic field on system axes.

Макет начального варианта новой МФС был изготовлен и испытан. На Рис. 5 показано сравнение расчетного и измеренного профилей распределения индукции магнитного поля в рабочем зазоре. Видно хорошее совпадение расчета и эксперимента.

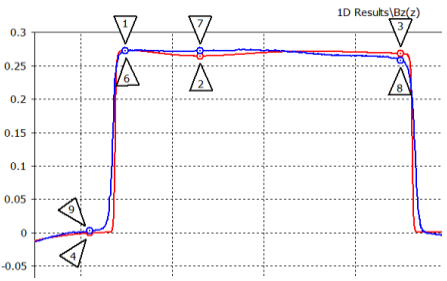


Рис. 5. Распределение МП на оси МФС: синяя кривая – эксперимент, красная – расчет.
Fig. 5. Experimental (blue) and calculated (red) distribution of magnetic field on axes.

3. Электронно-оптическая система

Геометрия и электрический режим электронной пушки предварительно рассчитывались в двумерном приближении для одной ячейки многолучевой пушки, затем расчет пучков в пролетных каналах делался в трехмерной программе CST Studio.

На рис. 6 представлена ячейка многолучевой ЭОС с плоским катодом и U_c = 245 В, U_a = 24.5 кВ, P_μ = 0.0648 мкА/В$^{3/2}$.

Трехмерный расчет статического режима прибора показывает, что конструкция новой магнитной системы обеспечивает малое значение поперечной составляющей МП и 100% токопрохождение пучка во всех каналах системы (рис.7). Выбор оптимальной толщины коллекторного полюса обеспечил отсутствие токооседания на полюс (Рис. 8)

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

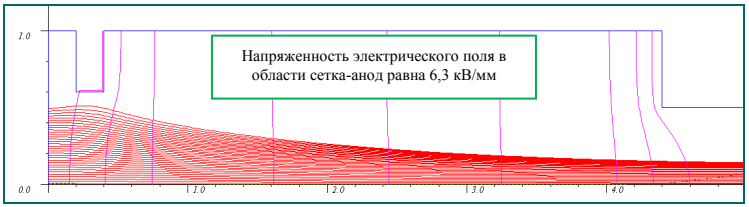


Рис. 6. Геометрия ячейки многолучевой ЭОС.
Fig. 6. Partial gunlet of multibeam design (2D simulation).

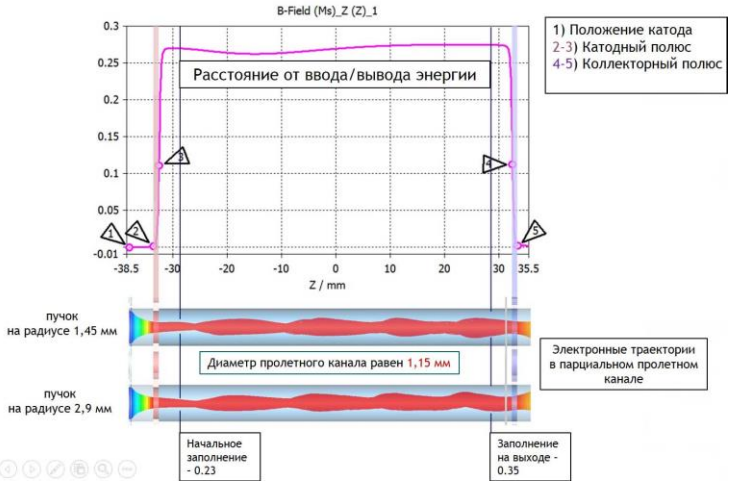


Рис.7. Профиль МП и траектории двух лучей электронного потока в статическом режиме.
Fig. 7. Magnetic field and electron trajectories of two beams in static regime.

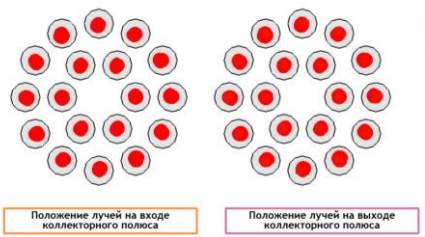


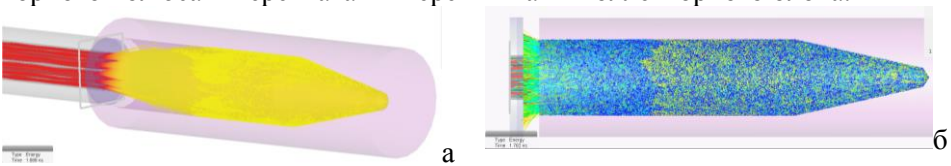
Рис.8. Разрез положения лучей на входе и выходе коллекторного полюса.
Fig. 8. Snapshot of beams on inlet and outlet of collector polepiece.

4. Многолучевой коллектор с рекуперацией

Расчет традиционной конструкции коллектора с одноступенчатой рекуперацией 6 кВ (Рис. 9) демонстрирует большой обратный ток (34 мА) из-за значительного потенциала рекуперации и большого общего входного

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

отверстия коллектора, через которое поле проникает внутрь полости. При повышении потенциала рекуперации обратный ток быстро растет, что не позволяет повышать кпд лампы. Реализовать индивидуальные входные отверстия в коллекторе для каждого из лучей в данной конструкции невозможно из-за быстрого расширения лучей после прохождения коллекторного полюса и перехвата их перемычками коллекторного блока.



а б

Рис. 9. Прохождение пучка в коллектор традиционной конструкции: а) без учета вторичной эмиссии, б) с учетом вторичной эмиссии

Fig. 9. Beams in conventional multibeam collector: a) without, b) with secondary emission.

Для решения данной проблемы мы предложили сделать коллекторный полюс разрезным, т.е. электрически изолировать центральную часть коллекторного полюса с отверстиями от внешней части полюса и соединить ее с коллектором (Рис. 10). Расчет статического режима с учетом вторичной эмиссии показал уменьшение обратного тока до 13 мА.

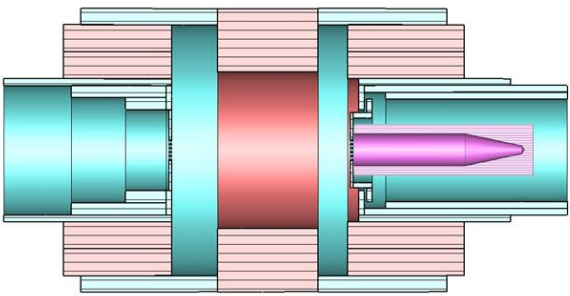


Рис. 10. Конструкция МФС и коллектора с разрезным коллекторным полюсом.

Fig. 10. New design of multibeam collector with splitted polepiece.

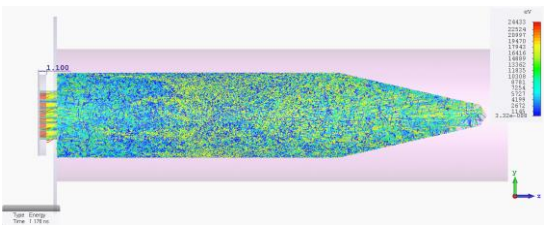


Рис. 11. Прохождение пучка в коллектор с разрезным полюсом в статическом режиме с учетом вторичной эмиссии.

Fig. 11. Multibeam flow in depressed collector with splitted polepiece.

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

5. Заключение

Предложенная модернизация конструкции МФС позволила кардинально улучшить однородность МП в рабочей области и обеспечить 100% токопрохождение на коллектор. Был изготовлен макет для данной конструкции – расчетная и экспериментальная кривые с высокой точностью совпадают. Использование новой конструкция МФС дает возможность работать многолучевой ЛБВ с высокой средней мощностью (от 3 кВт и более при напряжении питания 24.5 кВ и током 4,7 А).

Предложенная новая конструкция коллектора с разрезным коллекторным полюсом позволяет существенно снизить обратный ток из коллектора и дает возможность увеличивать степень рекуперации лампы и получать высокий КПД.

Список литературы

[1] Галдецкий А.В., Лопаткин Н.В., Натура И.П., Сапрынская Л.А., Хомич В.Б. Возможности повышения мощности и токопрохождения в динамическом режиме в ЭВП с профилированным магнитным полем. Материалы XVII координационного научно-технического семинара по СВЧ технике, 2011, с. 37

[2] Сазонов Б.В., Победоносцев А.С. Многолучевые многорежимные «прозрачные» ЛБВ и усилительные цепочки на их основе. Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2003. – Вып.2. – С. 5-8.

References

[1] Galdetskiy A. V., Lopatkin N. V., Natura I. P., Saprynskaya L. A., Khomich V. B. [Opportunities of increasing of power and beam transmission in large-signal regime in vacuum tubes with tapered magnetic field]. *Materialy XVII koordinacionnogo nauchno-tekhnicheskogo seminara po SVCh tekhnike*, 2011, N-Novgorod, p. 37. (In Russian)

[2] Sazonov B. V., Pobedonoscev A.S. [Multibeam multiregime “transparent” TWTs and amplifying chains based on them]. *Elektronnaya tekhnika. Ser. 1. SVCh-tekhnika*. 2003. no.2. pp. 5-8. (In Russian)

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

Possible ways of development of TWT based on a "folded waveguide" slow wave structure

Ivanov A.A.
Joint Stock Company "SPE "Salut"
Nizhniy Novgorod, 603950, Russian Federation
antiva@mail.ru

Abstract: *Possible variants of the TWT design with a "folded waveguide" slow wave structure (SWS) are proposed to improve the output parameters of the W-band devices. The analysis of the influence of the introduced design changes on various characteristics of the TWT is carried out. The possibility of increasing the TWT saturated power and efficiency in 2.5 times is shown.*

Keywords: *W-band, folded waveguide, coupling impedance, phase velocity, RF window, concentrated attenuator.*

Возможные пути развития ЛБВ на основе замедляющей системы типа "петляющий волновод"

Иванов А.А.
Акционерное Общество "НПП "Салют"
г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
antiva@mail.ru

Аннотация: *Представлены возможные варианты модернизации конструкции ЛБВ с замедляющей системой (ЗС) типа "петляющий волновод" направленные на улучшение выходных параметров изделий 3-мм диапазона длин волн. Проведен анализ влияния вводимых конструктивных изменений на различные характеристики ЛБВ. Показана возможность увеличения выходной мощности и КПД ЛБВ в 2.5 раза.*

Ключевые слова: W-диапазон, петляющий волновод, сопротивление связи, фазовая скорость, окно вывода энергии, локальный поглотитель.

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

1. Введение

Последние годы характеризуются активизацией разработок и внедрений в производство нового поколения ЛБВ и СВЧ-модулей на их базе, как в длинноволновой части миллиметрового диапазона, так и в коротковолновой его части. [1-4] 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.

При разработке ЛБВ мм диапазона малые размеры области взаимодействия порождают следующие проблемы: более высокие плотности тока катода, повышенное фокусирующее магнитное поле, снижение КПД. Максимальный коэффициент усиления ЛБВ падает с ростом рабочей частоты. Это обусловлено возрастающими с ростом частоты потерями в замедляющей системе. Данные проблемы встают все более остро при продвижении в коротковолновую часть мм диапазона.

В настоящее время на предприятии АО "НПП "Салют" ведутся работы по созданию ЛБВ W-диапазона с выходной мощностью достаточной для решения перечисленных выше задач [5]. В этих приборах используется замедляющая система типа "петляющий волновод", как наиболее полно отвечающая требованиям по величине ускоряющего напряжения, сопротивления связи и широкополосности. К тому же, такая цельнометаллическая ЗС обладает высокой теплостойкостью и механической прочностью. По результатам разработки была изготовлена лампа с выходной импульсной мощностью 50 Вт при ускоряющем напряжении 11.8 кВ, токе пучка 110 мА с коэффициентом усиления 32 дБ и полосой рабочих частот 6%.

2. Некоторые варианты модернизации существующей конструкции ЗС ЛБВ

Развитие данного направления исследований предполагает увеличение выходной мощности за счет повышения КПД лампы. Достичь этого позволяет введение выходной секции ЗС с измененной фазовой скоростью замедленной волны. Предварительные расчеты показывают, что наличие такой секции, составляющей 15% от общей длины ЗС, со скачком замедления в 6% (рис. 1.), увеличивает расчетный электронный КПД с 5.8% до 8,1% и, соответственно, выходную мощность с 70 до 100 Вт (на 40%).

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

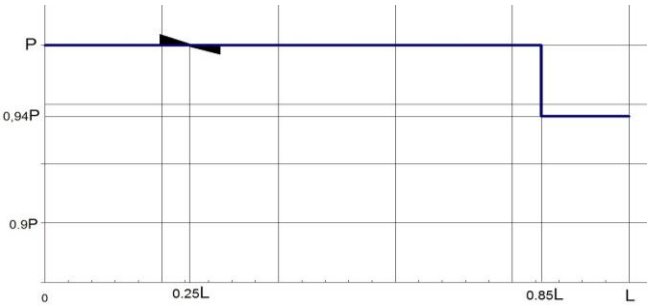


Рис. 1. Распределение замедления (P) вдоль ЗС (L).
Fig. 1.Slow-wave factor (P) distribution along SWS (L).

Дальнейшее улучшение параметров ЛБВ возможно при увеличении тока пучка и ускоряющего напряжения. К тому же, в ЗС типа "петляющий волновод" эффективность взаимодействия волны ЗС с электронным пучком растет при уменьшении диаметра пролетного канала.

Увеличение рабочего напряжения не желательно, так как с ростом напряжения растут масса и габариты источника питания ЛБВ, ухудшается его надежность. Увеличение тока пучка или уменьшение диаметра пролетного канала требуют соответствующего прироста уровня фокусирующего магнитного поля, величина которого в основном определяется внутренним диаметром полюсных наконечников магнитной периодической фокусирующей системы (МПФС). Увеличение внешних размеров магнитов не столь эффективно, это повышает массу прибора и не приводит к значительному росту магнитного поля на оси системы. При существующей конструкции ЗС, с размещенным в ней локальным поглотителем (рис. 2.), уменьшить внешний диаметр ЗС, а соответственно и внутренний диаметр наконечников, не представляется возможным. Минимальный диаметр в который вписывается данная конструкция составляет 4,8 мм.

Рис. 2. Фотография ЗС в области локального поглотителя.
Fig. 2. Photo of the SWS in the region of the concentrated attenuator.

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

В ходе исследований было предложено ввести пространство дрейфа между входной и выходной секциями ЗС, а поглотитель разместить ближе к пролетному каналу в районе пространства дрейфа, как показано на рис. 3. Это позволяет вписать ЗС в цилиндр диаметром 3.5 мм и увеличить амплитуду магнитного поля на оси системы с 3900 Гс до 5000 Гс.

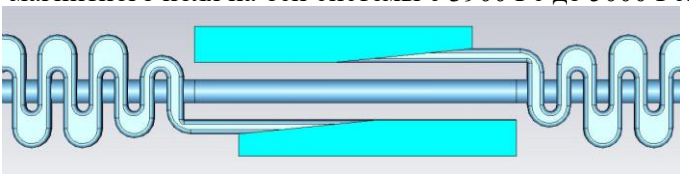


Рис. 3. Модифицированная ЗС.
Fig. 3. Modified SWS.

3. Анализ влияния вводимых конструктивных изменений на различные характеристики ЛБВ

Были проведены расчеты зависимости выходной мощности ЛБВ в режиме насыщения от длины пространства дрейфа (рис. 4.). Как оказалось, пространство дрейфа существенно не снижает величину выходной мощности. Напротив, при наличии пространства дрейфа определенной оптимальной длины выходная мощность может стать даже больше чем без него.

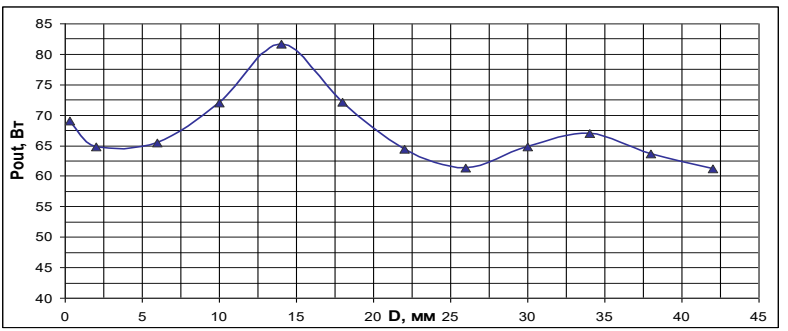


Рис. 4. Зависимость выходной мощности (Pout) от длины пространства дрейфа (D).
Fig. 4. The dependence of the output power (Pout) of the drift space length (D).

Положение этого оптимума зависит от количества периодов в первой секции ЗС и от уровня сигнала на входе ЛБВ, то есть от плотности пространственного заряда в сгустках электронов и их формы на выходе из первой секции ЗС. При правильно подобранных параметрах прирост выходной мощности может достигать 20 %.

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

Увеличенный уровень фокусирующего магнитного поля позволит транспортировать в пролетном канале диаметром 0.45 мм электронный пучок с током до 200 мА с неизменным заполнением канала, что, несомненно, увеличит уровень выходной мощности. Но соответственно увеличится и тепловая нагрузка на коллектор, который при напряжении рекуперации около 5000 В должен будет рассеивать до 1000 Вт мощности, что потребует жидкостного охлаждения и существенно ограничит область применения прибора.

Лучшим вариантом, с точки зрения энергетики, будет уменьшение диаметра пролетного канала с неизменным током пучка. Как показывают расчеты, амплитуда периодического фокусирующего магнитного поля порядка 5000 Гс позволит достичь 100% токопрохождения пучка с током 110 мА с коэффициентом заполнения 0.6 в канале диаметром не менее 0.35 мм. При этом сопротивление связи поднимется на 25%, что приведет к уменьшению длины ЗС на 15%, а выходная мощность вырастет на 50%.

4. Заключение

Предложены и рассчитаны некоторые варианты модернизации конструкции ЛБВ с замедляющей системой типа "петляющий волновод". Каждая модификация нацелена на повышение эффективности взаимодействия поля ЗС с электронным пучком и улучшение КПД. Применение этих конструктивных решений в совокупности позволит увеличить выходную мощность ЛБВ в 2.5 раза при неизменных токе и напряжении пучка.

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] 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.

[3] 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.

[4] 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.

[5] Иванов А.А. Разработка и экспериментальные исследования ЛБВ W-диапазона с выходной мощностью 50 Вт // Материалы 27 Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 2017, том.1, с.235.

[6] Силин Р.А. Периодические волноводы / М: Издательство ФАЗИС, 2002. 438 с.

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

[7] Кацман Ю.Л. Приборы СВЧ / М: Высшая школа, 1983. 368 с.

[8] Алямовский И.В. Электронные пучки и электронные пушки / М: Советское радио, 1966. 464 с.

[9] 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] Galdetskiy A.V., Rakova E.A. Planar mm waveband slow-wave structure – design and fabrication technology investigation. *Proceedings of the 26 International Conference «Microwave & Telecommunication Technology»*, 2016, V. 1, P.339.(In Russian).

[3] 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.

[4] 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.

[5] Ivanov A.A. Development and experimental study of W-band 50 W TWT. *Proceedings of the 27 International Conference «Microwave & Telecommunication Technology»*, 2017, V. 1, P.235.(In Russian).

[6] Silin R.A. *Periodical waveguides.* Moscow, FAZIS Publ., 2002. 438 p. (In Russian).

[7] Katsman Yu.L. *Microwave devices*. Moscow, Vysshaya Shkola, 1983. 368 p. (In Russian).

[8] Alyamovskiy I.V. *Electron beams and electron guns,* Moscow, Sovetskoe Radio, 1966. 464 p. (In Russian).

[9] Tsimring Sh.E. *Electron beams and microwave vacuum electronics.* Nizhniy Novgorod, IPF RAN Publ., 2012. 576 p. (In Russian).

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

Output microwave system for high-power W-band gyro-TWT

Alexander A. Bogdashov[1], Sergey V. Samsonov[1]
[1] *Institute of Applied Physics Russian Academy of Sciences,*
Nizhniy Novgorod, 603950, Russian Federation
bogdash@ipfran.ru

Abstract: *The output mode converter of a powerful W-band gyro-TWT was synthesized by the PSO algorithm. The objective function included TE11-HE11 mode conversion efficiency taking into account the diffraction losses at the high-voltage DC break of the depressed collector with a minimum of reflected power. The simulated efficiency of the converter in the frequency range of 92-98 GHz exceeded 95%.*

Keywords: High-power electronic, gyro-TWT, Particle Swarm Optimization (PSO), mode converter synthesis

Выходная электродинамическая система мощной широкополосной гиро-ЛБВ 3-мм диапазона

[1]Богдашов А. А., [1]Самсонов С. В.
[1]*Федеральный исследовательский центр Институт прикладной физики*
Российской академии наук (ИПФ РАН)
г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
bogdash@ipfran.ru

Аннотация: *Представлены результаты синтеза выходной электродинамической системы мощной гиро-ЛБВ 3-мм диапазона с помощью алгоритма PSO. Целью оптимизации являлось повышение эффективности преобразования в моду HE11 гофрированного волновода с учетом дифракционных потерь на высоковольтном разрыве депресс-коллектора при минимуме отраженной мощности. Расчётная эффективность преобразователя в диапазоне частот 92-98ГГц превышает 95%.*

Ключевые слова: электроника больших мощностей, гиро-ЛБВ, алгоритм PSO, синтез преобразователей типов волн

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

1. Введение

Гиротронная лампа бегущей волны (гиро-ЛБВ) является усилительной разновидностью гироприборов или мазеров на циклотронном резонансе (МЦР) – вакуумных источников, основанных на использовании стимулированного циклотронного излучения электронов. Использование волновода с винтовой гофрировкой позволяет существенно снизить критичность усилителя к скоростному разбросу в электронном пучке и повысить устойчивость к самовозбуждению без применения дополнительных поглотителей [1]. При определенных параметрах гофрировка эффективно связывает между собой квазикритическую и бегущую парциальные волны гладкого свехразмерного волновода. В результате в области малых продольных волновых чисел вместо гиперболической дисперсии и малой групповой скорости, присущей волнам гладкого волновода, одна из нормальных волн может иметь дисперсию, близкую к линейной, с достаточно большой групповой скоростью. Еще одним преимуществом таких гиро-ЛБВ является использование резонанса на второй гармонике, что позволяет снизить необходимую величину магнитного поля. В Институте прикладной физики РАН ведутся интенсивные исследования гиро-ЛБВ с винтовой гофрировкой [2, 3]. Предложена схема гиро-ЛБВ усилителя W-диапазона с выходной мощностью несколько сотен киловатт на основе каскада, включающего две лампы [4]. Первая гиро-ЛБВ обладает относительно высоким коэффициентом усиления 40-50 дБ, а вторая – при усилении 15-20 дБ обеспечивает высокую выходную мощность. В данной работе представлены алгоритм оптимизации PSO (Particle Swarm Optimization) и результаты расчёта выходной части электродинамической системы первой гиро-ЛБВ каскада.

2. Постановка задачи

Выходная электродинамическая система мощной гиро-ЛБВ должна удовлетворять ряду требований, диктуемых спецификой взаимодействия электронного пучка и электромагнитного излучения. Высокий уровень рассеиваемой на коллекторе тепловой мощности и СВЧ мощности, проходящей через вакуумное барьерное окно, предполагает использование сверхразмерной волноводной системы (радиус коллектора и окна $R>>\lambda$, где λ - длина волны излучения). Даже в первой гиро-ЛБВ каскада параметр сверхразмерности выходного узла R/λ~10. С точки зрения электродинамики такая многомодовая система позволяет применять методы квазиоптики. Однако широкополосное согласование выхода винтовой струк-

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

туры (с диаметром примерно равным длине волны) с присоединяемым к гиро-ЛБВ сверхразмерным волноводным трактом является достаточно сложной задачей. Повышение КПД усилителя с помощью депресс-коллектора усложняет эту задачу, так как разрыв волновода приводит к рассеянию СВЧ излучения в высшие волны и возможному отражению излучения в область взаимодействия с электронным пучком. При разработке выходной системы усилителя W-диапазона использован успешный опыт конструирования гиро-ЛБВ Ка-диапазона (Таблица 1). В систему входят те же основные компоненты - пара профилированных волноводных преобразователей с высоковольтным разрывом между ними, коллектор-волновод, двухдисковое вакуумное барьерное окно.

Табл. 1. Параметры гиро-ЛБВ Ка-диапазона, разработанных в ИПФ РАН [3].

Table 1. Parameters of Ka-band Gyro-TWTs, developed by IAP RAS [3].

Диапазон частот, ГГц	Режим	Выходная мощность, кВт	Электронный КПД (с рекуперацией)	Разброс скоростей	Усиление
33,1-35,5	Импульсный, скважность до 8	130-160	36%	20-30%	20 дБ
33-35	Непрерывный	>6 (max 7,7)	33%	30-40%	20 дБ

3. Алгоритм роя частиц

Для оптимизации профиля преобразователей использован метод роя частиц (PSO) [5, 6]. Алгоритм роя частиц имитирует поведение роя пчёл или стаи птиц в поисках корма с обменом информацией между особями. Возможны различные модификации алгоритма PSO. Рассмотрим простой вариант алгоритма, использованный в нашей работе. Первоначальное положение частиц в пространстве задано случайным образом. Движение роя особей (частиц) происходит в пространстве X. Его размерность может быть очень большой (~100). Каждой точке X соответствует заранее неизвестное (вычисляемое в процессе оптимизации на многомерном пространстве) значение функции $\eta(X)$. Ищем точку в пространстве параметров X_{gl}, где max $\eta(X)= \eta(X_{gl})$. Движение j-ой частицы в многомерном пространстве параметров описывается уравнениями (1). Текущие координаты j-той частицы задаются вектором X_j. Скорость частицы обозначена вектором V_j. Каждая особь роя помнит персональную точку в пространстве, обладающую наилучшими условиями (персональный локальный максимум X_{pj}). Координаты текущего максимума для всего роя заданы вектором X_{gl}. Это соответствует обмену информацией между всеми особями роя на каждой

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

итерации движения. Координаты и скорости *j*-той частицы на следующей итерации обозначены $\tilde{X}_j$ и $\tilde{V}_j$ соответственно. Существенно влияет на сходимость алгоритма параметр затухания движения частиц ω. Этот параметр позволяет «уплотнить» движение частиц вблизи максимума на конечном этапе оптимизации. В нашем случае выбрано ω=0.7, C_p=2.041, C_g=0.948, параметры η_1, η_2 – случайные числа на интервале [0, 1].

$$\begin{aligned} \tilde{V}_j &= \omega \cdot \left[V_j + C_g \cdot \eta_1 \cdot \left(X_{gl} - X_j \right) + C_p \cdot \eta_2 \cdot \left(X_{pj} - X_j \right) \right] \\ \tilde{X}_j &= X_j + \tilde{V}_j \end{aligned} \tag{1}$$

В ряде работ проведены исследования алгоритма PSO сложных функций в пространствах различной размерности. Указанные параметры алгоритма обеспечивают оптимальную сходимость в большинстве случаев. В отличие от стандартного алгоритма PSO мы ввели дополнительный цикл расчёта эффективности $\eta(X)$ в заданной точке пространства параметров на нескольких частотах в рабочем диапазоне частот. Это позволяет повысить эффективность преобразователя в расширенном диапазоне частот по сравнению с одночастотным синтезом. Результирующее значение эффективности представляет собой среднее геометрическое от эффективностей на различных частотах (2). *Nf* обозначает число точек на оси частот.

$$\eta(X_j) = \sqrt[Nf]{\prod_{i=1}^{Nf} \eta\left(X_j, f_i\right)} \tag{2}$$

4. Синтез волноводных преобразователей роем частиц

В задачу оптимизации включена минимизация потерь на излучение в волноводом разрыве. Мода TE11 на выходе винтовой структуры усилителя трансформируется в оптимальную смесь мод на разрыве с помощью первой секции волноводного преобразователя переменного радиуса, а затем с помощью второй секции преобразователя - в моду HE11 на выходе гиро-ЛБВ (включая коллектор-волновод).

Электродинамический расчёт всей системы выполняется методом матрицы рассеяния. Эффективность преобразователя на *i*-ой итерации η_i определяется как коэффициент связи полученного распределения поля в выходном сечении электродинамической системы с желаемым распределением A_d (модой HE11) за вычетом мощности отраженных мод B_k и потерь на экранированном разрыве P_{gap} (3).

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

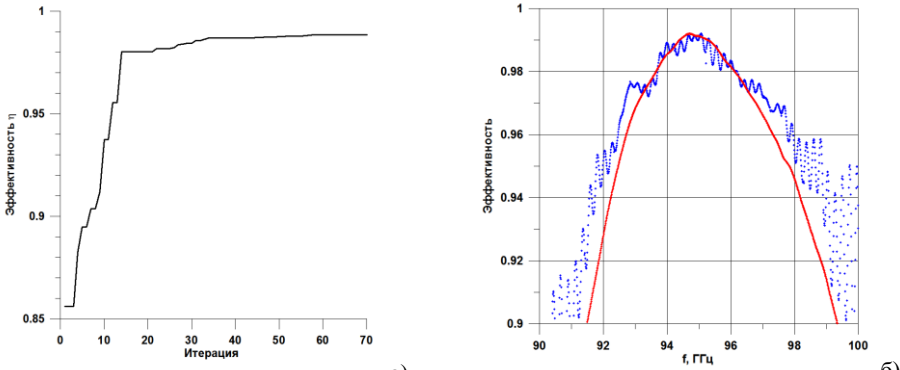
$$\eta\left(X_j, f_i\right) = \int \overline{E}_y^{ij} A_d dxdy \cdot \int E_y^{ij} \overline{A}_d dxdy - \sum_{k=1}^{N} \left|B_k^{ij}\right|^2 - P_{gap}^{ij} \qquad (3)$$

Распределение поля на выходе гиро-ЛБВ на заданной частоте $E_y(x,y)$ представляет собой основную компоненту амплитуды электромагнитного поля всей совокупности рассматриваемых мод круглого волновода с учётом взаимных фаз. Геометрия высоковольтного разрыва определяется из условия ограничения электростатического поля при потенциале на коллекторе -20кВ относительно выходного волновода. Конструкция выходного вакуумного окна гиро-ЛБВ также определена заранее и включена в процесс оптимизации как заданный волноводный элемент. Второй волноводный разрыв выполнен на воздухе в сверхразмерном волноводе без принятия специальных мер и обладает малым отражением и несущественными потерями на излучение.

Профиль преобразователя определяется набором последовательных расширяющихся конусов. Таким образом, пространство параметров $X=\{R_i, z_i\}$, $i=1,N$ включает в себя радиальную и продольную координаты каждого из конусов и имеет размерность $2N$. В данном случае число конических секций выбрано 14. Размерность пространства параметров равна 26. Число частиц в рое выбрано 25. В расчётах учитывалось 39 мод круглого волновода, как *TE*, так и *TM* типов с азимутальным индексом m=1. Для расчета потерь электромагнитного излучения на разрыве круглого волновода в рамках метода матрицы рассеяния предполагается, что разрыв круглого волновода экранирован круглым волноводом большого диаметра, а потери излучения соответствуют уходящим от разрыва модам в соответствующие коаксиальные волноводы. Такая система представляет собой четырехпортовый элемент и позволяет корректно учесть как дифракционные потери, так и отраженную от разрыва СВЧ мощность.

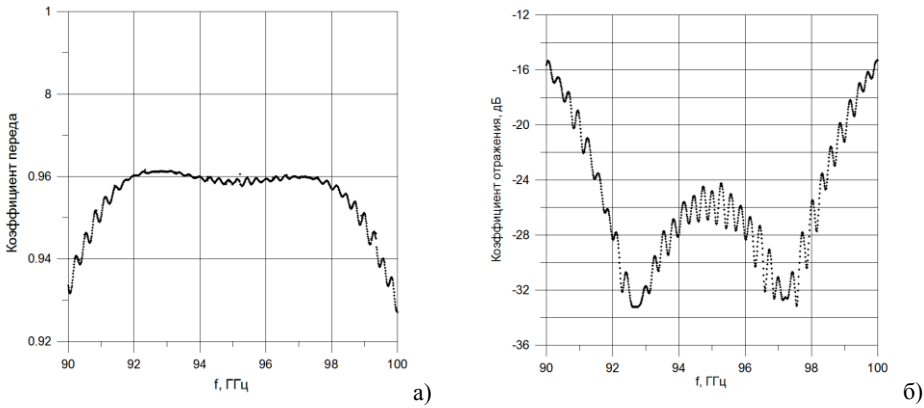
Общее число, рассчитанных в ходе оптимизации профилей, составило 1750. Частоты синтеза 93, 95, 97 ГГц. Сходимость процедуры синтеза показана на Рис.1а, результирующая эффективность электродинамической системы в диапазоне частот представлена на Рис.1б. На центральной частоте 95 ГГц расчётная эффективность составила около 99%. Коэффициент передачи через систему с учётом омических потерь и диэлектрических потерь в окне ($tg\Delta=10^{-3}$) показан на Рис.2а. Коэффициент отражения системы представлен на Рис.2б. Дифракционные потери на разрыве волновода не превышают 0,5% по мощности во всем диапазоне рабочих частот.

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



а) б)

Рис.1. а) Сходимость процедуры синтеза PSO; б) Эффективность системы в диапазоне частот (красная линия – без волноводного разрыва; синие точки – с разрывом).
Fig 1. a) PSO convergency, b) Output system efficiency in a frequency band.



а) б)

Рис 2.а) Коэффициент передачи через систему с учётом омических и диэлектрических потерь в окне ($tg\Delta=10^{-3}$); б) Коэффициент отражения от системы в диапазоне частот.
Fig.2.a) Transmission coefficient with Ohmic and dielectric losses, b) Reflection coefficient.

5. Заключение

Алгоритм оптимизация роем частиц (PSO) использован для синтеза профиля двухсекционного волноводного преобразователя с целью уменьшения отражения и потерь на высоковольтном разрыве депресс-коллектора и повышения эффективности трансформации моды TE11 в моду HE11 (Гауссов пучок) на выходе гиро-ЛБВ. Эффективность составила более 99% на центральной частоте 95ГГц. Результирующий профиль включает в себя 14 конических секций, экранированный волноводный

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

разрыв, волновод-коллектор и двухдисковое барьерное окно. Расчётная эффективность преобразователя в диапазоне частот 92 - 98ГГц превысила 95%.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке гранта РНФ №16-19-10332 от 12.05.2016.

Список литературы

[1] Denisov G.G., Bratman V.L., Cross A.W., et al. Gyrotron traveling wave amplifier with a helical interaction waveguide // Physical Review Letters. 1998. V.81. No.25. P.5680-5683.

[2] Денисов Г.Г., Богдашов А.А., Гачев И.Г., и др. Мощные широкополосные усилители на основе гиро-ЛБВ // Электромагнитные волны и электронные системы. 2015. Т.20. № 5. С. 28-33.

[3] Самсонов С.В., Гачев И.Г., Денисов Г.Г., и др. Широкополосная импульсная гиро-ЛБВ Ка-диапазона на основе волновода с винтовой гофрировкой // Радиотехника. 2014. № 4. С. 104-112.

[4] Samsonov S.V., Bogdashov A.A., Denisov G.G., et al. Cascade of Two W-band Helical-waveguide Gyro-TWTs with High Gain and Output Power. Concept and Modeling // IEEE Transactions on Electron Devices. 2017. V.64. No.3. P.1297-1301.

[5] Kennedy J. and Eberhart R., Particle Swarm Optimization // Proc. of 1995 IEEE International Conference on Neural Networks, IEEE Press, 1995. P.1942-1948.

[6] Bogdashov A.A., Rodin Y.V. Mode Converter Synthesis by the Particle Swarm Optimization // International Journal of Infrared and Millimeter Waves. 2007. V.28. No.8. P.627-638.

References

[1] Denisov G.G., Bratman V.L., Cross A.W., et al. Gyrotron traveling wave amplifier with a helical interaction waveguide // Physical Review Letters. 1998, vol. 81, no .25, pp. 5680-5683.

[2] Denisov G.G., Bogdashov A.A., Gachev I.G., et al. High-Power broadband Gyro-TWT amplifiers // Elektronie volny i systemy (In Russian). 2015, vol. 20, no. 5, pp.28-33.

[3] Samsonov S.V., Gachev I.G., Denisov G.G., et al. Pulsed Ka-band gyro-TWT // Radiotechnika. 2014, no. 4. pp. 104-112.

[4] Samsonov S.V., Bogdashov A.A., Denisov G.G., et al. Cascade of Two W-band Helical-waveguide Gyro-TWTs with High Gain and Output Power. Concept and Modeling // IEEE Transactions on Electron Devices. 2017, vol. 64, no. 3, pp. 1297-1301.

[5] Kennedy J. and Eberhart R., Particle Swarm Optimization // Proc. of 1995 IEEE International Conference on Neural Networks, IEEE Press, 1995, pp. 1942-1948

[6] Bogdashov A.A., Rodin Y.V. Mode Converter Synthesis by the Particle Swarm Optimization // International Journal of Infrared and Millimeter Waves. 2007, vol. 28, no .8, pp. 627-638.

Acknowledgements

The work was supported by the RSF grant No. 16-19-10332.

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

Slow wave system based on a rectangular waveguide with periodic diaphragms

[1]Davidovich M.V., [2,1]Bushuev N.A.
[1]*Saratov State University n.a. N.G. Chernyshevsky*
Saratov, 410012, Russian Federation
davidovichmvi@info.sgu.ru
Joint stock company "Almaz", Saratov
nabush2009@yandex.ru

Abstract: *Fast and reasonably accurate model for slowing down systems of type double shifted comb in a rectangular screen and slow-wave system of type the winding waveguide are proposed on the basis of the conductivity of the diaphragms in a rectangular waveguide. The conductivity of the capacitive diaphragm in the rectangular waveguide at the electric and magnetic wide walls is obtained. The dispersion of the double shifted comb and the winding waveguide is calculated.*

Keywords: *decelerating systems, periodic waveguide, diaphragm, ribbon electron beam, integral equation.*

Замедляющая система на основе прямоугольного волновода с периодическими диафрагмами

[1]Давидович М.В., [2,1]Бушуев Н.А.
[1] *Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского*
г. Саратов, 410012, Российская Федерация
davidovichmv@yandex.ru
[2] *Акционерное общество «Научно-производственное предприятие „**Алмаз**"*
г. Саратов, 410033, Российская Федерация
nabush2009@yajndex.ru

Аннотация: *Предложены быстрые и достаточно точные модели для ЗС типа двойные сдвинутые гребенки в прямоугольном экране и ЗС петляющий волновод на основе проводимости диафрагм в прямоугольном волноводе (ПВ). Получена проводимость емкостной диафрагмы в ПВ при электрической и магнитной широких стенках. Рассчитана дисперсия двойной сдвинутой гребенки и петляющего волновода.*

Ключевые слова: замедляющие системы, периодический волновод, диафрагма, ленточный электронный пучок, интегральное уравнение.

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

1. Введение

В ЛБВ ТГц микроэлектроники перспективны ленточные электронные пучки большой ширины и малой толщины с токами порядка 0.1 – 1.0 А, которые должны проходить через узкие в одном из поперечных направлений каналы [1–6]. Для достижения приемлемой мощности необходимы релятивистские ТГц ЛБВ (напряжения 20 кВ и более), поэтому высоких замедлений не требуется, и задача проектирования замедляющих систем (ЗС) состоит в увеличении широкополосности и сопротивления связи R_c. Перспективными и технологичными ЗС для этого являются широкие двусторонние гребенки со сдвинутыми гребнями в прямоугольном экране, рис. 1 [1–8]. Их анализ на основе коммерческих пакетов программ требует весьма больших ресурсов, что делает оптимизацию весьма затруднительной [5]. Поэтому задача получения быстрых алгоритмов важна. В работах [7,8] предложен метод функций Грина ПВ и рассмотрен метод частичных областей (ЧО), приводящие к интегральным уравнениям (ИУ) в продольных и поперечных сечениях. В [4,6] задача решена методом ЧО, приводящем к ИУ в продольном сечении. Цель работы – получение моделей на основе аналитических результатов, обладающих высокой точностью (существенно лучшей, модели типа [9]) и вычислительными затратами на порядки меньшими, чем строгие модели типа [4,6-8].

ЗС 1, рис. 1 может быть использована для расширения полосы и повышения R_c. Периоды гребенок кратные (для ЗС 1 их отношение 2:1). Более мелкую гребенку можно рассматривать как импедансную поверхность [9], управляющую дисперсией и R_c. Области брегговских резонансов второй гребенки более высокочастотные, что и объясняет расширение полосы. ЗС рис. 1 можно рассматривать как диафрагмированные прямоугольные волноводы (ПВ). Простые модели таких ЗС получаются для бесконечно тонких диафрагм, для которых R_c максимально. Пренебречь толщиной δ диафрагм вполне можно, если $\delta / d < 0.1$. Сдвинутые на $d/2$ гребенки обладают плоскостью скользящей симметрии, что приводит к слияния низших и высших по частоте прямых и обратных дисперсионных ветвей при фазовом сдвиге $\Psi = \pi$ и к существенному расширению полосы [3–6]. У симметричной гребенки (2, рис. 1) при $\Psi = \pi$ возникает запрещенная зона [4]. В случае больших высот *h* при сдвиге возникает перекрытие канала (3, рис. 1). В этом случае двойная симметричная сдвинутая на $d/2$ гребенка с диафрагмами толщины $\delta = d/8$ есть ЗС типа петляющий вол-

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

новод. В диафрагмах необходим пролетный канал (пучок на рис 1. показан пунктиром). По оси *y* ПВ имеет размер $b >> a$, что приводит к низкочастотной отсечке при волновом числе $k_0 = k_y = \pi / b$ (ЗС без отсечки в виде металлизированной диэлектрической гребенки рассмотрена в [7,8]). Для симметричной ЗС 2 возможны решения с электрической и магнитной стенками при $x = 0$. Первый случай эквивалентен одиночной гребенке в ПВ с половинным размером $a/2$ [10], а второй – одиночной гребенке в ПВ с половинным размером и с широкой магнитной стенкой. Первый случай имеет меньшую величину R_c и не интересен. Второй требует решения, которое отсутствует в литературе и далее будет получено. Рассматриваем бесконечно тонкие диафрагмы без диссипации и не учитываем взаимодействие по высшим затухающим (эванесцентным) модам. При расстоянии между диафрагмами порядка $d/2$ это взаимодействие слабое, и им можно пренебречь. При его уменьшении взаимодействие растет и при соединении диафрагм в одну приводит к следующему результату: вместо суммарной проводимости $2y$ от двух диафрагм в схеме реально имеем проводимость одиночной диафрагмы y. С хорошей степенью точности можно определить проводимости взаимодействующих на расстоянии Δ одинаковых диафрагм как $\tilde{y} = y\left(1 - \exp\left(-\alpha\Delta\right)/2\right)$, где $y = iB$ – проводимость одиночной диафрагмы. Величина α определяет затухание, и в качестве нее можно взять коэффициент затухания первой высшей моды, например, $\alpha = \sqrt{\left(\pi/a\right)^2 + \left(\pi/b\right)^2 - k_0^2}$ для ПВ. Физический смысл введенной поправки в том, что запасенная около одиночной диафрагмы реактивная мощность уменьшается в промежутке между двумя диафрагмами и делится между ними. Строгая полевая модель представлена в докладе.

2. Исследуемая модель

Рассмотрим периодический диафрагмированный ПВ с LE-волнами [10], для которых $E_y = 0$. Соответственно вводим магнитный вектор Герца $\mathbf{\Pi}^m = \mathbf{y}_0\left(k_0/k^2\right)H_y$, $k = \sqrt{k_0^2 - k_y^2}$. Зависимости от *y* компонент E_x, H_y и E_z в виде множителей $\sin\left(k_y y\right)$ и у компонент H_x, H_z в виде $\cos\left(k_y y\right)$ опускаем. Тогда зависящие от *x* и *z* поля имеют вид

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

$$E_x(x,y)=\frac{ik_0Z_0}{k^2}\frac{\partial H_y(x,z)}{\partial z},\quad E_z(x,y)=\frac{-ik_0Z_0}{k^2}\frac{\partial H_y(x,z)}{\partial x}, \tag{1}$$

$$H_x(x,y)=\frac{k_y}{k^2}\frac{\partial H_y(x,z)}{\partial x},\qquad H_z(x,y)=\frac{k_y}{k^2}\frac{\partial H_y(x,z)}{\partial z}\ . \tag{2}$$

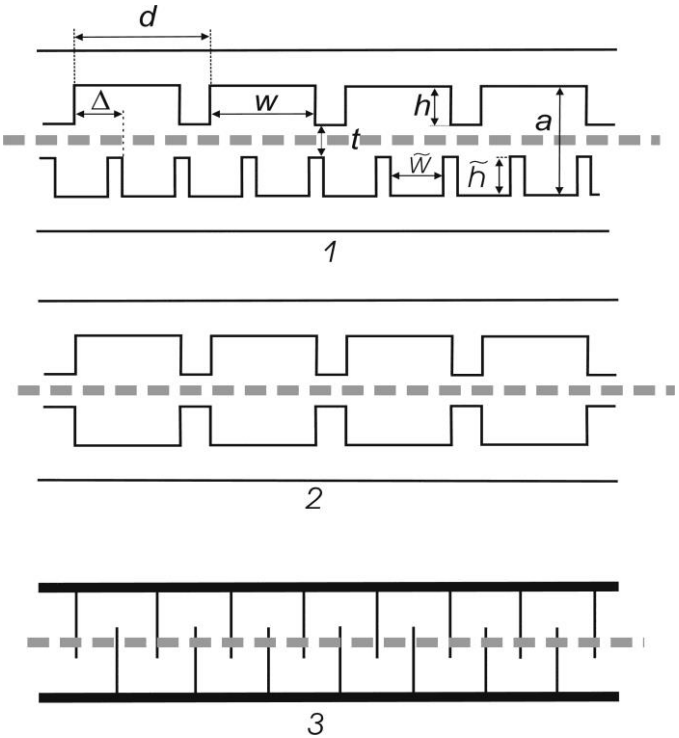


Рис. 1. ЗС типа гребенка: 1 – двойная сдвинутая гребенка с отношением периодов 2:1; 2 – симметричная гребенка; 3 – двойная сдвинутая гребенка с бесконечно тонкими диафрагмами и с перекрытием канала (петляющий волновод)

Согласно (1) импеданс LE_{m1}-моды $\widetilde{Z}_m=\left(k_0k_{zm}/k^2\right)Z_0$, $Z_0^2=\left(\mu_0/\varepsilon_0\right)$. Решение для регулярных по *y* неоднородностей ПВ следует из решения задачи для плоскопараллельного волновода ($k_y=0$) путем замены $k_0\to k=k_{z0}$ [10], что справедливо только для плоских неоднородностей. Для них нормированные адмитансы пропорциональны $\widetilde{Z}_0/\widetilde{Z}_m=k/k_{zm}$ в ПВ и $Z_0/\widetilde{Z}_m=k_0/k_{zm}$ в плоскопараллельном волноводе. Проводимость

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

емкостной диафрагмы $y = iB$ с размером выступа h с центром апертуры при x_0 берем в виде $B = -(2ka/\pi)\ln[\sin(\pi h/(2a))\sin(\pi x_0/a)]$ [10]. Для нахождения проводимости симметричной емкостной диафрагмы с магнитной стенкой при $x = 0$ берем разложение H_y по функциям $\sin(k_{xm}x)\exp(\pm ik_{zm}z)$, $k_{zm} = \sqrt{k_0^2 - k_{xm}^2 - k_y^2}$, $k_{xm} = (2m-1)/a$ с учетом условий излучения. Выражая компоненты полей из (1), (2) и сшивая по методике [10], получаем нормированную на импеданс $\tilde{Z}_1 = Z_0 k_0 k_{z1}/k^2$ моды LE_{11} входную проводимость $Y_{in} = (1-R)/(1+R) = 1 + iB$, где

$$B\sin(k_{x1}x)\int_{-t/2}^{t/2} E(x)\sin(k_{x1}x)dx = \int_{-t/2}^{t/2} K(x,x')E(x')dx', \qquad (3)$$

$$K(x,x') = 4k_{z1}\sum_{m=2}^{\infty} |k_{zm}|^{-1}\sin(k_{xm}x)\sin(k_{xm}x'). \qquad (4)$$

В (4) произошло сокращение на k_0/k^2. Вместо ИУ (4) можно использовать функционал

$$B = C/D = \int_0^{t/2}\int_0^{t/2} E(x)K(x,x')E(x')dx'dx \Big/ \left[\int_0^{t/2} E(x)\sin(k_{x1}x)dx\right]^2. \qquad (5)$$

В (5) учтена нечетность $E(x) = E_x(x,0)$ и нечетность ядра $K(x,x')$. Обозначим $\tau = \pi t/(2a)$, $\chi = \pi x/a$, $n = 2m-1$. Для вычисления (5) используем замену Швингера $\sin(\chi) = \sin(\tau)\sin(\theta)$ [10], приводящую к удовлетворяющему условию на ребре распределению электрического поля в виде $E(x) = E_0\tan(\theta)\sqrt{1-\sin^2(\tau)\sin^2(\theta)}$. Это распределение можно использовать в (5) для непосредственного получения значения B. Приведенная замена преобразует интегралы в (3) к области $-\pi/2 < \theta < \pi/2$, а в (5) – к области $0 < \theta < \pi/2$. Получим квазистатическое решение ИУ (3). Имеем

$$S(x,x') = \sum_{m=1}^{\infty}\frac{\sin(n\chi)\sin(n\chi')}{n} = \frac{1}{2}\sum_{m=1}^{\infty}\frac{\cos(n(\chi-\chi')) - \cos(n(\chi+\chi'))}{n}.$$

Используя формулу суммирования [11] и замену $\sin(y') = \sin(\pi t/(2a))\sin(\theta')$, получаем

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

$$4S(x,x')=\ln\left(\frac{\tan\left((\chi+\chi')/2\right)}{\tan\left((\chi-\chi')/2\right)}\right)=\ln\left(\frac{\sin(\chi)+\sin(\chi')}{\sin(\chi)-\sin(\chi')}\right)=\ln\left(\frac{\tan\left((\theta+\theta')/2\right)}{\tan\left((\theta-\theta')/2\right)}\right),$$

$$\sum_{m=2}^{\infty}\frac{\sin(k_{xm}\chi)\sin(k_{xm}\chi')}{|k_{zm}|}\approx\frac{a}{\pi}\left[\sum_{m=1}^{\infty}\frac{\sin(n\theta)\sin(n\theta')}{n}-\sin(\theta)\sin(\theta')\right]. \quad (6)$$

Используя (6) в ИУ (3), получаем приведенное квазистатическое решение $E(x)$ и квазистатическое значение проводимости $B=4\pi^{-1}k_{z1}a\cos^2(\pi t/(2a))/\sin(\pi t/(2a))$. Для его уточнения подставим $E(x)$ в (5). Квадрат интеграла в знаменателе равен $D=E_0^2a^2\sin^4(\tau)/4$. Рассмотрим интеграл

$$I_n=\int_{-t/2}^{t/2}\frac{\sin(n\chi)\sin(\chi)\cos(\chi)}{\sqrt{\sin^2(\tau)-\sin^2(\chi)}}dx=\frac{2a}{\pi}\int_0^{\tau}\frac{\sin(n\chi)\sin(\chi)\cos(\chi)}{\sqrt{\sin^2(\tau)-\sin^2(\chi)}}d\chi. \quad (7)$$

Очевидно, числитель (5) равен $C=E_0^2\sum_{m=2}^{\infty}I_{2m-1}^2/\sqrt{(2m-1)^2\pi^2/a^2-k^2}$. После замены $\sin(\chi)=\sin(\tau)\sin(\theta)$ и $\vartheta(\theta)=\arcsin(\sin(\tau)\sin(\theta))$ имеем интеграл

$$I_{2m-1}=2(a/\pi)\sin(\tau)\int_0^{\pi/2}\sin((2m-1)\vartheta(\theta))\sin(\theta)d\theta. \quad (8)$$

Для его вычисления воспользуемся формулой А(3.172) работы [11]:

$$\sin((2m-1)\vartheta)=(2m-1)\sum_{k=0}^{m-1}\frac{(-1)^k\sin^{2k+1}(\vartheta)}{(2k+1)!}\prod_{l=1}^{k}\left[(2m-1)^2-(2l-1)^2\right].$$

В ней положим $\sin^{2k+1}(\vartheta)=\sin^{2k+1}(\tau)\sin^{2k+1}(\theta)$. Таким образом, получаем

$$I_{2m-1}=(2m-1)a\sum_{k=0}^{m-1}\frac{(-1)^k(2k+1)!!\sin^{2k+2}(\tau)\sin^{2k+2}(\theta)}{(2k+1)!(2k+2)!!}\prod_{l=1}^{k}\left[(2m-1)^2-(2l-1)^2\right]. \quad (9)$$

Области применимости формул: для несимметричной диафрагмы $\pi/b<k_0<\sqrt{\pi^2/a^2+\pi^2/b^2}$ и $\sqrt{\pi^2/a^2+\pi^2/b^2}<k_0<\sqrt{9\pi^2/a^2+\pi^2/b^2}$ – для симметричной диафрагмы. В случае расположения одинаковых диафрагм на расстояниях $d/2$ значения их проводимостей корректируем множителем $(1-\exp(-\alpha d)/4)$. Для двух близко расположенных диафрагм используем множитель $(1-\exp(-\alpha\Delta)/2)$. Для LE_{11}-волны

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

$\alpha = \sqrt{9\pi^2/a^2 + \pi^2/b^2 - k_0^2}$. Заметим, что симметричную диафрагму можно возбудить волной H_{10}, и тогда в центре ее апертуры возникает электрическая стенка [10]. Но симметричный электронный пучок ее не возбуждает, и мы это не рассматриваем. Для работы с симметричным пучком следует использовать трансформатор мод от H_{10} к LE_{11}. Считаем, что в волновод периодически включены диафрагмы с проводимостями y_1, y_2, y_3. Это значит, что следующая за диафрагмой y_3 будет y_1. Задача упрощается для одинаковых расстояний $d/3$. Здесь корректирующий множитель $(1-\exp(-\alpha d)/6)$. Одномодовое рассмотрение не позволяет различать наличие несимметричной диафрагмы на конкретной стенке ПВ. Вводим расстояния между диафрагмами Δ_1, Δ_2 и $\Delta_3 = d - \Delta_1 - \Delta_2$ соответственно от первой до второй, от второй до третьей и от третьей до следующей. Перемножая нормированные матрицы передачи диафрагмы и отрезка волновода, получаем матрицу звена диафрагма-отрезок волновода

$$\hat{a}_n = \begin{bmatrix} \cos(k_{z1}\Delta_n) & i\sin(k_{z1}\Delta_n) \\ i\sin(k_{z1}\Delta_n) + y_n & -B_n\sin(k_{z1}\Delta_n) + \cos(k_{z1}\Delta_n) \end{bmatrix},$$

в которой $B_n = |y_n|$. Полная матрица периода ЗС $\hat{a} = \hat{a}_1\hat{a}_2\hat{a}_3$ связывает комплексные амплитуды $E_x(0) = E_x(d)\exp(i\Psi)$ и $ZH_y(0) = ZH_y(d)\exp(i\Psi)$ при $z = 0$ с такими же амплитудами $E_x(d)$ и $ZH_y(d)$ при $z = d$ компонент электрического и магнитного полей в этих поперечных сечениях. Условия Флоке явно наложены: $\Psi = k_z d$ – фазовый сдвиг на период. В результате получаем ДУ Флоке-Блоха в виде $\cos(\Psi) = X$ и его явное решение: $\Psi = \arccos(X) = -i\ln\left(X \pm \sqrt{X^2 - 1}\right)$. Здесь $X = (a_{11} + a_{22})/2$. Решение $-\Psi$ также дается этой формулой, что означает взаимный переход (неразличимость) прямых и обратных волн в периодических недиссипативных ЗС подобно взаимно противоположным волнам в волноводе. Для выделения прямой волны периодичность ЗС должна быть нарушена: введением источника, либо введением диссипации. Тогда движение энергии идет либо в сторону от источника, либо в сторону затухания волны. Волна прямая, если фаза движется также в сторону движения энергии, и обратная в противном случае. Рассмотрим учет

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

влияния конечной толщины диафрагмы. Пусть также на периоде имеем три диафрагмы с толщинами δ_n. Рассчитываем проводимость бесконечно тонкой диафрагмы y_n. Выполняем корректировку $\tilde{y}_n = y_n\left(1-\exp\left(-\alpha\delta_n\right)/2\right)$. Толстую диафрагму рассматриваем как две диафрагмы $\tilde{y}_n$, разделенные отрезком волновода с матрицей

$$\hat{a}_{\delta n} = \begin{bmatrix} \cos\left(\gamma_n\delta_n\right) & i\rho_n\sin\left(\gamma_n\delta_n\right) \\ i\rho_n^{-1}\sin\left(\gamma_n\delta_n\right) & \cos\left(\gamma_n\delta_n\right) \end{bmatrix}.$$

В ней $\rho_n = Z_n / Z$ есть отношение волновых сопротивлений каналов, определяемых отношением постоянных распространения. Если диафрагмы несимметричные, все постоянные распространения равны k и все $\rho_n = 1$. Размер канала в области симметричной диафрагмы t_n, поэтому $\gamma_n = \sqrt{k_0^2 - \pi^2/t_n^2 - \pi^2/b^2}$, $\rho_n = \gamma_n / k_{z1}$. Если канал запредельный, то $\gamma_n = -i\left|\gamma_n\right|$, и энергия передается посредством эванесцентных мод.

Рассмотрим получение строгих электродинамических моделей. В случае двух одинаковых бесконечно тонких диафрагм берем разложение

$$H_y\left(x,z\right) = \sum_{m=1}^{\infty}\sin\left(k_{xm}x\right)\left[\alpha_m\cos\left(k_{zm}z\right) + \beta_m\cos\left(k_{zm}\left(z-d\right)\right)\right]. \qquad (10)$$

Для симметричных диафрагм $k_{xm} = \left(2m-1\right)\pi x / a$, $m = 1,2,\ldots$, $k_{zm} = \sqrt{k^2 - k_{xm}^2}$. Для несимметричных диафрагм $k_{xm} = m\pi x / a$, $m = 0,1,2,\ldots$, а отсчет x удобно ввести от нижней стенки. Тогда следует сделать замену $\sin\left(k_{xm}x\right)$ на $\cos\left(k_{xm}x\right)$. Определяя $E_x\left(x,z\right)$ и коэффициенты через $E\left(x\right) = E_x\left(x,0\right) = E_x\left(x,d\right)\exp\left(-i\Psi\right)$, получаем ИУ

$$\int_{-a/2}^{a/2} K\left(x,x'\right)E_1\left(x'\right)dx' = \cos\left(\Psi\right)\int_{-a/2}^{a/2}\tilde{K}\left(x,x'\right)E_1\left(x'\right)dx', \qquad (11)$$

$$K\left(x,x'\right) = \sum_{m=1}^{\infty}\frac{\sin\left(k_{xm}x\right)\sin\left(k_{xm}x'\right)}{k_{zm}\tan\left(k_{zm}d\right)}, \quad \tilde{K}\left(x,x'\right) = \sum_{m=1}^{\infty}\frac{\sin\left(k_{xm}x\right)\sin\left(k_{xm}x'\right)}{k_{zm}\sin\left(k_{zm}d\right)}.$$

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

Если $E(x)$ есть решение ИУ (11), то фазовый сдвиг определяется из функционала

$$\cos(\Psi) = \int_{-a/2}^{a/2} E(x)K(x,x')E(x')dx' \Big/ \int_{-a/2}^{a/2} E(x)\tilde{K}(x,x')E(x'). \qquad (12)$$

Явная модель для Ψ в ЗС 3 рис. 1 также легко получается путем использования двух ЧО. В симметричном случае ($\Delta = 0$) используем $E(x) = E_0 \tan(\theta)\sqrt{1-\sin^2(\tau)\sin^2(\theta)}$, а в несимметричном случае берем $E(x)$ из [10].

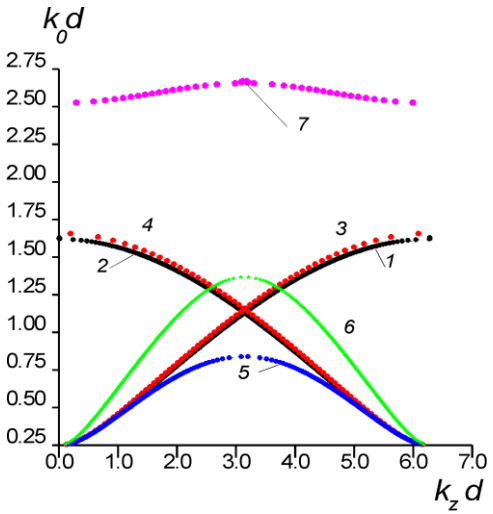


Рис. 2. Дисперсия ЗС 3: прямая ветвь (кривые 1, 3) и обратная ветвь (2, 4) при $h = 0.8a$ по строгой (1, 2) и приближенной (3, 4) моделям, а также дисперсия основной моды ЗС 2 с нулевой толщиной (5, 6) для электрической стенки при $t = 0.1a$ (5) и $t = 0.2a$ (6) и моды с магнитной стенкой (7) при $t = 0.3a$. Параметры ЗС: $d/a = 0.8$, $b/a = 10$

3. Результаты и заключение

На рис. 2 приведены результаты моделирования на основе приближенной модели с проводимостями и на основе функционала типа (12) с двумя апертурами, показывающие хорошее соответствие одномодовой и полевой моделей.

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

Итак, в работе получены простые соотношения для моделирования дисперсии в ЗС с использованием ленточного пучка, позволяющие учитывать диссипацию и многомодовый характер распространения волн.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного при поддержке Российского научного фонда, проект №16-19-10033.

Список литературы

[1] Алехин Ю.В., Апин М.П., Бурцев А.А. и др. Сверхширокополосные лампы бегущей волны. Исследование в СВЧ-, КВЧ- и ТГЧ-диапазонах. Внедрение в производство // М.: Радиотехника, 2016. 480 с.

[2] Carlsten B.E. Modal analysis and gain calculations for a sheet electron beam in a ridged waveguide slow-wave structure // Phys. Plasmas. 2002. Vol. 9. No. 12. P. 5088–5096.

[3] Shin Y.-M., Barnett L.R., Luhmann N.C. Strongly confined plasmonic wave propagation through an ultrawideband staggered double grating waveguide // Applied Phys. Lett. 2008. Vol. 93. No. 22. 221504-3.

[4] Рожнёв 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 // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2013. Т. 56. № 8–9. С. 601–613.

[5] Deng G., Chen P., Yang J., Yin Z., Ruan J. 0.22 THz two-stage cascaded staggered double-vane traveling-wave tube // J. Comput. Electron. 2015. Vol. 15. No. 2. P. 634-638.

[6] Каретникова Т.А., Рожнев 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.

[7] Бушуев Н.А., Давидович М.В., Шиловский П.А. Перспективные замедляющие системы терагерцового диапазона для ЛБВ // Известия Саратовского университета. Новая серия. Серия Физика. 2012. Т. 12. Вып. 2. С. 64-75.

[8] Давидович М.В., Бушуев Н.А. Замедляющая система – двойная гребенка на диэлектрической подложке в прямоугольном экране // Антенны. 2014. № 8. С. 49-57.

[9] Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны. М.: Радио и связь, 1988. 440 с.

[10] Левин Л. Современная теория волноводов. М.: ИЛ, 1954. 216 с.

[11] Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов, и произведений. М.: ГИФМЛ. 1962. 1100 с.

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

Modeling of O-type relativistic TWT with sheet electronic beams

Aksenchyk A.V., Kirinovich I.F.
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics,
Minsk, 220013, Belarus
aksenchik@bsuir.by, kirinovich@bsuir.by,

Abstract: *The mathematical model of calculation relativistic the O-type TWTs on folded rectangular waveguides with sheet electronic beams taking into account a space charge is formulated. Optimization of parameters was spent and the maximum efficiency of variants of devices for the different sizes of the electronic beam, accelerating voltages 500 kV, currents of electronic beam 200 A was obtained. It was shown, that the efficiency one-section, two-section TWTs can reach of 56 %, gain 30-50 dB.*

Keywords: *O-type amplifier, sheet beam, relativistic, TWT, rectangular waveguide, optimization.*

Моделирование релятивистских ЛБВ О-типа с ленточными электронными пучками

Аксенчик А.В., Киринович И.Ф.
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники,
г. Минск, 220013, Беларусь,
aksenchik@bsuir.by, kirinovich@bsuir.by,

Аннотация: *Сформулирована математическая модель расчета релятивистских ЛБВ О-типа на волнообразно изогнутых прямоугольных волноводах с ленточными электронными пучками с учетом пространственного заряда. Проведена оптимизация параметров и получены предельные КПД вариантов приборов для разных размеров электронного пучка, ускоряющих напряжений 500 кВ, токов электронного пучка 200 А. Показано, что КПД односекционных, двухсекционных ЛБВ может достигать 56%, коэффициент усиления по мощности 30-50 дБ.*

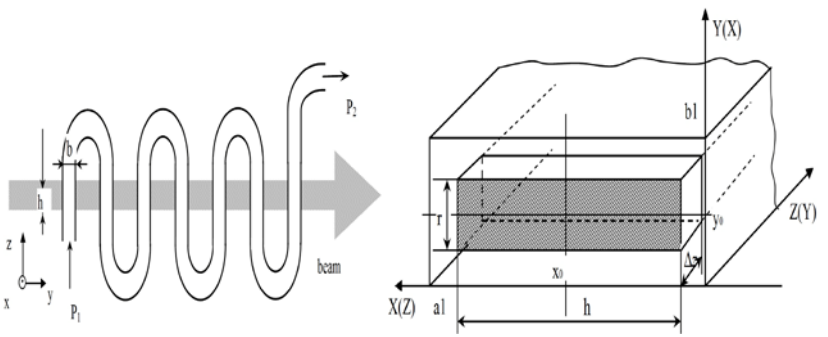
Ключевые слова: *усилитель О-типа, ленточный пучок, релятивистский, ЛБВ, прямоугольный волновод, оптимизация.*

1. Введение

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

В опубликованных ранее работах [1, 2] проводились расчеты релятивистских ЛБВ О-типа на волнообразно изогнутых прямоугольных волноводах с электронными пучками цилиндрической формы. Однако в настоящее время для повышения эффективности и мощности вакуумных приборов СВЧ предлагается использование ленточных электронных пучков [3-5]. Ленточные электронные пучки с сечением прямоугольной формы позволяют увеличить ток пучка, уменьшить плотность пространственного заряда, обеспечить более высокую эффективность приборов в широкой рабочей полосе частот.

На рис. 1, *а* показана схема замедляющей системы прибора [1, 2, 7], в котором осуществляется дискретное взаимодействие прямолинейного электронного потока с полем ТЕ волны волнообразно изогнутого прямоугольного волновода. Назовем такой волновод - WB (wavy bending) волновод. Электронный поток (ЭП) проходит через прямоугольные отверстия в таком волноводе посередине широкой стенки (в максимуме поперечного электрического поля). На рис. 1, *б* показан ленточный пучок прямоугольной формы (сечение заштриховано) в канале дрейфа размером $a1 \times b1$. В скобках указаны составляющие системы координат волновода, изображенного на рис.1, *а*.



а *б*

Рис. 1. Схема прибора: *а* - схема замедляющей системы ЛБВ; *б* - ленточный пучок прямоугольной формы (сечение заштриховано) в канале дрейфа размером $a1 \times b1$.

Fig. 1. The device model: *а* - the scheme of slow-wave structure TWT; - the sheet beam of the rectangular form (the section is shaded) in the drift channel the size $a1 \times b1$

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

При подаче на вход СВЧ сигнала, волна, проходящая по волноводу, модулирует в зазорах ЭП по скорости. При оптимальных длинах каналов дрейфа и фазах поля в зазорах модуляция ЭП усиливается за счет взаимодействия в последующих зазорах электромагнитной (ЭМ) волны и сгруппированного электронного потока. Модуляция по скорости переходит в модуляцию по плотности и в последних зазорах происходит отбор энергии от сгруппированных сгустков. Таким образом, взаимодействие ЭМ волны в волноводе и электронов происходит дискретно в волноводных зазорах.

Для обеспечения синхронизма необходимо так подобрать длины отрезков волновода и длины каналов дрейфа, чтобы электрон при движении вдоль оси Y, попадал бы в поле E_y TE волны одной и той же фазы. В настоящей работе описана математическая модель и проведены оптимизационные расчеты ЛБВ-О на WB волноводе (TWT WB) в СМ- диапазоне длин волн.

2. Математическая модель расчета релятивистских ЛБВ О-типа на волнообразно изогнутых прямоугольных волноводах.

Математическая модель расчета релятивистских ЛБВ О-типа на волнообразно изогнутых прямоугольных волноводах с ленточными электронными пучками формулируется в одномерном приближении с учетом пространственного заряда. ЛБВ моделируется цепочкой эквивалентных четырехполюсников [2, 6, 7]. Один четырехполюсник моделирует один изгиб волнообразно изогнутого прямоугольного волновода (рис. 1, *а*). Матрица передачи $\dot{A}$ четырехполюсника, моделирующего изогнутый отрезок волновода длинной ℓ, имеет следующий вид [6, 7]:

$$\dot{A}=\left\| \begin{array}{cc} ch(j\dot{\Gamma}\ell) & Z_w \cdot sh(j\dot{\Gamma}\ell) \\ \frac{1}{Z_w} sh(j\dot{\Gamma}\ell) & ch(j\dot{\Gamma}\ell) \end{array} \right\| \qquad (1)$$

где $\dot{\Gamma}=\Gamma'-j\Gamma''$; - постоянная распространения волны; $\Gamma^{'}=K\sqrt{1-\chi_{mn}^2/K^2}$ - продольное волновое число; $K=\omega\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}$;

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

$\chi^2 = \chi_{mn}^2 = (m\pi/a)^2 + (n\pi/b)^2$ - поперечное волновое число;

$\Gamma'' = \dfrac{R_S\left[1+\dfrac{2b}{a}(\lambda/\lambda_{cr})^2\right]}{Z_0 \cdot b\sqrt{1-(\lambda/\lambda_{cr})^2}}$ - коэффициент затухания для волны TE_{10} в прямоугольном волноводе; λ_{cr} - критическая длина волны в волноводе, для волны TE_{10} $\lambda_{cr} = 2a$; $\lambda = c/f$ - длина волны входного сигнала, f - его частота, $c = 1/\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}$ - скорость света в вакууме; $Z_w = \dfrac{\pi}{2}\cdot\dfrac{b}{a}\cdot\dfrac{\sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}}{\sqrt{1-(\lambda/\lambda_{cr})^2}}$ - эквивалентное сопротивление волновода для волны TE_{10}; ε_0, μ_0 -соответственно диэлектрическая и магнитная проницаемости вакуума; $R_S = \sqrt{\dfrac{\pi f \mu_0}{g}}$, $g = 5.7 \cdot 10^6$ / – проводимость меди; $Z_0 = 120\pi$; a - размер широкой стенки волновода; b - размер узкой стенки волновода;

Задача возбуждения ЛБВ решается методом наложения, последовательно определяются амплитуды напряжений на зазорах, вызванные входным сигналом и наведенными (конвекционными) токами. Конвекционный ток сгруппированного электронного потока определяется совместным решением уравнения движения и уравнения возбуждения волновода. Алгоритм расчета возбуждения цепочки четырехполюсников с учетом прямой и обратной волн приведен в [6, 7].

*Уравнение возбуждения волновода***.** Используем обычную для волноводов систему координат: ось Z направлена вдоль волновода, ось Y - перпендикулярна широкой стенке волновода и совпадает с направлением движения электронов (рис. 1, *а*), ось X - перпендикулярна узкой стенке волновода.

Представим возбужденное поле в виде суперпозиции полей свободных волн:

$$\dot{\bar{E}} = \sum_p C_{\pm p}\dot{\bar{E}}_{\pm p}\,,\ \dot{\bar{H}} = \sum_p C_{\pm p}\dot{\bar{H}}_{\pm p} \qquad (2)$$

Здесь под индексом p понимаем два индекса, которые определяют тип поля в волноводе. Используя уравнения Максвелла, применяя лемму Лоренца, можно получить уравнение возбуждения волновода [6]. С учетом

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

того, что будем рассматривать возбуждение и распространение в прямоугольном волноводе волны поля TE_{mn}, уравнение возбуждения конвекционным током $\dot{\bar{J}}$ принимает вид [6]:

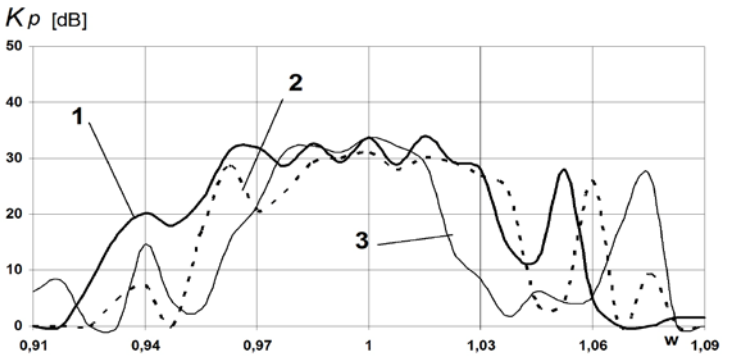
$$C_{\pm p} = N_p^{-1} \int_V \dot{\bar{J}} \cdot \dot{\bar{E}}_{\mp p} dV \qquad (3)$$

где знак (+) соответствует волнам, движущимся в положительном направлении оси Z рис.1 *а*, знак (-) в противоположном направлении;

При оптимизации распределения коэффициентов фаз четырехполюсников [6] использовался аппарат атомарных функций.

3. Результаты расчетов и их обсуждение

Проведены расчеты релятивистских TWT WB с ускоряющим напряжением 500 кВ, I_0=200 А, длина волны входного сигнала λ=6 см, размеры волновода a=4,8 см, b=1 см. Оптимизировались длины каналов дрейфа и коэффициенты фаз четырехполюсников. Чтобы не было электромагнитной связи между щелями связи по каналам дрейфа, размеры канала дрейфа необходимо выбирать так, чтобы не было распространяющихся мод (H_{10}) по каналу [7]. Поэтому выбираем размеры канала дрейфа $a1 \times b1$=2,5×0,6 [см]. Размер пучка электронов $h \times r$=2×0,4 [см]. Тогда минимальная длина волны, на которой может работать усилитель без возбуждения должна быть больше 5 см. Для числа зазоров N=33 при оптимизации получен электронный КПД η_e=0,566, коэффициент усиления K_p =34,4 дБ - вариант А1. Частотная характеристика, зависимость коэффициента усиления по мощности K_p от относительной частоты $w = f / f_0$ приведена на рис. 2 кривая 1. Полоса частот усиления около 8-9%.



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

Рис. 2. Зависимость коэффициента усиления по мощности K_p от относительной частоты w= f / f_0 : 1 – вариант А1, 2 – вариант А2, 3 – вариант А3.

Fig. 2. Dependence of gain on relative frequency w= f / f_0 : 1 - variant A1, 2 - variant A2, 3 - variant A3.

Проведен расчет TWT WB, вариант А2, для размеров канала дрейфа $a1 \times b1 = 2 \times 0{,}6$ [см], размер пучка электронов $h \times r = 1{,}5 \times 0{,}4$ [см]. Для числа зазоров N=33 получен электронный КПД η_e=0,565, коэффициент усиления K_p =32,2 дБ - вариант В2. Частотная характеристика этого варианта приведена на рис 2 кривая 2, полоса частот усиления около 8-9%.

Проведен расчет TWT WB, вариант А3, для размеров канала дрейфа $a1 \times b1 = 1{,}2 \times 1{,}2$ [см], размер пучка электронов $h \times r = 0{,}8 \times 0{,}8$ [см]. Для числа зазоров N=33 получен электронный КПД η_e=0,524, коэффициент усиления K_p =33,9 дБ. Частотная характеристика этого варианта приведена на рис 2 кривая 3. Этот вариант эквивалентен TWT WB с пучком цилиндрической формы с соответствующими размерами пучка и канала дрейфа. Полоса частот усиления почти в два раза меньше вариантов А1, А2 с ленточными пучками, рис. 2.

Проведены расчеты двухсекционной TWT WB [7] с последовательным соединением секций. Ускоряющее напряжение 500 кВ, I_0=200 А. Первая секция регулярная, число зазоров N=17, вторая секция нерегулярная, число зазоров N=17. Размеры канала дрейфа $a1 \times b1 = 2{,}5 \times 0{,}6$ [см], размер пучка электронов $h \times r = 2 \times 0{,}4$ [см]. Получен электронный КПД η_e=0,598, коэффициент усиления K_p =54,14 дБ - вариант А4.

4. Заключение

Предложены математическая модель и алгоритм расчета релятивистских ЛБВ на волнообразно изогнутом волноводе с ленточными электронными пучками. Использовалась методика оптимизации распределений коэффициентов фаз эквивалентных четырехполюсников. Для аппроксимации распределений коэффициентов фаз использовался аппарат атомарных функций. Показано, что в СМ-диапазоне расчетный электронный КПД достигает 56% , коэффициент усиления по мощности односекционных ЛБВ 34 дБ, двухсекционных 54 дБ, полоса усиления 8%. Полоса час-

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

тот усиления ЛБВ с пучком цилиндрической формы почти в два раза меньше ЛБВ с ленточными пучками. Распределение КПД и усиления в полосе частот - неравномерно.

Список литературы

[1] Аксенчик А.В., Кураев А.А., Релятивистские ЛБВ на волнообразно изогнутом прямоугольном волноводе // Материалы 13-ой Международной Крымской микроволновой конференции КрыМиКо 2003. Севастополь. С.241-242.

[2] Аксенчик А.В. Моделирование и оптимизация нерегулярных ЛБВ, ЛОВ типа «О» // Доклады БГУИР, №2(6) 15 марта 2004. С.78-90.

[3] Ding Zhao, Cujung Ruan, Xi Lu, [et al.] Reseach on X-band sheet beam electron optics system // IVEC 2012 (24-26 April 2012). 2012. pp. 173-174.

[4] Cunjun Ruan, Shuzhong Wang, [et al.] Theory and experimental investigation on the high performance transport of sheet electron beam for the XSBK and XSBK // IVEC 2012 (24-26 April 2012). 2012. pp. 147-148.

[5] Pascour J., Abe D., Nguen K., [et al.] Multi- kW sheet beam amplifiers at Ka and W bands // IVEC 2014 (22-24 April 2014). 2014. pp. 19-20.

[6] Аксенчик А.В., Кравченко В.Ф. Оптимизация ЛОВ и ЛБВ О-типа на волнообразно изогнутых прямоугольных волноводах для миллиметрового и субмиллиметрового диапазона длин волн // Успехи современной радиоэлектроники -2007.-№10. С.46-56.

[7] Аксенчик А., Кураев А., Киринович И. Усилители и генераторы О-типа миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн (теория и оптимизация). Germany: Palmarium Academic Publishing, 2014. 154 с. ISBN 987-3-639-74531-3.

References

[1] Aksenchyk A.V., Kurayev A.A., Relativistic TWT on the folded rectangular waveguide // Materials of 13th International Crimean microwave conference Crimico 2003. Sevastopol. 2013. pp.241-242. (in Russian).

[2] Aksenchyk A.V Modelling and optimization irregular TWT, BWO of type "O" // Reports BGUIR. №2 (6) on March 15th 2004. pp.78-90. (in Russian).

[3] Ding Zhao, Cujung Ruan, Xi Lu, [et al.] Reseach on X-band sheet beam electron optics system // IVEC 2012 (24-26 April 2012). 2012. pp. 173-174.

[4] Cunjun Ruan, Shuzhong Wang, [et al.] Theory and experimental investigation on the high performance transport of sheet electron beam for the XSBK and XSBK // IVEC 2012 (24-26 April 2012). 2012. pp. 147-148.

[5] Pascour J., Abe D., Nguen K., [et al.] Multi- kW sheet beam amplifiers at Ka and W bands // IVEC 2014 (22-24 April 2014). 2014. pp. 19-20.

[6] Aksenchyk A.V., Kravchenko V. F. Optimization BWO and TWT of O-type on folded rectangular waveguides for a millimeter and submillimeter range of lengths of waves // Successes of modern radio electronics. 2007. № 10. pp.46-56. (in Russian).

[7] Aksenchyk A., Kuraev A., Kirinovich I. Millimeter and submillimeter O-type amplifiers and oscillators. (The theory and optimization). Germany: Palmarium Academic Publishing, 2014. 154 p. ISBN 987-3-639-74531-3. (in Russian).

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

Method of separation of oscillations types in the calculation characteristics of SWS CCC in resonant condition using program ANSYS HFSS

Savin A.N., Nakrap I.A., Vakhlaeva C.P.
Saratov State University n.a. N.G. Chernyshevsky
Saratov, 410012, Russian Federation
savinan@info.sgu.ru

Abstract: *The results of the development of the separation algorithm of oscillations types by the calculation of resonant frequencies of shorted ranges of the slow wave structures in the program ANSYS HFSS are presented. With the use of experimental data, the parameters of the computational process are selected, which provide the sufficient accuracy calculation of electrodynamics characteristics of slowing systems the coupled cavities chain type at acceptable time costs.*

Keywords: *resonant frequency, coupled cavities chain, separation of oscillations types.*

Способ разделения видов колебаний при расчёте характеристик ЗС ЦСР в резонансном режиме с помощью программы ANSYS HFSS

Савин А.Н., Накрап И.А., Вахлаева К.П.
Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского
г. Саратов, 410012, Российская Федерация
savinan@info.sgu.ru

Аннотация: *Представлены результаты разработки алгоритма разделения видов колебаний при расчёте резонансных частот короткозамкнутых отрезков замедляющих систем в программе ANSYS HFSS. С использованием экспериментальных данных подобраны параметры вычислительного процесса, обеспечивающие достаточную точность расчёта электродинамических характеристик замедляющих систем типа цепочки связанных резонаторов при приемлемых временных затратах.*

Ключевые слова: резонансные частоты, цепочка связанных резонаторов, разделение видов колебаний.

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

1. Введение

Расчет и моделирование электродинамических характеристик (ЭДХ) сложных волноведущих структур ЛБВ, широко используемых в радиолокации и системах связи, представляет одно из важных направлений в современной радиофизике и электродинамике. В настоящее время для решения этой задачи существует значительное число вычислительных программ с использованием конечно-разностного, конечно-элементного и других подобных методов. Одной из программ, реализующей трёхмерное (3D) моделирование электромагнитных полей замедляющих систем (ЗС) с помощью метода конечных элементов, является ANSYS HFSS [1]. Программа позволяет проводить расчет и оптимизацию ЭДХ ЗС. В данной работе представлены результаты разработки скрипта для автоматизации вычислений в программе ANSYS HFSS собственных (резонансных) частот короткозамкнутых по плоскостям симметрии отрезков ЗС ЦСР и распределения электромагнитных полей на этих частотах.

2. Разделение видов колебаний ЗС ЦСР при расчёте в программе ANSYS HFSS

Точность расчета дисперсионных характеристик (ДХ) рассматриваемых ЗС (рис. 1) (две полосы пропускания: резонаторная и щелевая) в широкой полосе частот повышается с увеличением числа резонансных частот видов колебаний ЗС в резонансном режиме. Однако при этом появляется проблема разделения видов, особенно при приближении к границам полос пропускания, т.к. на участках ДХ с большой крутизной и соответственно близким расположением видов появляется возможность перескока резонансных частот видов при адаптации сетки (рис. 2а).

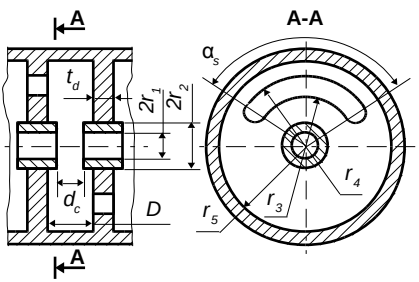


Рис. 1. Продольный и поперечный разрезы ЗС типа ЦСР

Fig. 1. Longitudinal and transverse sections of the SWS CCC

В исследуемых полосах пропускания увеличение резонансных частот при уменьшении размеров конечных элементов (тетраэдров) обусловлено увеличением эффективной ширины зазора d_c и, следовательно, уменьшением эквивалентной ёмкости тороидального резонатора, являющегося основой ЗС ЦСР.

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

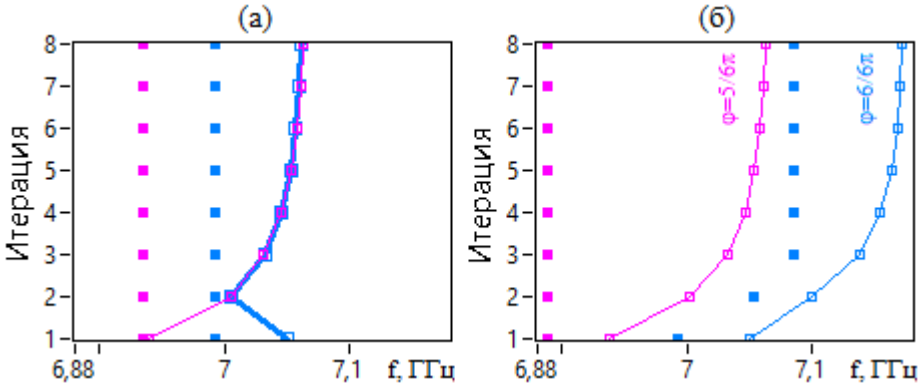


Рис. 2. Расчёт близко расположенных резонансных частот ЗС ЦСР в ANSYS HFSS при стандартном порядке (а) и с помощью предложенного алгоритма (б) (линии с точками – расчёт, точки – начальные частоты поиска резонансов (f_{min}))

Fig. 2. Calculation of closely spaced resonant frequencies from the SWS CCC in ANSYS HFSS using the standard order (a) and using the proposed algorithm (b) (lines with points – calculation, points – the initial search frequency of resonances (f_{min}))

Поиск собственных значений (резонансных частот) в программе ANSYS HFSS осуществляется с некоторой заданной начальной частоты f_{min} в сторону её увеличения (рис. 2).

При этом на каждом шаге итерации (с увеличением числа тетраэдров) собственные частоты увеличиваются (см. рис. 2) и, если не предпринять никаких мер в случае близко расположенных резонансных частот, то в качестве собственной частоты на некоторой итерации будет найдена частота предыдущего вида (см. на рис. 2а поведение собственных частот видов 5/6π, 6/6π щелевой полосы и соответствующего значения f_{min}).

Использовать имеющийся в ANSYS HFSS многомодовый режим расчёта собственных значений при вычислении ЭДХ короткозамкнутых отрезков ЗС ЦСР нельзя, т.к. необходимое распределение поля выдаётся только на самой низшей собственной частоте.

Данную задачу можно решить, используя предварительные исследующие вычисления резонансных частот в режиме двух расположенных рядом мод, позволяющие выявить возможность перескока, и последующие изменения начальной частоты поиска f_{min} требуемой резонансной частоты на каждом шаге адаптации конечно-элементной сетки.

Для реализации данной идеи был разработан алгоритм, оформленный в виде скрипта на языке Python, осуществляющий подстройку (увеличение) начальной частоты поиска f_{min} таким образом, чтобы исключить

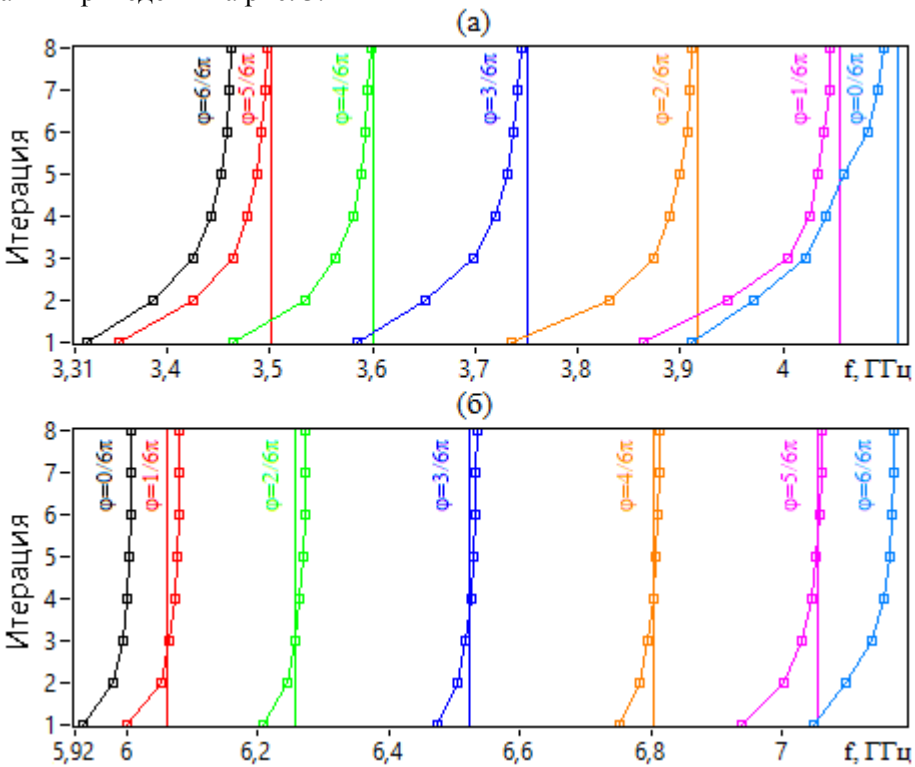
Copyright © 2018 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

возможные перескоки частот (см. на рис. 2б поведение собственной частоты вида 6/6π щелевой полосы и соответствующих значений f_{min} на каждой итерации).

Разработанный скрипт полностью автоматизирует процесс расчёта собственных частот и распределения электромагнитного поля на них короткозамкнутых отрезков ЗС ЦСР (в том числе при значительной крутизне ДХ). При этом для расчёта граничных частот полос пропускания используются как электрические, так и магнитные ограничивающие стенки, чего в физическом эксперименте сделать нельзя.

3. Подбор параметров и оценка эффективности ANSYS HFSS

Рассчитанные с использованием предложенного алгоритма в программе ANSYS HFSS собственные частоты отрезка ЗС ЦСР с крутой ДХ, состоящего из шести ячеек, в её резонаторной и щелевой полосах пропускания приведены на рис. 3.



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

Рис. 3. Результаты расчёта резонансных частот в резонаторной (а) и щелевой (б) полосах пропускания ЗС ЦСР в ANSYS HFSS с использованием предложенного алгоритма (линии с точками – расчёт, линии – эксперимент)

Fig. 3. Results of resonant frequencies calculation in the cavity (a) and slot (b) passbands of the SWS CCC in ANSYS HFSS with using the proposed algorithm (lines with points – calculation, lines – experiment)

Точность расчета резонансных частот ЗС в программе ANSYS HFSS определяется многими параметрами, в том числе, количеством итераций адаптации конечно-элементной сетки.

Подбор параметров (числа итераций) вычислительного процесса в ANSYS HFSS и последующая оценка точности расчета собственных частот видов проводилась по соответствующим экспериментальным значениям. Экспериментальные ДХ и распределение полей в короткозамкнутых по плоскостям симметрии отрезках конечной длины ЗС измерялись методом малых резонансных возмущений [2] с определением номера вида колебаний по продольному распределению электрического поля. При этом автоматизированный измерительно-вычислительный комплекс [3] обеспечивал относительную точность измерения резонансных частот $5 \cdot 10^{-6}$.

Оценка погрешности расчета собственных частот $f_{расч}$ видов короткозамкнутого отрезка ЗС ЦСР в сравнении с соответствующими экспериментальными частотами $f_{эксп}$ и количество тетраэдров при оптимальном числе итераций, определяющее вычислительные ресурсы, представлены в табл. 1.

Табл. 1. Параметры модели HFSS короткозамкнутой ЗС ЦСР в резонаторной полосе на итерации №8.

Table 1. The parameters of the model HFSS of the shorted SWS CCC in the cavity and slot passbands at iteration №8.

Резонаторная полоса пропускания							
Сдвиг фазы на ячейку, рад	6π/6	5π/6	4π/6	3π/6	2π/6	1π/6	0π/6
Total Tetrahedra	57636	48852	56696	51411	50697	44119	49413
Delta Frequency Per Pass, %	0.06	0.061	0.074	0.068	0.056	0.042	0.138
$(f_{расч} - f_{эксп})/f_{эксп}$, %	-	-0.098	-0.086	-0.174	-0.117	-0.221	-0.337
Щелевая полоса пропускания							
Сдвиг фазы на ячейку, рад	0π/6	1π/6	2π/6	3π/6	4π/6	5π/6	6π/6
Total Tetrahedra	51793	50216	47142	56555	49027	56807	47980
Delta Frequency Per Pass, %	0.008	0.006	0.014	0.023	0.02	0.034	0.029
$(f_{расч} - f_{эксп})/f_{эксп}$, %	-	0.285	0.239	0.169	0.136	0.092	-

Как видно, в резонаторной полосе пропускания ЗС ЦСР при достижении числа итераций 8 рассчитанные значения резонансных частот практически совпадают с экспериментальными. Максимальное отклонение частоты на нулевом виде (0/6π) составляет 0.337 %, а в щелевой полосе

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

0.285 % на виде 1/6π. При этом общее количество тетраэдров в модели ЗС не превышает $6 \cdot 10^4$, что обеспечивает приемлемые вычислительные и временные затраты.

Последующие итерации увеличивают число тетраэдров и при их количестве более $\sim 7 \cdot 10^4$ (в данном случае) приводят к большим погрешностям и вычислительным затратам.

4. Заключение

Разработан алгоритм, осуществляющий подстройку начальной частоты поиска вычисляемых в ANSYS HFSS собственных частот отрезков ЗС с крутыми участками ДХ для исключения возможных перескоков частот. Приведены примеры расчета дисперсионных характеристик ЗС ЦСР в основной и щелевой полосах пропускания с использованием разработанного алгоритма разделения видов колебаний и оценка точности расчета ДХ по экспериментальным данным. Использование предложенного алгоритма разделения видов колебаний обеспечивает автоматизацию и достаточную точность расчёта ЭДХ ЗС типа ЦСР при приемлемых временных затратах.

Список литературы

[1] ANSYS HFSS 3D Electromagnetic Field Simulator for RF and Wireless Design. – URL: https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss (20.05.2018).

[2] Horsley W. Measurement of dispersion and interaction impedance characteristics of slow-wave structures by resonance methods. / Horsley W. and Pearson A. // IEEE Trans. Electron Devices. 1966. Vol. ED-13, pp. 962–969.

[3] Savin A.N. The automation of a resonant perturbation method to research electrodynamic characteristics of microwave devices. / Savin A.N., Nakrap I.A., Vakhlaeva C.P., Kornyakov V.V. // Proceedings of the 2015 International Conference on Testing and Measurement: Techniques and Applications (TMTA2015). 16–17 January 2015. Phuket Island, Thailand. P. 7-9.

References

[1] ANSYS HFSS 3D Electromagnetic Field Simulator for RF and Wireless Design. – URL: https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss (20.05.2018).

[2] Horsley W. Measurement of dispersion and interaction impedance characteristics of slow-wave structures by resonance methods. / Horsley W. and Pearson A. // IEEE Trans. Electron Devices. 1966. Vol. ED-13, pp. 962–969.

[3] Savin A.N. The automation of a resonant perturbation method to research electrodynamic characteristics of microwave devices. / Savin A.N., Nakrap I.A., Vakhlaeva C.P., Kornyakov V.V. // Proceedings of the 2015 International Conference on Testing and Measurement: Techniques and Applications (TMTA2015). 16–17 January 2015. Phuket Island, Thailand. P. 7-9.

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

Determination of equivalent circuit parameters of SWS CCC on the results of EDC calculation in the program ANSYS HFSS and estimation of their adequacy on experimental data

Savin A.N., Nakrap I.A., Vakhlaeva C.P.
Saratov State University n.a. N.G. Chernyshevsky
Saratov, 410012, Russian Federation
savinan@info.sgu.ru

Abstract: *A method is presented to determine the equivalent circuit parameters of coupled cavities chain, based on the use of excessive compared to their number of freedom degrees the number of points dispersion characteristics and coupling impedance in the cavity and the slot passbands. The evaluation of simulation accuracy of the dispersion characteristics coupled cavities chain in two passbands for the equivalent circuit of Curnow is carried out. Comparison with experimental dispersion characteristics showed a significant reduction (within 2-3 times) of the maximum error of calculation of both characteristics by using the proposed method for determining equivalent parameters compared to known methods.*

Keywords: *equivalent circuit parameters, coupled cavities chain, electrodynamics characteristics, the cavity passbands, the slot passbands.*

Определение параметров эквивалентных схем ЗС ЦСР по результатам расчёта ЭДХ в программе ANSYS HFSS и оценка их адекватности по экспериментальным данным

Савин А.Н., Накрап И.А., Вахлаева К.П.
Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского
г. Саратов, 410012, Российская Федерация
savinan@info.sgu.ru

Аннотация: *Представлен способ определения параметров эквивалентных схем цепочек связанных резонаторов, основанный на использовании избыточного по сравнению с их числом степеней свободы количества точек дисперсионной характеристики (ДХ) и сопротивления связи в резонаторной и щелевой полосах*

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

пропускания. Проведена оценка точности моделирования ДХ ЦСР в двух полосах пропускания по эквивалентной схеме Карно. Сравнение с экспериментальными ДХ показало значительное снижение (в 2-3 раза) максимальной погрешности расчета обеих характеристик при использовании предложенной методики определения эквивалентных параметров по сравнению с известными методами.

Ключевые слова: эквивалентные параметры схем, цепочка связанных резонаторов, электродинамические характеристики, резонаторная полоса пропускания, щелевая полоса пропускания.

1. Введение

Моделирование сложных электродинамических структур с использованием их эквивалентного представления схемами с сосредоточенными параметрами при учете физических особенностей системы позволяет не только быстро и с достаточной точностью оценить электродинамические характеристики (ЭДХ) таких структур, но и обеспечить возможность стыковки с программами расчёта всего СВЧ прибора. Эквивалентное представление отдельных элементов замедляющей системы (ЗС) прибора позволяет проводить его исследование в стационарном (в частотной области) и нестационарном режимах с использованием достаточно простых программ, соответственно осуществлять оптимизацию выходных характеристик в реальном времени.

Эффективность моделирования ЭДХ ЗС с использованием эквивалентных схем зависит также от адекватного и точного расчета параметров элементов этих схем, определяемых формой и размерами ЗС.

Данная работа посвящена применению и оценке точности модифицированной методики определения эквивалентных параметров схем ЗС типа ЦСР по результатам численного расчета их ЭДХ полевыми методами, обеспечивающей наиболее точное описания эквивалентной схемой свойств ЗС.

2. Определение ЭДХ ЗС ЦСР по резонансным частотам и распределениям полей отрезков ЗС

Параметры эквивалентной схемы ЗС ЦСР (рис. 1а), например, предложенной Curnow [1] (рис. 1б), могут быть рассчитаны по размерам ячеек ЗС на основе приближённых эмпирических формул [2, 3] или более точно по ЭДХ ЗС, полученным полевыми методами, основанными на решении системы уравнений Максвелла для заданных граничных условий, например, в программе ANSYSHFSS [4].

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

Определение ДХ и $R_{св}$ ЗС ЦСР может быть осуществлено по рассчитанным в программе ANSYS HFSS резонансным частотам и соответствующим распределениям полей отрезков ЗС, замкнутых по поперечным плоскостям зеркальной симметрии электрическими или магнитными стенками. В таких отрезках ЗС на резонансных частотах электромагнитные поля имеют в поперечном сечении структуру (с вдвое большей амплитудой), соответствующую поперечной структуре замедленных волн бесконечной ЗС.

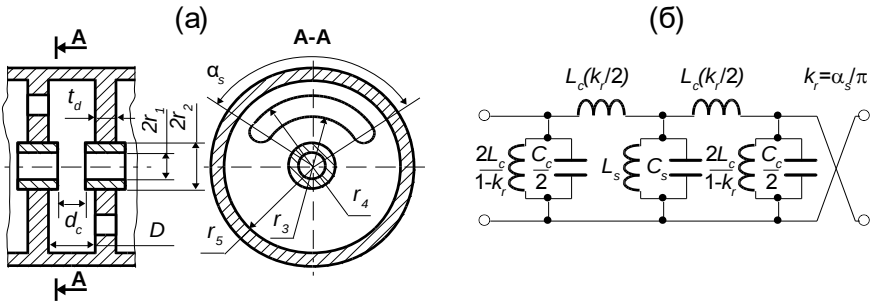


Рис. 1. Продольный и поперечный разрезы ЗС типа ЦСР (а) и её эквивалентная схема (б)

Fig. 1. Longitudinal and transverse sections of the SWS CCC and its equivalent scheme (b)

Если отрезок ЗС имеет N ячеек с периодом D, то фазовое условие резонанса имеет вид:

$$\varphi_m = m\pi/N, \qquad (1)$$

где φ_m – сдвиг фазы замедленной волны Λ_m на ячейку (период) ЗС D;

m– целое число замедленных полуволн $\Lambda_m/2$, укладывающихся на длине $L = N \cdot D$ отрезка ЗС.

Поскольку сдвиг фазы в полосе пропускания ЗС находится в пределах $0 \le \varphi_m \le \pi$, то на каждом типе волны на ДХ (с учётом различных типов закорачивающих стенок) в отрезке ЗС может наблюдаться $N + 1$ резонансов (видов колебаний) на частотах f_m, соответствующих углам φ_m:

$$\varphi_m = 0, \pi/N, 2\pi/N, \dots, m\pi/N, \dots, (N-1)\pi/N, \pi. \qquad (2)$$

Рассматриваемая ЗС является периодической, поэтому на резонансных частотах $\omega_m = 2\pi f_m$, соответствующих фазовым сдвигам φ_m, согласно теореме Флоке, учитывая гармоническую зависимость поля от времени и отсутствие потерь, электрическое поле в ЗС можно записать в виде суммы плоских волн, распространяющихся вдоль оси z:

$$\boldsymbol{E}_m(x,y,z,t) = \mathrm{Re}\left[\boldsymbol{E}_m(x,y,z)\mathrm{e}^{j\omega_m t}\right] = \mathrm{Re}\left[\left\{\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \boldsymbol{e}_{mn}(x,y)\mathrm{e}^{-j\beta_{mn}z}\right\}\mathrm{e}^{j\omega_m t}\right],$$

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

где $\boldsymbol{e}_{mn}(x,y) = \frac{1}{D}\int_{z_0}^{z_0+D} \boldsymbol{E}_m(x,y,z)e^{j\beta_{mn}z}dz$ – амплитуда n-й пространственной гармоники, зависящая от поперечных координат;

$\beta_{mn} = \beta_m + 2\pi n/D$ – фазовая постоянная n-й пространственной гармоники;

$\beta_m = \varphi_m/\mathrm{D}$ – фазовая постоянная 0-й пространственной гармоники.

Сопротивление связи n-й пространственной гармоники на резонансных частотах $\omega_m = 2\pi f_m$, соответствующих фазовым сдвигам φ_m, отвечающее за эффективность её взаимодействия с электронным потоком, определяется по Пирсу следующим образом:

$$R_{mn\,\mathrm{св}} = \frac{|e_{mnz}|^2}{2\beta_{mn}{}^2 P_m}, \qquad (3)$$

где e_{mnz} – амплитуда продольной составляющей электрического поля n-й пространственной гармоники в точке поперечного сечения, в которой определяется $R_{mn\,\mathrm{св}}$ (например, на оси ЗС ЦСР (рис. 1а));

$P_m = \upsilon_{gm}W_m/L$– средняя во времени мощность (поток энергии), переносимая через любое полное поперечное сечение ЗС;

$\upsilon_{gm} = \frac{d\omega_m}{d\beta_m} = \frac{d\omega_m}{d\beta_{mn}}$ – групповая скорость пространственных гармоник;

$W_m = 2W_{Em} = 2\int_V \frac{\varepsilon_0\varepsilon \boldsymbol{E}_m(x,y,z)\boldsymbol{E}_m^*(x,y,z)}{4}dv$ – средняя во времени запасённая в отрезке ЗС электромагнитная энергия ($\varepsilon = 1$ для вакуума).

Зная распределение электрического поля $\boldsymbol{E}_m(x,y,z)$ в отрезке ЗС на резонансных частотах $\omega_m = 2\pi f_m$, соответствующих фазовым сдвигам φ_m, можно рассчитать среднюю запасённую в нём энергию W_m, а также по продольной составляющей поля $\boldsymbol{E}_{mz}(z)$, например, на оси ЗС, с помощью спектрального анализа определить амплитуды e_{mnz}, фазовые постоянные β_{mn} и фазовые скорости $\upsilon_{\phi mn} = \omega_m/\beta_{mn}$ требуемых пространственных гармоник. Для повышения разрешающей способности спектрального анализа можно осуществить отражение распределения амплитуды продольного электрического поля с учётом типа используемой ограничивающей стенки. Групповая скорость υ_{gm} в соответствии с (3) определяется по величине изменения β_{mn} в полосе пропускания.

Рассчитанные указанным выше способом ДХ ЗС ЦСР в координатах $\left(c/\upsilon_\phi, \lambda\right)$ «-1» пространственной гармоники в резонаторной и «+1» пространственной гармоники в щелевой полосах пропускания, а также соответствующие зависимости $R_{\mathrm{св}}$ этих гармоник от фазового сдвига φ_m на ячейку ЗС приведены на рис. 2.

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

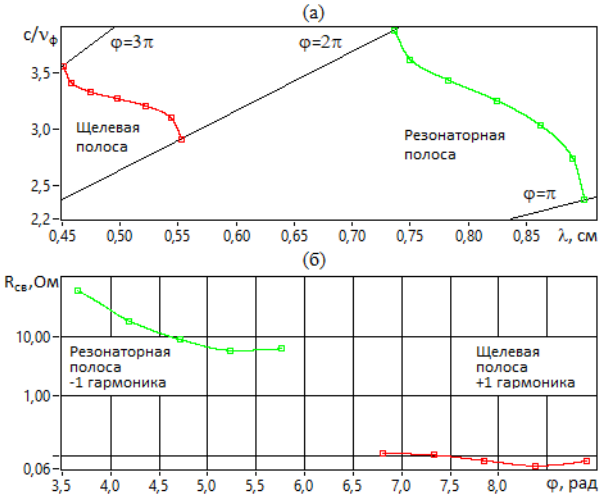


Рис. 2. ДХ (а) и $R_{св}$ (б) в резонаторной и щелевой полосах пропускания, рассчитанные по резонансным частотам и распределениям полей отрезков ЗС ЦСР

Fig. 2. DC (a) and R_c (b) in the cavity and slot passbands, calculated by the resonant frequencies and field distributions of the SWS CCC segments

3. Определение параметров эквивалентных схем ЗС ЦСР

Электродинамические свойства ЗС ЦСР определяются набором бесконечного числа полос пропускания различных типов волн. При этом рабочей является, как правило, самая низкочастотная. Соответственно, для адекватного моделирования необходимо рассматривать эту рабочую полосу и учитывать ближайшие к ней высокочастотные полосы пропускания.

Эквивалентная схема (рис. 1б), предложенная Curnow [1], описывает ЗС ЦСР с повёрнутыми на 180^0 щелями связи (рис. 1а) в самой низкочастотной резонаторной и следующей за ней щелевой полосах пропускания.

Соответствующее данной схеме дисперсионное уравнение имеет следующий вид [2]:

$$\cos(\varphi) = 1 - \frac{2}{k_{rs} k_r}(1 - (f/f_c)^2) \cdot (1 + k_{rs} - (f/f_s)^2), \quad (4)$$

где φ – сдвиг фазы замедленной волны Λ на ячейку (период) ЗС D;

$f_c = 1/\left(2\pi\sqrt{L_c C_c}\right)$ – резонансная частота контура, соответствующего резонатору ячейки ЗС;

$f_s = 1/\left(2\pi\sqrt{L_s C_s}\right)$ – резонансная частота контура, соответствующего щели связи ячейки ЗС;

$k_r \approx (2\alpha_s)/(2\pi)$ – часть резонатора ячейки ЗС, участвующая в связи;

α_s – угол раскрыва щели связи, измеряемый в радианах;

$k_{rs} = k_r(L_s/L_c)$ – эквивалентный параметр, имеющий смысл коэффициента связи.

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

Для полного описания схемы вводится ещё один эквивалентный параметр – характеристическое сопротивление контура, соответствующего резонатору ячейки ЗС:

$$z_{cc} = \sqrt{L_c / C_c}. \qquad (5)$$

При расчете параметров эквивалентных схем обычно используют минимально необходимое число расчётных или экспериментальных значений ЭДХ, позволяющих определить параметры схемы [5]. Для схемы Curnow это могут быть две точки ДХ резонаторной и одна точка ДХ щелевой полос пропускания для описания дисперсионного уравнения (4), а также одно значение $R_{\text{св}}$ в резонаторной полосе для определения z_{cc} (5).

В данной работе рассматривается способ определения параметров эквивалентных схем [6], основанный на использовании избыточного по сравнению с числом степеней свободы схемы количества точек ДХ и сопротивления связи в резонаторной и щелевой полосах пропускания.

Методика основана на поиске таких эквивалентных параметров схемы f_c, f_s и k_{rs}, при которых она наиболее точно описывает ДХ ЗС ЦСР в резонаторной и щелевой полосах пропускания. При этом минимизируются отклонения ДХ, рассчитанных по эквивалентной схеме, от ДХ, рассчитанных в программе ANSYS HFSS, рассмотренным выше способом.

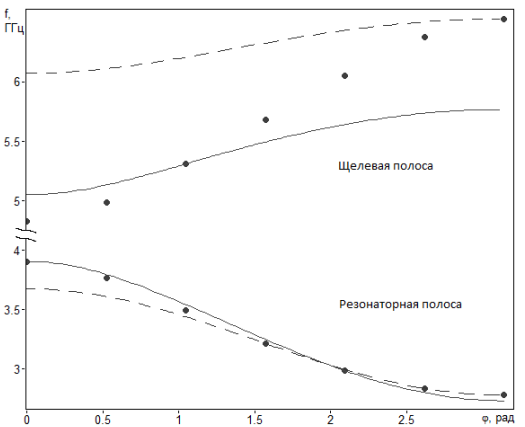


Рис. 3. ДХ, рассчитанные по схеме Карно, построенной по 3-м точкам (– –) и по предложенной методике (—), ● – эксперимент

Fig. 3. DC calculated according to the scheme of Curnow was built by the 3-m points (– –) and by the proposed method (—), ● – experiment

Результаты расчёта ДХ ЗС ЦСР по эквивалентной схеме Карно, построенной традиционным способом по резонансным частотам на фазовых сдвигах $\varphi = 0, \pi/2$ резонаторной, $\varphi = \pi/2$ щелевой полос пропускания и по рассматриваемой методике (использовалось семь значений ДХ в каждой полосе (см. (2)), а также экспериментальные ДХ приведены на рис. 3. В первом случае погрешность составляет 0÷6% в резонаторной полосе 0÷26% и в щелевой. Во втором случае максимальная погрешность снижается до 1,6% в резонаторной и до 11% в щелевой полосах пропускания.

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

4. Заключение

Предложенная методика определения параметров эквивалентных схем ЗС ЦСР на основе использования избыточных данных дисперсионных характеристик, рассчитанных в 3D программе ANSYS HFSS, позволила повысить точность моделирования ЭДХ ЗС ЦСР эквивалентной схемой Curnow.

Список литературы

[1] Curnow H.J. A general equivalent circuit for coupled-cavity slow-wave structures // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT- 13, no. 5, pp. 671–675, Sept. 1965.

[2] Carter R.G., Shunkang L. Method for calculating the properties of coupled-cavity slow-wave structures from their dimensions // Proc. IEEE, vol. 133, pt. H, no. 5, pp. 330–334, Oct. 1986.

[3] Фишер В.Л., Гаврилов Н.В. Методика расчета "холодных" параметров замедляющих систем типа цепочек связанных резонаторов // Известия вузов СССР. сер. Радиоэлектроника. 1982. Т. XXY. № 11. С. 13–17.

[4] ANSYS HFSS 3D Electromagnetic Field Simulator for RF and Wireless Design. – URL: https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss (20.05.2018).

[5] Малыхин А.В., Сухолет В.Э. Выбор схемы с сосредоточенными элементами для моделирования свойств замедляющей системы типа цепочки связанных резонаторов // Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника. 1987, Т. 30, № 10, с. 44–50.

[6] Savin, A.N., Nakrap, I.A., Doronin, D.M. The equivalent circuit parameters calculation of a coupled cavity chain using electrodynamic characteristics / CriMiCo - 2010 20th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings, art. no. 5632593, pp. 253-254.

References

[1] Curnow H.J. A general equivalent circuit for coupled-cavity slow-wave structures // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT- 13, no. 5, pp. 671–675, Sept. 1965.

[2] Carter R.G., Shunkang L. Method for calculating the properties of coupled-cavity slow-wave structures from their dimensions // Proc. IEEE, vol. 133, pt. H, no. 5, pp. 330–334, Oct. 1986.

[3] Fisher V.L., Gavrilov N.V. Metodika rascheta "holodnyh" parametrov zamedlyayushchih system tipa cepochek svyazannyh rezonatorov // Izvestiya vuzov SSSR. ser. Radioehlektronika. 1982. vol. XXY. no. 11. pp. 13–17.

[4] ANSYS HFSS 3D Electromagnetic Field Simulator for RF and Wireless Design. – URL: https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss (20.05.2018).

[5] Malyhin A.V., Suholet V.EH. Vybor skhemy s sosredotochennymi ehlementami dlya modelirovaniya svojstv zamedlyayushchej sistemy tipa cepochki svyazannyh rezonatorov // Izv. VUZov. Radioehlektronika. 1987, vol. 30, no. 10, pp. 44–50.

[6] Savin, A.N., Nakrap, I.A., Doronin, D.M. The equivalent circuit parameters calculation of a coupled cavity chain using electrodynamic characteristics / CriMiCo - 2010 20th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings, art. no. 5632593, pp. 253-254.

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

Frequency non-magnetic doubler-klystron with transverse modulation

Kurayev A. A., Matveyenka V. V.
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics
6, Minsk, 220013, Belarus
kurayev@bsuir.by

Abstract: *The article presents nonlinear theory and calculating efficiency of the new type electronic device – frequency non-magnetic doubler-klystron with a transverse modulation and a strip relativistic electron beam. In contrast to the known design of a frequency doubler-klystron with using transverse modulation we apply an electrostatic lens for electronic grouping. The latter allows the use of cryogenic superconducting electrodynamic systems, which is very important for high-power devices of the terahertz range. Moreover, there isn't necessary for additional energy consumption in the present construction due to the electromagnetic lens absence.*

Keywords: *frequency non-magnetic doubler-klystron, superconducting electrodynamic systems, electrostatic lens.*

Безмагнитный клистрон-удвоитель частоты с поперечной модуляцией

Кураев А. А., Матвеенко В. В.
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, 220013, Беларусь
kurayev@bsuir.by

Аннотация: *Приведены нелинейная теория и расчет КПД электронного прибора нового типа – безмагнитного клистрона-удвоителя частоты с поперечной модуляцией ленточного релятивистского электронного потока. В отличие от известной конструкции клистрона-удвоителя частоты с поперечной модуляцией в области группировки электронов используется не магнитная линза, а электростатическая. Последнее позволяет использовать криогенные сверхпроводящие электродинамические системы, что весьма важно для мощных приборов терагерцового диапазона. Кроме того, отпадает необходимость в энергозатратах на питание электромагнитов линзы в исходной конструкции*

Ключевые слова: *безмагнитный клистрон-удвоитель частоты, сверхпроводящие электродинамические системы, электростатическая линза.*

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

1. Введение

Клистрон-удвоитель частоты с поперечной модуляцией предложен в [1] и в работах [2, 3] проведены анализ и оптимизация по КПД этого прибора, включая многокаскадные схемы. Установлена высокая эффективность такого клистрона-удвоителя. Механизм действия удвоителя основан на том, что в области продольно-неоднородного магнитного поля магнитной линзы поперечно отклоненные во входном резонаторе ВЧ магнитным полем электроны задерживаются больше, чем не отклоненные. В результате происходит фазовая группировка электронов на удвоенной частоте, поскольку эффект задержки электронов не зависит от направления отклонения электронов.

Как показано в данной статье, аналогичный эффект достигается и при использовании плоской электростатической линзы. Такая конструкция имеет очевидные преимущества:

а) исключаются тяжелые электромагниты и затраты на их питание;

б) возможно применение криогенных сверхпроводящих электродинамических структур (резонаторов).

Последнее невозможно при использовании магнитной линзы, поскольку магнитное поле снимает ВЧ сверхпроводимость в СВЧ и КВЧ диапазонах. В то же время использование сверхпроводимости в указанных диапазонах существенно улучшает выходные характеристики мощных электронных приборов.

2. Схема безмагнитного клистрона-удвоителя частоты с поперечной модуляцией

Схема прибора изображена на рис.1. Здесь 1, 2, 3, 4 – электронная пушка, формирующая ленточный электронный поток (широкий по оси y). Соответственно1 – катод, 2 – прикатодный электрод, 3 – первый анод, 4 – второй анод. 5 – входной прямоугольный резонатор, работающий на моде E_{210} на частоте ω_0; 6 – релятивистский электронный поток;7 – скосы экранов электростатической линзы; 8 – центральный электрод электростатической линзы; 9 – выходной резонатор, работающий на моде E_{110} на частоте $2\omega_0$; 10 – коллектор.

Входной резонатор имеет следующие размеры по x, y, z: a_1', b_1', d_1'. Штрих у величин означает, что они размерные (т.е. в метрах). Резонансная длина волны этого резонатора [4]. $\lambda_0 = \dfrac{2 \cdot a_1' \cdot b_1'}{\sqrt{\left(a_1'\right)^2 + \left(2 \cdot b_1'\right)^2}}$

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

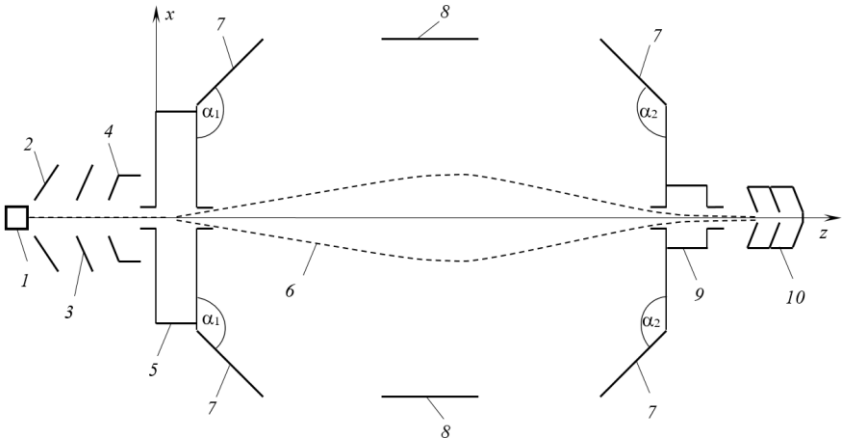


Рис. 1. Продольное сечение клистрона-удвоителя с электростатической линзой.
Fig. 1. Longitudinal section of the doubler-klystron with an electrostatic lens

В дальнейшем тексте и рисунках приводимые величины длин без штриха будут безразмерными: $a_1=2\pi a_1'/\lambda_0$, $b_1=2\pi b_1'/\lambda_0$, $d_1=2\pi d_1'/\lambda_0$, $x=2\pi x'/\lambda_0$, $y=2\pi y'/\lambda_0$ и т.д. На рисунке 1 приведены безразмерные длинны элементов. Выходной резонатор 9 имеет размеры a_2',b_2',d_2'и резонансную длину волны $\lambda_{02}=\dfrac{2\cdot a_2'\cdot b_2'}{\sqrt{(a_2')^2+(2\cdot b_2')^2}}=\dfrac{\lambda_0}{2}$.

3. Основные уравнения

1. Поля колебания E_{210} входного модулирующего резонатора [4]

$$\vec{E}_1=E_{m1}\vec{\varepsilon}_1,\ \vec{B}_1=\frac{E_{m1}}{c}\vec{b}_1,$$

$$\vec{\varepsilon}_1=\vec{z}_0\sin\left(\frac{2\pi(x+1/2)}{a_1}\right)\cdot\sin\left(\frac{\pi(y+1/2)}{b_1}\right)\cdot\cos\theta,$$

$$\vec{b}_1=-\left(\vec{x}_0\frac{\pi}{b_1}\sin\left(\frac{2\pi(x+1/2)}{a_1}\right)\cdot\cos\left(\frac{\pi(y+1/2)}{b_1}\right)-\right.$$
$$\left.\vec{y}_0\frac{2\pi}{a_1}\cos\left(\frac{2\pi(x+1/2)}{a_1}\right)\cdot\sin\left(\frac{\pi(y+1/2)}{b_1}\right)\right)\cdot\sin\theta,$$

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

$\theta=\omega_0 t$, $\omega_0 - 2\pi c/\lambda_0$, c – скорость света в пустоте, E_{m1} – размерная амплитуда поля в резонаторе 5.

2. Поля колебания E_{110} выходного модулирующего резонатора [4]

$$\vec{E}_2 = E_{m2}\vec{\varepsilon}_2,\ \vec{B}_2 = \frac{E_{m2}}{c}\vec{b}_2,$$

$$\vec{\varepsilon}_2 = \vec{z}_0 \sin\left(\frac{\pi(x+1/2)}{a_2}\right)\cdot\sin\left(\frac{\pi(y+1/2)}{b_2}\right)\cdot\cos(2\theta+\varphi),$$

3. Уравнения движения электронов [5]

$$\frac{d\left(\gamma\vec{\beta}\right)}{dz} = -\frac{A_i}{\beta_z}\left\{\vec{\varepsilon}_i + \left[\vec{\beta},\vec{b}_i\right]\right\},$$

$$\frac{dx}{dz} = \frac{\beta_x}{\beta_z}, \frac{dy}{dz} = \frac{\beta_y}{\beta_z}, \frac{d\theta}{dz} = \frac{1}{\beta_z}.$$

Здесь $A_i = E_{mi}e/m_0\omega c$, i=1 или 2 (входной или выходной резонаторы), e, m_0 – соответственно заряд по модулю) и масса покоя электрона.

В области электростатической линзы $\vec{b}_i = 0$, $\vec{\varepsilon}_i$ заменяется на $\vec{\varepsilon}^0\left(x,y\right)$ – безразмерное двумерное поле электростатической линзы.

Входное значение $\left|\vec{\beta}\right| = \beta_0$ при z=0 определяется по напряжению второго анода U_0 как $\beta_0 = \sqrt{1-\left(1+\frac{e}{m_0c^2}U_0\right)^{-2}}$

4. Результаты расчета клинотрона-удвоителя

Расчеты проводились в двумерном приближении для двух типов электростатических линз: 1–продольно-симметричная; 1–продольно-несимметричная.

Использовался метод крупных частиц с номерами i=1,N; N=64. Начальные условия для них при z=0: x_i=0, y_i=0, $\vec{\beta}_i = \vec{z}_0\beta_0$, $\theta_i = 2\pi/N$.

Электронный КПД определялся по потери энергии электронами следующим образом: $\eta_e(z) = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\eta_i(z)$, $\eta_i(z) = \frac{\gamma(0)-\gamma_i(z)}{\gamma(0)-1}$

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

5. Симметричная линза

$\eta_e(z_0) = 0,26$ (z_0 – конец выходного резонатора), $\beta_0 = 0,8$ (u_0=340,667кВ), напряжение центрального электрода линзы u_1=0,43u_0, α=45°, φ=0,35π.

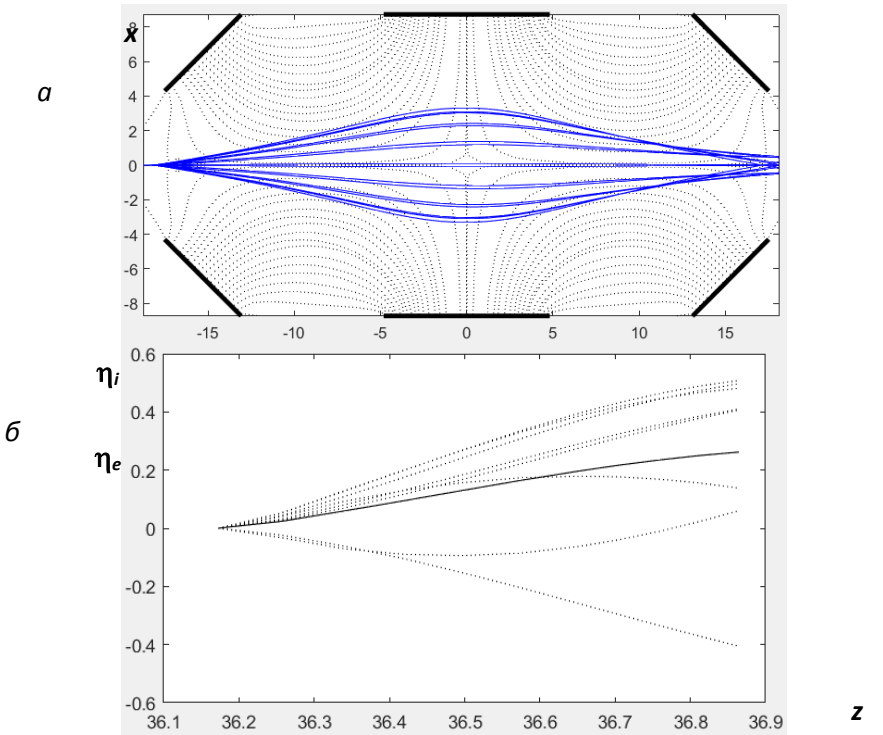


Рис. 2. Характеристики и геометрические параметры клистрона-удвоителя с симметричной электростатической линзой: а) – продольное сечение линзы и траектории электронов; б) – зависимости от z индивидуальных η_i и общего η_e(жирная линия)

Fig. 2. Characteristics and geometric parameters of a doubler-klystron with a symmetric electrostatic lens: a) - longitudinal lens cross-section and electron trajectory; b) the dependence on z, individual η_i and total η_e (bold line)

На рисунке 2 изображены геометрия (в безразмерных единицах) линзы, силовые линии электрического поля в ней и траектории крупных частиц (16 из 64) в линзе (рисунок 2а). На рисунке 2б приведены индивидуальные зависимости $\eta_i(z)$ и общего $\eta_e(z)$ – жирная линия. Эти зависимости указывают на то, что фазовая группировка в двухкаскадной схеме да-

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

лека от идеальной (много неправильнофазных электронов, отбирающих энергию в поле выходного резонатора). Как и в схемах с магнитной линзой, фазовая группировка и КПД могут быть существенно улучшены в многокаскадной схеме [2,3].

6. Несимметричная линза

Здесь результаты аналогичны: $\eta_e(z_0) = 0,26$, $\beta_0 = 0,79$ (u_0=322,46кВ), напряжение центрального электрода линзы u_1=0,49u_0, α=45,8°, φ=0,55π.

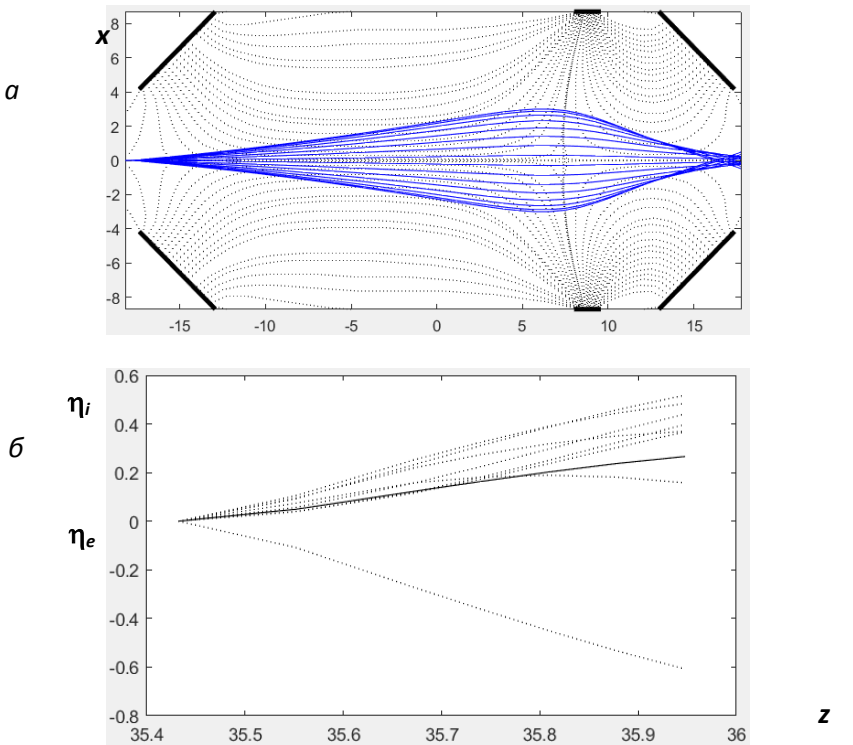


Рис. 3. Характеристики и геометрические параметры клистрона-удвоителя с несимметричной электростатической линзой: а) – продольное сечение линзы и траектории электронов; б) – зависимости от z индивидуальных η_i и общего η_e(жирная линия)

Fig. 3. Characteristics and geometric parameters of a doubler-klystron with a symmetric electrostatic lens: a) - longitudinal lens cross-section and electron trajectory; b) the dependence on z, individual η_i and total η_e (bold line)

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

На рисунке 3 приведены аналогично предыдущему варианту иллюстрации: рисунок 3а – геометрия линзы, силовые линии ее электрического поля и траектории электронов; рисунок 3б – зависимости $\eta_i(z)$ и $\eta_e(z)$ в выходном резонаторе. Следует обратить внимание на то, что фокусировка в несимметричной линзе улучшается (рисунок 3а).

7. Заключение

Проведенные расчеты показали, что эффективность клистрона-удвоителя с электростатической линзой не уступает эффективности такого же двухкаскадного клистрона-удвоителя с магнитной линзой. Однако преимущества рассмотренного здесь прибора очевидны: снижаются массогабаритные показатели, не требуется энергетическое питание линзы, возможно применение сверхпроводящих электродинамических систем, что важно в КВЧ диапазоне.

Список литературы

[1] Кураев А.А., Парамонов Б.М., Синицын А.К. АС СССР №152601 «Клистрон с поперечной модуляцией», приоритет 2.10.1987, зарегистр. 1.08.1989.

[2] Кураев А.А., Парамонов Б.М., Синицын А.К. Некоторые перспективные схемы СВЧ-электронных приборов. Радиотехника и электроника, 1991, т.36, №5, с.893-897.

[3] Кураев А.А., Парамонов Б.М., Синицын А.К. О некоторых модификациях приборов релятивистской СВЧ-электроники. Радиотехника и электроника, 1992, т.37, №2, с.316-320.

[4] Кураев, А.А. Электродинамика и распространение радиоволн / А.А. Кураев, Т.Л. Попкова, А.К. Синицын. – Минск: Бестпринт, 2016. – 357 с.

[5] 5. Кураев, А.А. Мощные приборы СВЧ. Методы анализа и оптимизации параметров / А.А. Кураев. – М.: Радио и связь, 1986. – 208 с.

References

[1] Kurayev AA, Paramonov BM, Sinitsyn AK AS of the USSR No. 152601 "Klystron with transverse modulation", priority 2.10.1987, registration. 08/01/1989.

[2] Kurayev AA, Paramonov BM, Sinitsyn AK Some promising circuits of microwave electronic devices. Radio engineering and electronics, 1991, v.36, №5, 893-897 pp.

[3] Kurayev AA, Paramonov BM, Sinitsyn AK On some device modifications of relativistic microwave electronics. Radio engineering and electronics, 1992, vol.37, №2, 316-320 pp.

[4] Kurayev, A.A. Electrodynamics and propagation of radio waves. Kurayev, TL. Popkova, A.K. Sinitsyn. - Minsk: Bestprint, 2016. - 357 p.

[5] Kurayev, A.A. Powerful microwave devices. Methods of analysis and parameter optimization. Kurayev. - M.: Radio and Communication, 1986. - 208 p.

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

Selecting of H_{0in} and E_{1in} modes in cylindrical resonator with circular cross section resonators

Batura M. P., Kurayev A. A., Matveyenka V. V.
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics
6, Minsk, 220013, Belarus
kurayev@bsuir.by

Abstract: *The cylindrical resonators at operating H_{0in} modes are widely used in measuring technology and gyroresonance microwave devices. However, the E_{1in} modes resonance coincides with the H_{0in} one. The article shows for detuning E_{1in} modes should be used ring slots at the end walls of the resonator.*

Keywords: *cylindrical resonators at H_{0in} modes, cyclotron resonance, gyrotron.*

Селекция мод H_{0in} и E_{1in} в цилиндрическом резонаторе с круговым сечением

Батура М. П., Кураев А. А., Матвеенко В. В.
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, 220013, Беларусь
kurayev@bsuir.by

Аннотация: *Цилиндрические резонаторы с рабочими модами H_{0in} находят широкое применение в измерительной технике и гирорезонансных приборах СВЧ. Однако совпадающий с H_{0in} резонанс имеют моды E_{1in}. В сообщении показано, что для отстройки E_{1in} следует использовать кольцевые щели у торцевых стенок резонатора*

Ключевые слова: *цилиндрические резонаторы на модах H_{01n}, циклотронный резонанс, гиротрон.*

1. Введение

Во многих областях техники и электроники СВЧ используются цилиндрические резонаторы с рабочим типом (модой) колебаний H_{0in}. Так, в измерительной технике используются такого типа резонаторы на моде H_{01n} с перестройкой частоты за счет перемещения бесконтактного торцевого поршня (торцевой крышки резонатора). В электронике СВЧ цилиндрические резонаторы на модах H_{01n} нашли успешное применение при создании

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

мощных генераторов на циклотронном резонансе миллиметрового диапазона – гиротронов [1]. Однако при использовании моды H_{01n} в таких резонаторах возникает проблема: в связи с вырождением волн E_{11} и H_{01} в круглом волноводе [2] резонансные частоты колебаний резонатора H_{0in} и E_{1in} совпадают. Ниже показано, что отстроится от мешающей моды E_{1in} можно за счет введения в резонатор кольцевых щелей у торцевых стенок резонатора (односторонний – в случае перестраиваемого резонатора).

2. Расчет полей и резонансных длин волн цилиндрических резонаторов на модах E_{1in} и H_{0in} при различных геометрических размерах торцевых щелей

Расчет проводился в среде CST studio при различных соотношениях $z_0=\Delta z/\lambda_0$ и $y_0=\Delta y/\lambda_0$, где Δz – размерная ширина щели, Δy – размерная глубина щели, λ_0 – резонансная длина волны резонатора без щелей на модах E_{1in} и H_{0in}. Как указывалось, выше эта длина волны одинакова для обеих мод:

$$\lambda_0 = \frac{2a}{\sqrt{\left(\frac{\mu_{0i}}{\pi}\right)^2 + \left(n\frac{a}{d}\right)^2}}$$

Здесь a – радиус трубки резонатора, d – расстояние между торцевыми стенками, $\mu_{0i} \equiv \nu_{1i}$ – корни уравнений $J_0'(x) \equiv -J_1(x)=0$; $J_0(x)$, $J_1(x)$ – соответственно функции Бесселя 1 рода нулевого и первого порядков, $J_0'(x)$ – производная по $J_0(x)$ – по аргументу.

Соответственно резонансная частота резонатора без щелей равна:

$$f_0 = \frac{1}{2\sqrt{\varepsilon_a \mu_a}}\sqrt{\left(\frac{\mu_{0i}}{\pi a}\right)^2 + \left(\frac{n}{d}\right)^2}$$

Вариант1: a =3,2λ_0, d = 4λ_0, λ_0=10см

В таблице 1 представлены зависимости относительных резонансных длин волн: $\lambda_{H_{01n}}^R = \lambda_{H_{01n}} / \lambda_0$, $\lambda_{E_{11n}}^R = \lambda_{E_{11n}} / \lambda_0$ и отношение $\lambda_{H_{01n}}^R / \lambda_{E_{11n}}^R$ от z_0 и y_0 при n=3. Очевидно заметное и достаточное для практических приложений разнесение длин волн колебаний мод E_{1i3} и H_{0i3} (до 8%). При этом следует отметить, что $\lambda_{H_{01n}}^R$ при всех приведенных z_0 и y_0 не изменяется в пределах погрешности расчетов.

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

Table 1. The dependences of the relative resonance wavelengths from z_0, y_0 for variant 1:

a) – λH_{013}^R, *b)* – λE_{113}^R, *v)* – $\frac{\lambda H_{013}}{\lambda E_{113}}$

y_0	z_0	
	0,04	0,1
0,05	2,3769	2,3767
0,15	2,3768	2,3766
0,25	2,3766	2,3758
0,35	2,3756	2,3761
0,45	2,376	2,376
0,55	2,3752	2,3757
0,65	2,3754	2,3756
0,75	2,3747	2,3755

а)

y_0	z_0	
	0,04	0,1
0,05	2,3779	2,3803
0,15	2,3816	2,3897
0,25	2,3872	2,403
0,35	2,397	2,4241
0,45	2,4149	2,4603
0,55	2,4884	2,5113
0,65	2,6507	
0,75	3,249	

б)

y_0	z_0	
	0,04	0,1
0,05	0,9995	0,9985
0,15	0,998	0,9945
0,25	0,9955	0,9887
0,35	0,991	0,9802
0,45	0,9839	0,9657
0,55	0,9545	0,946
0,65	0,8961	
0,75	0,7309	

в)

Физическую сущность полученных результатов поясняет рисунок 1.

Из сравнения этих распределений видно, что для колебания H_{013} поле $\vec{H}$ нормально к щели и не проникает в нее; для колебания же E_{113} H_y параллельно щели и значительно проникает в нее, увеличивая общий объем, занимаемый полем. А это, как следует из общей теории резонаторов [2], уменьшает частоту колебаний.

Вариант2: a =0,99λ_0, d = 1,9λ_0, λ_0=21см

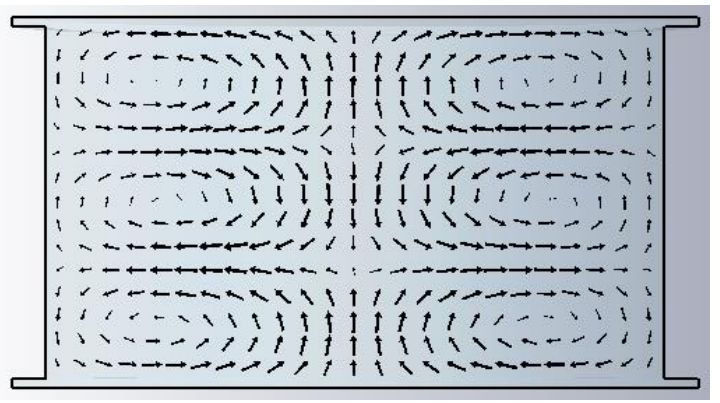
Данные этого варианта представлены в таблице 2 и 3 на рисунке 2*а* и 2*б* соответственно.

Табл. 2. Зависимости относительных резонансных длин волн от z_0, y_0 для варианта 2: λH_{013}^R

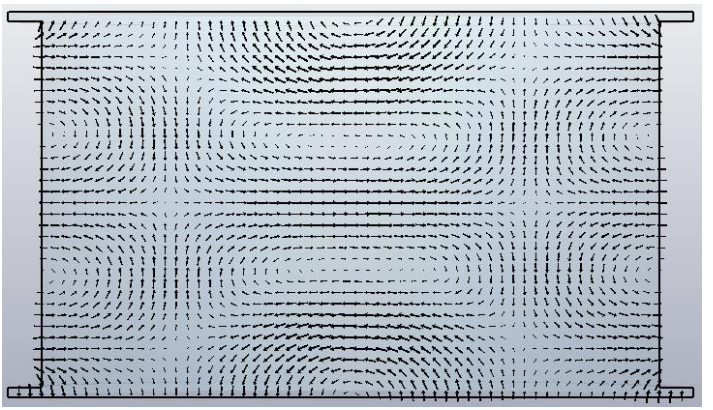
Table 2. The dependences of the relative resonance wavelengths from z_0, y_0 for variant 2: λH_{013}^R

y_0	z_0			
	0,05	0,1	0,14	0,19
0,02	0,9985	0,9984	0,9986	0,999
0,07	0,9984	0,9984	0,9987	0,9993
0,12	0,9985	0,9985	0,9985	0,9984
0,17	0,9984	0,9989	0,9986	0,9992

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



а



б

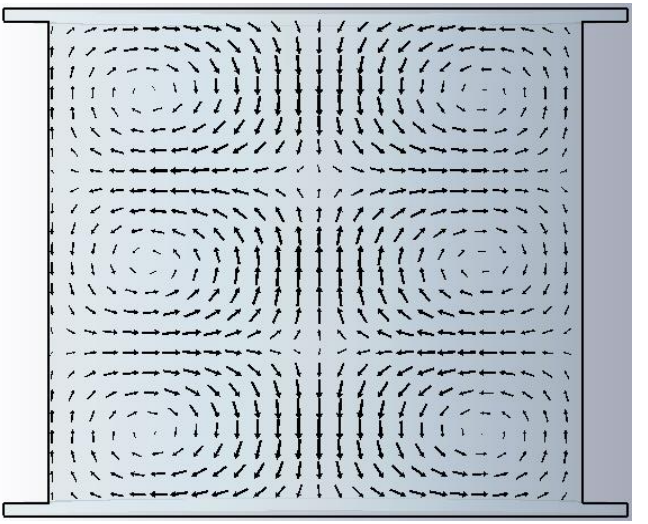
Рис. 1. *а*) распределение магнитной напряженности поля колебания H_{013},
б) распределение электрической напряженности поля для E_{113}.
Fig. 1. a) the magnetic field intensity distribution of the oscillation for H_{013}
b) the electric field intensity distribution of the oscillation for E_{113}.

Табл 3. Зависимости относительных резонансных длин волн от z_0, y_0 для варианта 2: λE_{113}^R

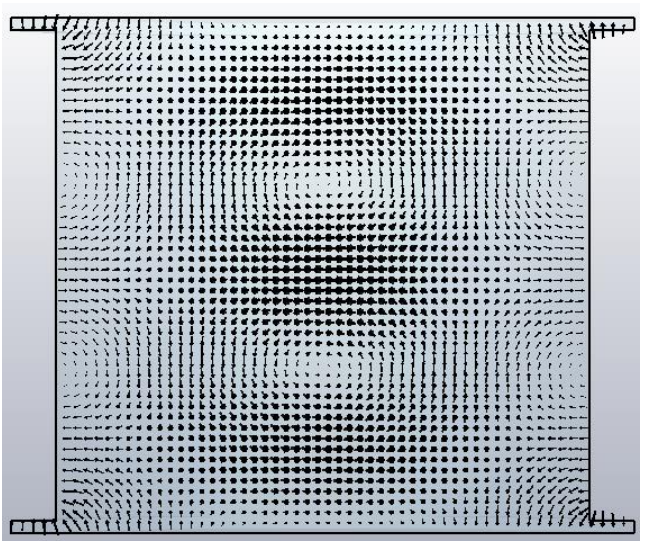
Table 3. The dependences of the relative resonance wavelengths from z_0, y_0 for variant 2: λE_{113}^R

y_0	z_0			
	0,05	0,1	0,14	0,19
0,02	1,001	1,0049	1,0049	1,0053
0,07	1,0075	1,0192	1,0219	1,0243
0,12	1,011	1,0302	1,0302	1,0966
0,17	1,042	1,0433	1,0815	1,0827

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



а



б

Рис. 2. *а*) распределение магнитной напряженности поля колебания H_{013},
б) распределение электрической напряженности поля для E_{113}.
Fig. 2. a) the magnetic field intensity distribution of the oscillation forH_{013}
b) the electric field intensity distribution of the oscillation for E_{113}.

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

Табл 4. Зависимости относительных резонансных длин волн от z_0, y_0 для варианта 2: $\frac{\lambda_{H_{013}}}{\lambda_{E_{113}}}$

Table 4. The dependences of the relative resonance wavelengths from z_0, y_0 for variant 2: $\frac{\lambda_{H_{013}}}{\lambda_{E_{113}}}$

y_0	z_0			
	0,05	0,1	0,14	0,19
0,02	0,9975	0,9936	0,9938	0,9937
0,07	0,991	0,9796	0,9772	0,9756
0,12	0,9877	0,9693	0,9692	0,9105
0,17	0,9582	0,9575	0,9234	0,9229

Как видно из таблицы 2 и рисунка 2, в варианте 2 со значительно меньшим диаметром, чем у варианта 1, кольцевые щели имеют тот же эффект, что и в варианте 1.

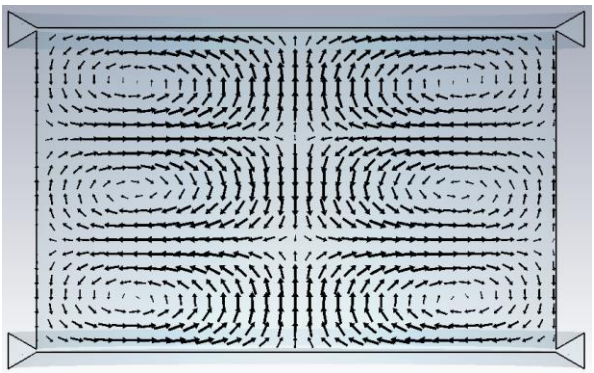
В предыдущих вариантах для селекции E_{113} и H_{013} мод использовалась плоская щель. Применение объемной щели усиливает эффект селекции. Для иллюстрации этого рассчитан вариант резонатора с объемной щелью треугольного сечения рисунок 3.

Для этого варианта при α=30° (α – угол отклонения сечения от горизонтали), а y_0=0,35, z_0=0,04, как в таблице 1 $\frac{\lambda_{H_{013}}}{\lambda_{E_{113}}}$ =0,515, что существенно выше по эффекту селекции от случая плоской щели.

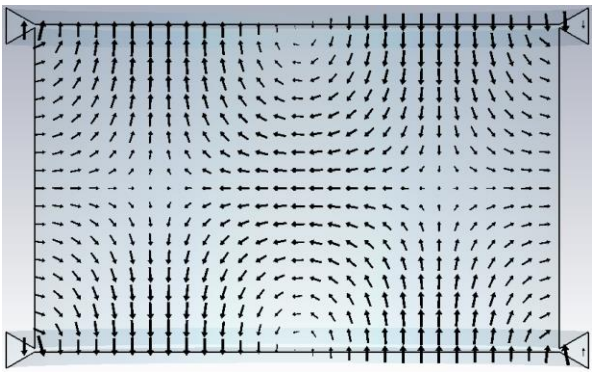
3. Заключение

Показано, что кольцевые щели в цилиндрических резонаторах с круговым сечением обеспечивают необходимую для практических целей селекцию мод E_{1in} и H_{0in}. На основании этих результатов можно утверждать, что кольцевые щели в круглых волноводах снимут вырождение волн E_{1i} и H_{0i} и их фазовые скорости будут различаться. А это приведет к реализации идеи академика П.Л. Капицы о передаче энергии с использованием H_{0i} в круглых сверхразмерных волноводах практически без потерь. Препятствием этой идеи было именно вырождение волн E_{1i} и H_{0i}, приводящее к кумулятивной трансформации моды H_{0i} в E_{1i} из-за эллиптичной погрешности сечения волновода. А мода E_{11} сильно поглощается в стенках сверхразмерного волновода.

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



а



б

Рис. 3. *а*) распределение магнитной напряженности поля колебания H_{013},
б) распределение электрической напряженности поля для E_{113}.
Fig. 3. a) the magnetic field intensity distribution of the oscillation forH_{013}
b) the electric field intensity distribution of the oscillation for E_{113}.

Список литературы

[1] Кураев, А.А. Мощные приборы СВЧ. Методы анализа и оптимизации параметров / А.А. Кураев. – М.: Радио и связь, 1986. – 208 с.

[2] Кураев, А.А. Электродинамика и распространение радиоволн / А.А. Кураев, Т.Л. Попкова, А.К. Синицын. – М.: ИНФРА-М, 2016. – 424 с.

References

[1] Kurayev, A.A. Powerful microwave devices. Methods of analysis and parameter optimization / A.A. Kurayev. - M.: Radio and Communication, 1986. - 208 p.

[2] Kurayev, A.A. Electrodynamics and propagation of radio waves. Kurayev, T.L. Popkova, A.K. Sinitsyn. - Moscow: INFRA-M, 2016. - 424 p.

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

Influence of magnetic shield construction on uniform current dissipation over multibeam klystron's collector

Dukhina N.G., Evseev S.V., Yunakov A.N.
Joint Stock Company "Research and Production Corporation "Istok" named after A.I.Shokin", Fryazino, Moscow reg., 141190, Russian Federation
Fax: (095) 46 58686; e-mail: istkor@elnet.msk.ru

Abstract: *We study the design of magnetic collector protection of power klystron in order to align beam current dissipation over the collector surface. Different dimensions and views of magnetic shields are shown, the influence of slots and holes in cloth protection is proven. The model of construction provided the current density distribution not exceeded 0,4 A/cm^2 at any point of collector surface is shown.*

Keywords: *magnetic shield, beam, current density distribution, collector, klystron, slot.*

Влияние конструкции магнитного экрана коллектора на равномерность токооседания в коллекторе многолучевого клистрона

Духина Н.Г., Евсеев С.В., Юнаков А.Н.
АО "НПП "Исток" имени Шокина"
Московская область, г. Фрязино, 141190, Российская Федерация
Fax: (095) 46 58686; e-mail: istkor@elnet.msk.ru

Аннотация: *Исследуется конструкция магнитного экрана коллектора мощного клистрона с целью обеспечения равномерного токооседания электронного пучка по площади коллектора. Приведены различные варианты конструкции магнитных экранов (размеры, конфигурации), установлено влияние щелей и отверстий в полотне защиты. Предложена конструкция, обеспечившая распределение плотности тока, не превышающей 0,4 А/см^2 в любой точке поверхности коллектора.*

Ключевые слова: магнитный экран, пучок, распределение плотности тока, коллектор, клистрон, щель.

1. Введение

В [1, 2] приведена электронно-оптическая система (ЭОС) мощного усилительного клистрона с кольцевыми резонаторами на высшем типе колебаний. В настоящей работе исследуется магнитная защита коллекто-

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

ра. Была поставлена задача: обеспечить такое распределение плотности тока J по поверхности коллектора, чтобы её максимальное значение Jmax не превышало 0,4 А/см^2. Рассматривается статический режим работы. Задача решается путём компьютерного 3d-моделирования ЭОС прибора.

2. Влияние внутреннего экрана и кожуха

Шесть пушек с кольцевыми эмиттерами формируют трубчатые электронные потоки по 4 А каждый, при ускоряющем напряжении 28 кВ, оси катодов лежат на окружности радиусом 21 мм ([1, 2]). Индукция магнитного поля в пролётном канале B=2300 Гс, магниты КС-25, прочие элементы выполнены из стали армко.

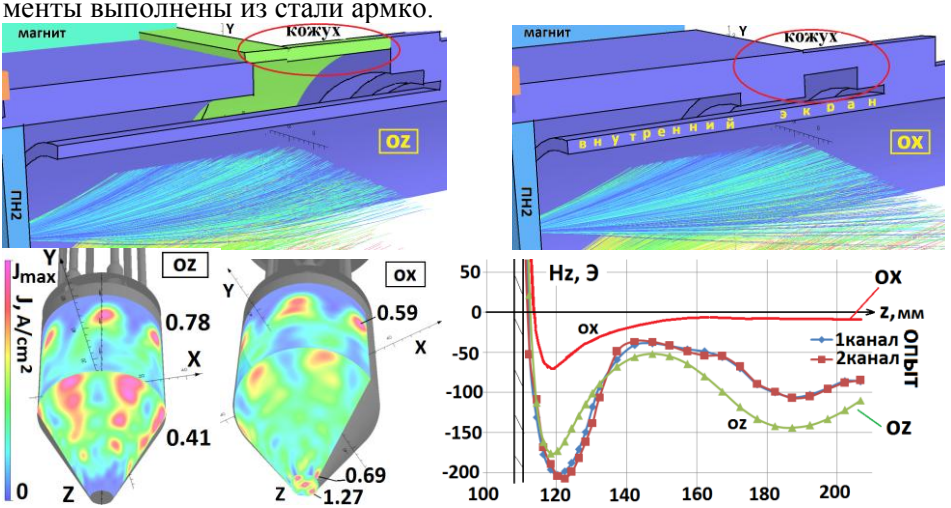


Рис. 1. Магнитная система, распределение J по коллектору и поле Hz(z) - для систем с длинным до z119,5 внутренним экраном, но разным «кожухом»: ox – толстый, oz – тонкий.

Fig. 1. Magnetic system, J over collector, field Hz(z) - for models with long (till z119,5mm) shield but different “middle”: ox - thick; oz - thin.

Малое магнитное поле в коллекторе не обязательно приводит к хорошему результату (равномерному оседанию электронного пучка по поверхности коллектора). На рис.1 приведены в сравнении модель «oz», аналог которой был воплощён на практике, при этом расчётная кривая продольной компоненты напряжённости поля Hz примерно совпала с экспериментальной, и модель «ox» с намеренно утолщённой по сравнению с «oz» внешней оболочкой, назовём её кожухом. Утолщение кожуха привело к существенному уменьшению поля, что заставило траектории электронов рассыпаться по коллектору, в результате чего на дне коллектора образовались пятна с неприемлемой плотностью тока Jmax=1,27А/см^2. В «oz» же остаточное поле величиной 150Э «подкрутило» траектории во

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

второй половине коллектора и дно его осталось нетронутым. Отсюда вывод: поле в коллекторе должно быть. Осталось правильно его подобрать.

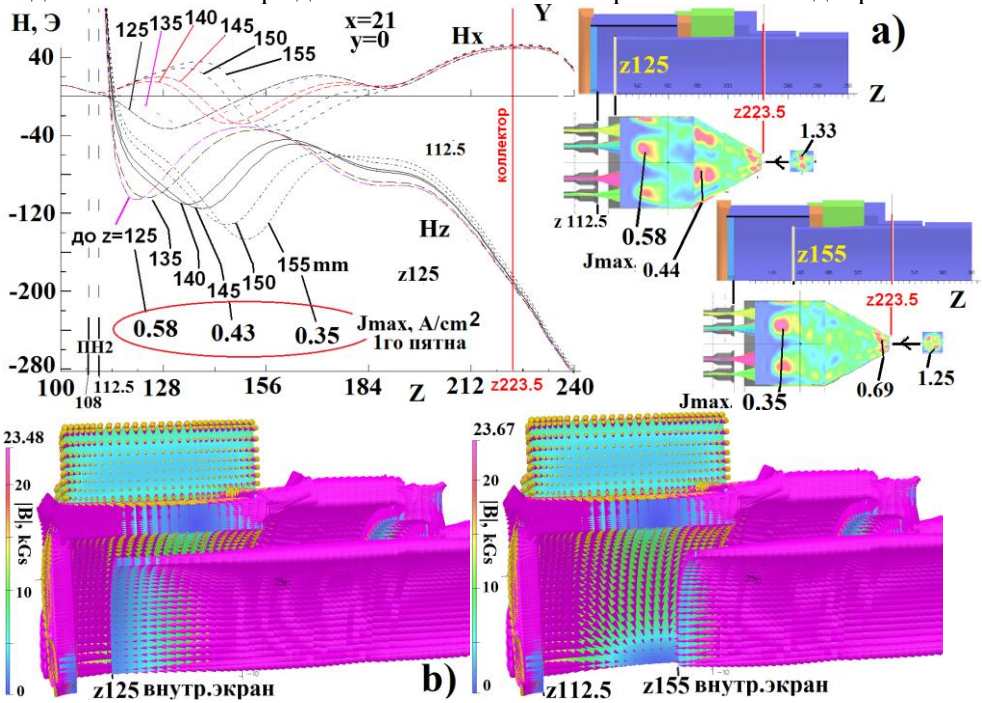


Рис.2. a – H(z) и J по коллектору при разных длинах внутреннего экрана; b – **B** в материале моделей с длинным (от z223,5 до z125) и коротким (от 223,5 до z155) внутренним экраном.
Fig. 2. a – H(z) and J over collector for shields of different length; b – **B** in material for 2 models.

Край внутреннего экрана вызывает возмущение поля, и при движении края возмущение следует за ним (рис.2a). Почему так происходит, объясняет рис.2b: в материале вне внутреннего экрана вектор индукции **B** направлен по оси вплоть до z~150, тогда как во внутреннем экране - в противоположную сторону. При изменении координаты края от z=125 до 155 мм Jmax первых (ближайших к ПН2) пятен последовательно падает с 0,58 до 0,35 А/см^2. Если же вообще убрать внутренний экран, то поле Hz на оси поднимется до 400Э и на горлышке конуса будем иметь Jmax = 4,35 А/см^2, при этом первое пятно с Jmax=0,41 переместится вправо. Точно так же при наличии внутреннего экрана нельзя убирать кожух: получим 600 Э, активный возврат траекторий и гарантированное проплавление коллектора.

3. Влияние длины коллектора и магнитных экранов

Как ни перераспределяли поток частиц, требование Jmax<0,4 А/см^2 оставалось недостижимым: ослабление первого пятна вело к усилению

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

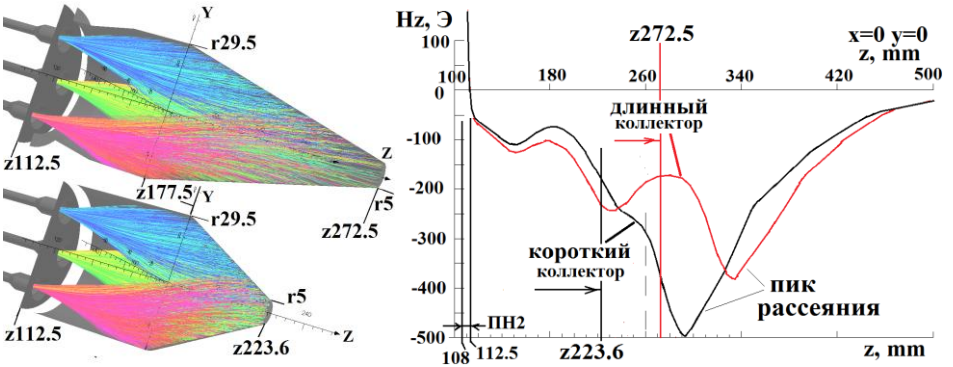


Рис.3. a - коллекторы короткий и длинный рядом в сравнении; b - поле вдоль оси z.
Fig. 3. a – short and long collectors; b – field along z.

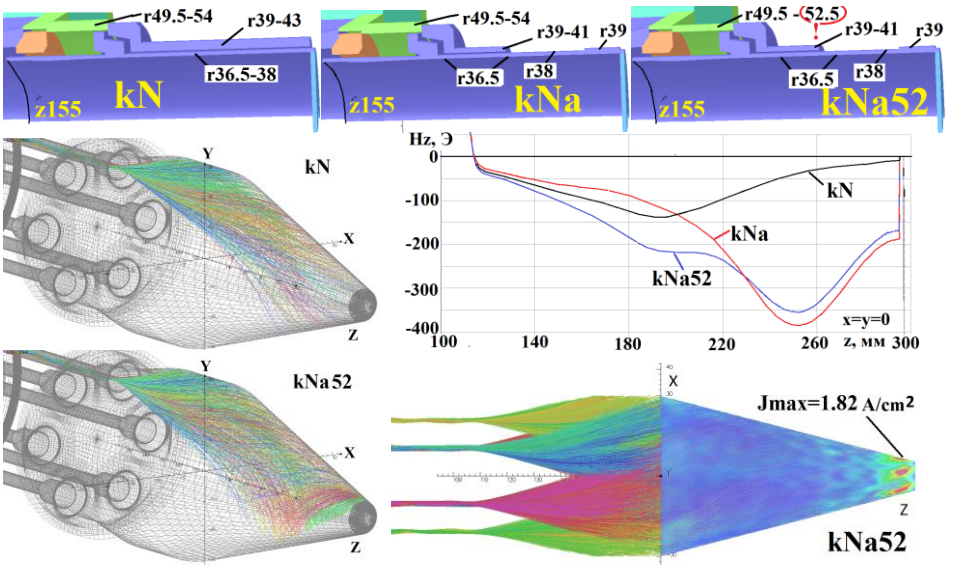


Рис.4. Механизм образования пятен на горлышке конуса на примере трёх моделей.
Fig. 4. How and why appear spots of high J.

нагрузки на горлышко конуса и дно, и наоборот, по принципу «вынешь клюв – увязнет хвост». Мощность, высаживаемая на коллектор, с учётом скважности равна 48 кВт – достаточно большая величина. Стремление размазать её равномерно, моделируя хитрой формы коллектор, привело к созданию «экзотических» моделей (коаксиальных разного типа, с обратным на дне конусом или клином) – но все они были отвергнуты как нетехнологичные, плохо охлаждаемые. Пришло понимание: коллектор должен быть простой геометрической формы.

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

Самый простой вариант – увеличение длины коллектора и, соответственно, площади его внутренней поверхности (рис. 3). Был рассчитан коллектор с увеличенной на 49 мм длиной по сравнению с вариантами на рис. 2 (угол конуса 14°), крайние экраны также удлинили на 40 мм, пик рассеяния при этом уменьшился по величине и переместился вправо по оси z, подросло поле в первой половине коллектора. Если выполнить часть системы охлаждения из стали, длину крайних экранов можно уменьшить.

Казалось бы, для уменьшения Jmax на первом пятне будет правильным хоть на 0,5мм, но увеличить радиус цилиндра коллектора - но нет: следом пришлось увеличить радиус внутреннего магнитного экрана, что в итоге нивелировало выигрыш. Полезным же оказалось скосить начало цилиндра в конус под углом -10°: «перехватили» часть траекторий.

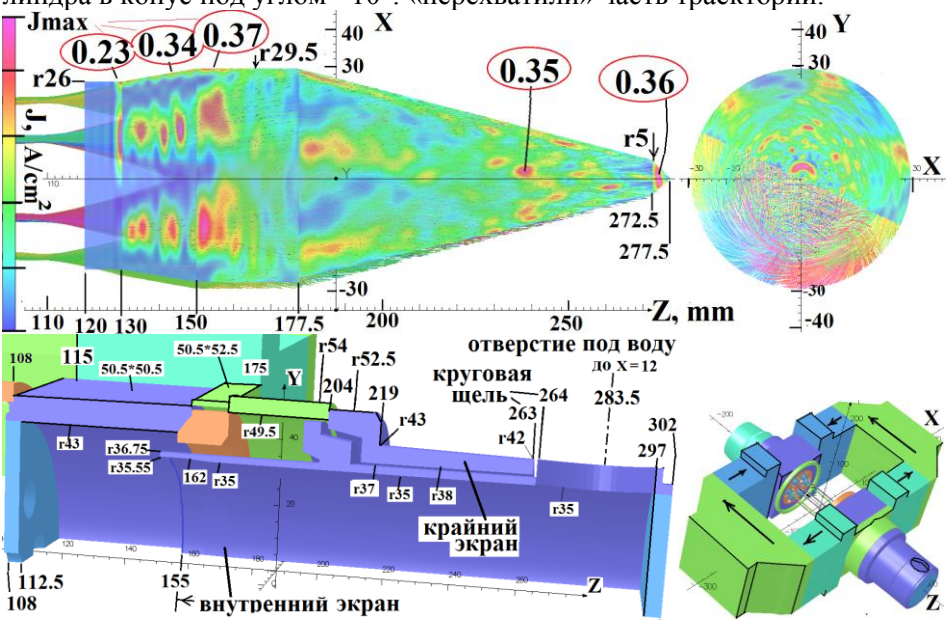


Рис. 5. Итоговая модель: распределение J по коллектору в плоскостях xz, xy; магнитная защита коллектора с размерами экранов и общий вид магнитной системы.

Fig. 5. Final model: J over collector in xz, xy planes; magnetic system.

На рис.4 отражён механизм образования пятен в конце коллектора на примере трёх моделей с увеличенным радиусом внутреннего экрана. Утоньшение и укорочение крайнего экрана (модель «kNa») по сравнению с исходным («kN») приведёт к увеличению поля на оси (z~270) с 40 до 320 Гс и к закручиванию траекторий, и на дне коллектора появятся «горячие» пятна. Если же вдобавок уменьшить толщину кожуха с 4,5 до 3мм, то подрастёт поле под кожухом, траектории электронов закрутятся ещё сильнее

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

и осядут, не дойдя до дна, на горлышко конуса с Jmax = 1,82 А/см^2.

Какой формы должен быть удлинённый крайний экран? Перебором от гладких цилиндра и конуса до них же, но ступеньками пришли к оптимальной форме: снаружи, в профиле, - конус R43-42, изнутри - цилиндр R38; при этом внутренний экран R35-37. На рис. 5 приведена итоговая модель, обеспечившая требуемое распределение плотности тока J < 0,4А/см^2.

Важно следить за толщиной кожуха: 3 мм вместо 4,5 приведёт к росту поля на 130 Э (рис. 6) и перераспределению J по коллектору с усилением нагрузки на горлышко конуса до Jmax=0,62 А/см^2 в шести компактных пятнах. Если же делать кожух толще, чем 4,5 мм, то поле хоть и понизится, но распределение J по коллектору от того не улучшится.

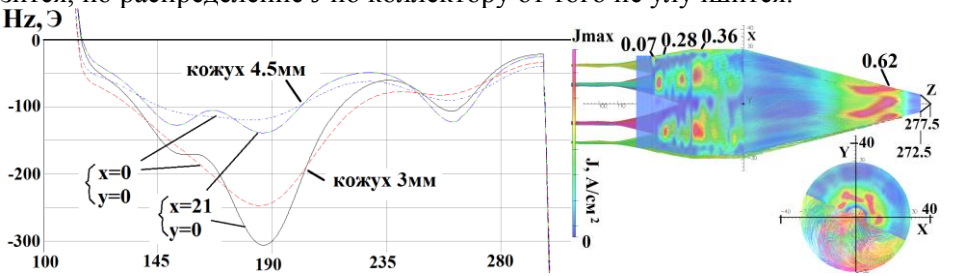


Рис.6. Поле Hz вдоль главной и парциальной осей для моделей с толщиной кожуха 4,5 (итоговая) и 3мм; J по коллектору для модели с кожухом 3мм в плоскостях xz и xy.

Fig. 6. Field Hz along main and partial axis for models with 4,5 (as in final model) and 3mm "middle"; J over collector for model with 3mm "middle" in planes xz and xy.

4. Влияние щелей и отверстий в экранах

Наличие щелей обусловлено технологией изготовления прибора. В месте стыка z=[263; 264] крайнего экрана с системой охлаждения образуется «круговая» щель, в результате чего происходит намагничивание тонкого меньшего радиуса внутреннего экрана (рис.7а), возрастает поле на оси; итоговая модель (рис.5) учитывает именно эту щель. На рис.7 приведены также модели совсем без щели и со сквозной щелью. Перекрывать щель магнитомягким материалом оказалось бесполезным: расчёты показали - лучше не будет. Помогло же ослабить вред от щели удлинение на 5мм крайнего экрана. «Некруговые» щели возмущают поля в коллекторе меньше, вектор индукции магнитного поля **B** в материале с лёгкостью «обходит» отверстия или продольные щели, чуть сгущаясь на краях, так что распределение J по коллектору практически не меняется. Более того, можно расширить продольные щели, облегчая конструкцию, на рис.7 приведена модель с крайним экраном в виде рёбер. По сравнению с «круговой» щелью площадь «расширенных» щелей на порядок больше, но нагрузка на коллектор при этом меняется незначительно.

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

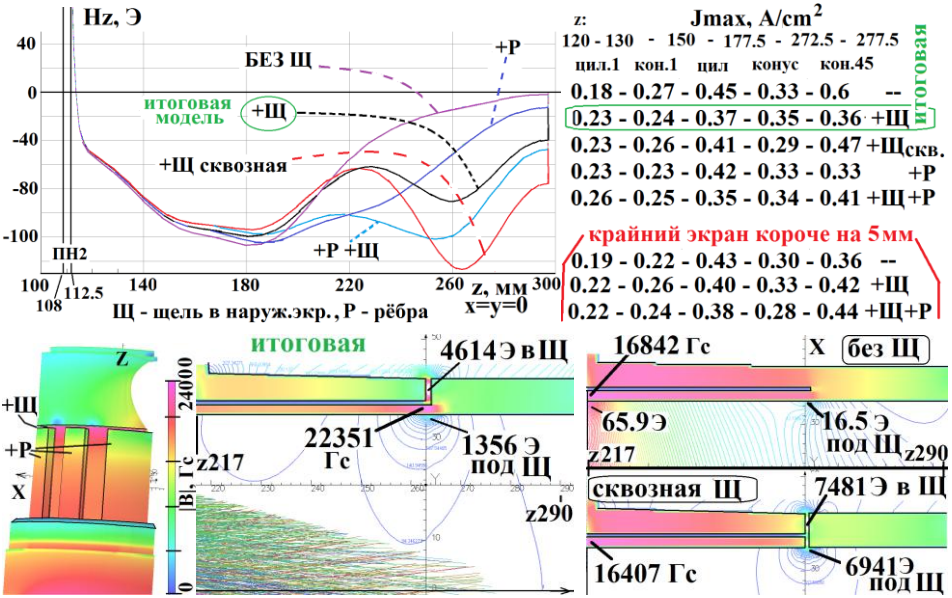


Рис. 7. Hz(z), **B** в материале и Jmax по коллектору для моделей с (без) щелями, рёбрами.
Fig. 7. Hz(z), **B** in material, Jmax over collector for models with circular or longitudinal slots.

5. Заключение

Приведена модель магнитных экранов и коллектора с распределением J < 0,4 А/см^2 по поверхности коллектора. Выявлены рычаги воздействия на поле и, следовательно, на пучок и нагрузку в коллекторе. Показана допустимость отверстий и продольных щелей в полотне экранов, круговые щели более опасны. Результаты исследования могут быть полезны в работах по улучшению технических характеристик приборов.

Список литературы

[1] Н.Г. Духина, А.Н. Юнаков, С.В. Евсеев. Оптимизация электронной оптики мощного клистрона//Труды 25-й международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». КрыМиКо-2015, Севастополь, 6-12 сентября 2015г. С.178-180.

[2] Н.Г. Духина, А.Н. Юнаков, С.В. Евсеев. О влиянии поля на катоде на пучок и разогрев коллектора на примере мощного клистрона//Труды 26-й международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». КрыМиКо-2016, Севастополь, 4-10 сентября 2016г. Т.2, с.316-322.

References

[1] N.G.Dukhina, A.N.Yunakov, S.V.Evseev. Optimization of power klystron electron optics//CriMiCo'2015, Sevastopol, Russia, September 6-12, 2015, pp. 178-180.

[2] N.G.Dukhina, A.N.Yunakov, S.V.Evseev. Influence of field at cathode on beam and collector heating-up using power klystron as an example//CriMiCo'2016, Sevastopol, Russia, September 4-10, 2016, vol. 2, pp. 316-322.

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

On the triple-tuned output filter system adjustment for multibeam klystron with double-gap active cavity working on higher mode

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

Abstract: *A new tuning technique for klystron output filter system is considered. It is based on comparing of partial frequencies of LC prototype and output cavity system. The results of simulation and tuning of output filter system for multibeam X-band klystron with double-gap active cavity operating on third cavity mode and triple-tuned filter system are presented.*

Keywords: *multibeam klystron, double-gap cavity, output filter system, bandwidth*

О настройке фильтровой системы многолучевого клистрона с 2х-зазорным активным резонатором на высшем виде колебаний

Галдецкий А.В., Голованов Н.А.
АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино, 141190, Российская Федерация
galdetskiy@istokmw.ru

Аннотация: *Предложен новый способ настройки фильтровой системы клистрона, основанный на сопоставлении характерных частот LC-прототипа и резонаторной системы. Методика и результаты моделирования приведены для выходной 3х звенной фильтровой системы клистрона X-диапазона с двухзазорным активным резонатором, работающим на высшем виде колебаний.*

Ключевые слова: многолучевой клистрон, двухзазорный резонатор, фильтровая система, полоса частот

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

1. Введение

Увеличение мощности, кпд и рабочей полосы частот клистрона является весьма востребованной задачей [1-3]. Ее решение определяет саму возможность их применения в современных радиоэлектронных системах связи и радиолокации. Эти параметры зависят как от построения клистрона в целом, так и от конструкции выходного резонатора и его фильтровой системы. При работе в режиме высокого электронного кпд (>30%) полоса частот выходного резонатора определяется его характеристическим сопротивлением и параметрами пучков:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q_н} = \rho \frac{M^2 I_0}{U_0} \frac{I_1}{I_0} \frac{U_0}{U_1} = {I_0}^2 M \frac{\rho}{P_0} \frac{I_1}{I_0} \frac{U_0}{U_1} \approx {I_0}^2 M \frac{\rho}{P_0}$$

здесь Δf – ширина полосы; f_0 – центральная частота полосы усиления; $Q_н$ – нагруженная добротность резонатора, ρ – волновое (характеристическое) сопротивление резонатора; M – коэффициент взаимодействия электронного потока с СВЧ электрическим полем в зазоре выходного резонатора; I_0, U_0, P_0 – суммарный ток, напряжение и подводимая мощность клистрона. Увеличение тока I_0 за счет многолучевой конструкции позволяет увеличить мощность и полосу. Увеличение числа стволов приводит к дальнейшему росту мощности (но не полосы). Использование многозазорной конструкции выходного резонатора увеличивает ρ и, следовательно, полосу частот, а применение дополнительных пассивных резонаторов (фильтровой системы) позволяет еще более расширить полосу за счет увеличения коэффициента прямоугольности. Однако эти меры приводят к усложнению проектирования и настройки резонаторной системы. В частности для 3-х связной фильтровой системы необходимо настраивать (оптимизировать) не менее 6 параметров. Целью данной работы является разработка методики проектирования и настройки резонаторной системы с двухзазорным трехствольным активным резонатором и 3-х звенной фильтровой системой, хотя она является универсальной и независящей от конкретной геометрии резонаторов и их взаимного расположения и может быть применена и для более сложных фильтровых систем.

2. Модель фильтровой системы, схема и особенности оптимизации

На Рис. 1 представлена исследуемая модель фильтровой системы. Это активный пятнадцатилучевой двухзазорный резонатор, работающий

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

на высшем виде колебания, и два пассивных, один из которых также работает на высшем виде. Связь между резонаторами осуществляется через индуктивные щели связи. В пассивных резонаторах для подстройки частоты предусмотрены настроечные винты. Особенностью конструкции является наличие не одной, а трех щелей связи между активным и первым пассивным резонаторами для того, чтобы выровнять поля в зазорах отдельных стволов. Модель возбуждается сосредоточенным портом, подключенным к одному из зазоров активного резонатора.

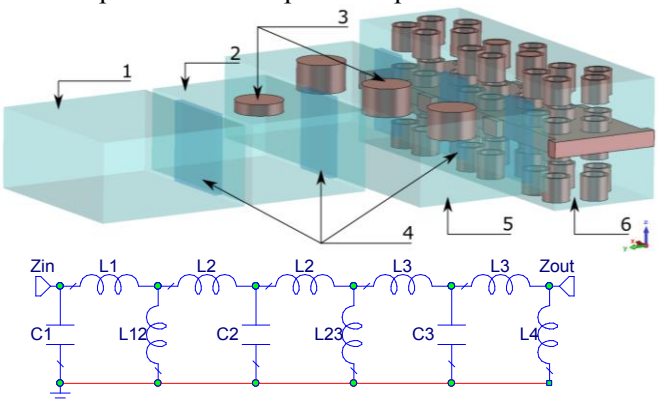


Рис. 1. Модель фильтровой системы и ее эквивалентная схема: 1 – выходной волновод; 2 – второй пассивный резонатор; 3 – настроечные винты; 4 –щели связи; 5 – первый пассивный резонатор; 6 – активный резонатор. Z_{in}, Z_{out} - импеданс входного и выходного порта; C_i, L_i (i = 1,2,3) ёмкости и индуктивности резонаторов; L_{12}, L_{23}, L_4, - индуктивности щелей связи

Fig. 1. Model of filter system and its equivalent circuit: 1 – output waveguide, 2 – second passive cavity, 3 – tuning screws, 4 –coupling slots, 5 – first passive cavity, 6 – active cavity. Z_{in}, Z_{out} – impedances of input and output ports; C_i, L_i (i = 1,2,3) capacitances and inductances of cavities; L_{12}, L_{23}, L_4, - coupling slots inductances

Для настройки трехзвенной системы, в общем случае необходимо варьировать как минимум 6 параметров, например частоты резонаторов – f_1, f_2, f_3 и коэффициенты связи между ними – k_1, k_2, k_3 (управляемые соответствующими размерами). Поэтому проводить при проектировании оптимизацию 3х мерной модели по какому-либо критерию затруднительно.

Предлагаемый метод проектирования фильтровой системы заключается в следующем. Мы используем для фильтровой системы эквивалентную схему из LC элементов (Рис. 1) с импедансами контуров, равными характеристическим сопротивлениям резонаторов. Схема легко оптимизируется. Затем, последовательно отстраивая частоту одного из LC контуров за диапазон, определяются резонансные частоты двугорбой АЧХ получившихся двухконтурных парциальных схем. Аналогичные процедуры

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

отстройки проводятся для каждого из резонаторов 3х мерной модели и последовательно подбираются размеры остальных резонаторов и щелей связи так, чтобы добиться совпадения характерных резонансных частот с резонансами LC-схем. Таким образом, оптимизация по 6 параметрам заменяется на три последовательные оптимизации по двум переменным, что происходит гораздо эффективнее.

При проектировании фильтровой системы, а также при холодных измерениях важен выбор целевой функции - параметра, по которому будет проводиться настройка. Зачастую в зазор активного резонатора вводят зонд (или сосредоточенный порт при моделировании) и проводят оптимизацию величины $|S_{21}|$. При этом неясным остаётся выбор величины импеданса порта, от которого зависит величина $|S_{21}|$. Однако, легко показать, что АЧХ мощности на выходе фильтровой системы равна:

$$P(\omega) = \frac{I Z_{in}{}^2}{2 Z_{out}} \left| \frac{1 + \Gamma\ S_{21}}{1 - S_{11}\ \ 1 - \Gamma S_{22}\ - \Gamma S_{22} S_{11}} \right|^2 = \frac{I Z_{in}{}^2}{2 Z_{out}} \left| \frac{S_{21}(\omega)}{1 - S_{11}(\omega)} \right|^2 \quad \text{при } \Gamma{=}0$$

и не повторяет АЧХ $|S_{21}(\omega)|$, так что указанный способ настройки некорректен, а целевой функцией нужно выбирать указанное выражение (инвариантное к выбору импеданса порта). Здесь I – наведенный ток в резонаторе, Γ – коэффициент отражения от нагрузки, Z_{out} – импеданс нагрузки (волновода), Z_{in} – импеданс входного сосредоточенного порта. На Рис. 2 сравниваются АЧХ мощности для случая согласованной нагрузки и АЧХ $|S_{21}|$ для различных значений импеданса порта. Несмотря на то, что максимумы кривых находятся на одинаковых частотах, характеристики будут отличаться как по абсолютному значению, так и по неравномерности. Неравномерность АЧХ в полосе: ΔP = 0.99 дБ, ΔS_{21} = 0.39 дБ (при Z_{in} = 5 кОм), ΔS_{21} = 0.44 дБ (Z_{in} = 10 кОм), ΔS_{21} = 0.49 дБ (Z_{in} = 100 кОм), ΔS_{21} = 0.495 дБ (Z_{in} = 1 МОм), ΔS_{21} = 0.5 дБ (Z_{in} = 100 МОм). Таким образом, правильная настройка фильтровой системы возможна только на основе оптимизации АЧХ мощности, а не параметра S_{21}. Исключением является случай, когда импеданс порта выбран очень большим $Z_{in} \gg Z_{11}$ (что возможно при моделировании, но не на «холодных» измерениях), тогда $S_{11} \approx -1$ и АЧХ выходной мощности и $|S_{21}|$ будут подобны:

$$P(\omega) = \frac{I Z_{in}{}^2}{8 Z_{out}} |S_{21}(\omega)|^2$$

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

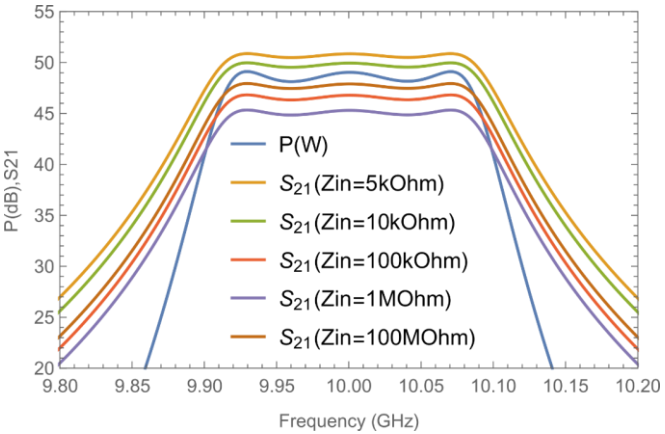


Рис. 2. Сравнение неравномерности выходной мощности P и величины $|S_{21}|$ при различных значениях импеданса входного порта Z_{in}.

Fig. 2. Comparison of ripples in frequency responses of output power P and $|S_{21}|$ at various impedances of input port Z_{in}.

3. Этапы проектирования фильтровой системы

Вначале производится подбор начальной геометрии резонаторов, исходя из равенства резонансной частоты рабочего вида колебания центральной частоте полосы, и вычисляются их импедансы. При этом частоты нерабочих мод необходимо сдвинуть за границу полосы.

Далее по частотам и импедансам резонаторов вычисляются исходные значения емкостей и индуктивностей эквивалентной схемы, затем некоторые из них оптимизируются до получения требуемой АЧХ прототипа.

Для подстройки частоты активного резонатора в LC-схему прототипа временно вносится малая индуктивность L параллельно ёмкости первого пассивного контура. В АЧХ прототипа возникает острый пик резонанса активного контура (Рис. 3). В трехмерной модели с помощью винтов замыкается первый пассивный резонатор (уводя его частоту) и настраивается активный на частоту пика, полученную из модели в прототипах (Рис. 3).

Для настройки связи между активным и первым пассивным резонатором и частоты последнего, параллельно ёмкости второго пассивного резонатора вводится индуктивность L. В трехмерной модели частота второго пассивного резонатора уводится с помощью винта. На обоих АЧХ возникают два пика (Рис. 4). В трёхмерной модели подстраиваются резо-

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

нансная частота первого пассивного резонатора и размер щели между ним и активным резонатором до совпадения частот пиков прототипа и модели.

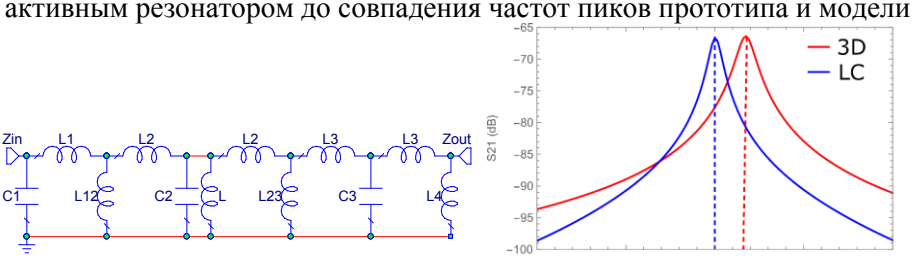


Рис. 3. Схема прототипа с расстроенным первым пассивным контуром и сравнение ее АЧХ с АЧХ резонаторной системы до подстройки активного резонатора.
Fig. 3. Prototype circuit with detuned first passive resonator and comparison its frequency response with detuned filter system before adjusting active cavity.

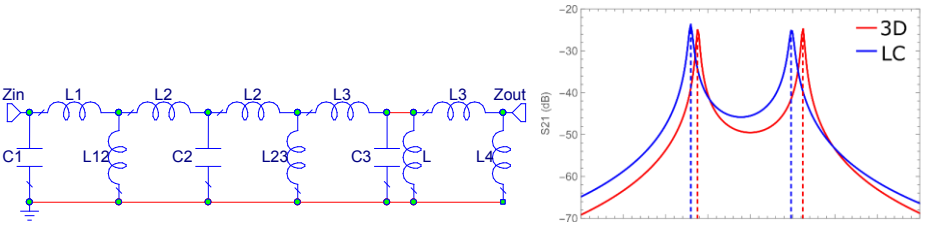


Рис. 4. Схема прототипа с расстроенным вторым пассивным контуром и сравнение ее АЧХ с АЧХ резонаторной системы до подстройки первого пассивного резонатора.
Fig. 4. Prototype circuit with detuned second passive resonator and comparison its frequency response with detuned filter system before adjusting first passive cavity and slot.

Остальные элементы последовательно настраиваются аналогичным образом. При необходимости данный цикл настроек нужно повторить.

4. Заключение

Предложен метод моделирования и оптимизации характеристик выходной фильтровой системы многолучевого клистрона. Метод последовательной настройки отдельных резонаторов и щелей связи позволяет существенно сократить время и трудоемкость проектирования и настройки фильтровой системы. Спроектирована оптимальная конструкция фильтровой системы X-диапазона. На Рис. 5 представлен результат настройки трехмерной конструкции трехзвенной фильтровой системы на основе модели-прототипа. Как можно видеть, результаты достаточно хорошо совпадают. Метод позволяет проектировать и настраивать фильтры и с числом звеньев больше 3.

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

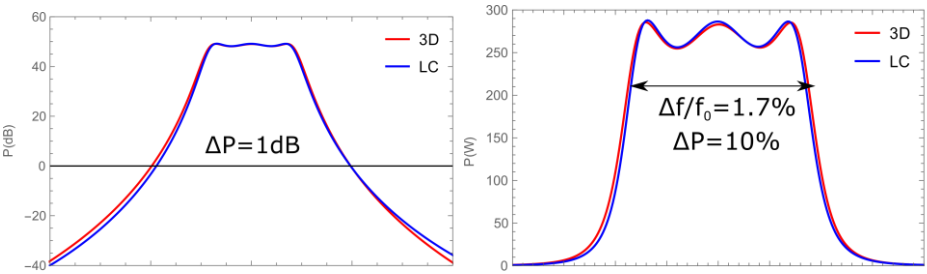


Рис. 5. Сравнение АЧХ мощности настроенной модели и прототипа.
Fig. 5. Comparison of frequency responses of properly tuned filter system and prototype.

Список литературы

[1] Yaogen D., Bin S., Shaomin S., Jin C. S-band multibeam klystron with bandwidth of 10% // IEEE Transactions on Electron Devices. 2005. vol. 52. no. 5. pp. 889-894.

[2] Yaogen D., Dongping G., Bin S., Zhiqiang Z. The research on the low peak power multi-beam broadband klystron // 2016 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC). 2016. pp. 1-2.

[3] Евсеев С.В., Пугнин В.И. Мощный широкополосный импульсный клистрон с равномерной амплитудно-частотной характеристикой // Электронная техника. Сер 1. Электроника СВЧ. 2013. № 4(519). С. 60-64.

References

[1] Yaogen D., Bin S., Shaomin S., Jin C. S-band multibeam klystron with bandwidth of 10% // IEEE Transactions on Electron Devices. 2005. vol. 52. no. 5. pp. 889-894.

[2] Yaogen D., Dongping G., Bin S., Zhiqiang Z. The research on the low peak power multi-beam broadband klystron // 2016 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC). 2016. pp. 1-2.

[3] Evseev S. V., Pugnin V, I. [High power wide-band pulsed klystron having flat frequency response] // *Elektronnaya tekhnika. Ser 1. Elektronika SVCh*, 2013, no. 4(519), pp. 60-64. (In Russian).

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

Thermal regime simulation of the multibeam klystron collector with non-uniform current distribution

Dukhina N.G., Kulikova I.V., Pristupchik N.K.
JSC "RPC "Istok" named after Shokin",
Fryazino, 141190, Russian Federation
nikita.pristupchik@gmail.com

Abstract: *We present simulation results of temperature distribution in the klystron collector with multiple beams. The simulation results were obtained using two different approaches. We have developed the simulation software that allows solving the heat transfer problem in the collector by the finite element method. The input data used to determine heat sources received from 3D static beam simulation results of the charged particle tracking analysis.*

Keywords: *multi beam klystron (MBK), collector thermal regime, charged particle tracking analysis, finite element method.*

Моделирование теплового режима коллектора многолучевого клистрона с учетом неравномерного токооседания

Духина Н.Г., Куликова И.В., Приступчик Н.К.
АО «НПП «Исток» им. Шокина»
ул. Вокзальная, 2а, г. Фрязино, Московская область, 141190, Россия
nikita.pristupchik@gmail.com

Аннотация: *Представлены результаты математического моделирования распределения температуры в коллекторе многолучевого клистрона. Результаты моделирования получены с использованием двух различных подходов. Разработано программное обеспечение, позволяющее решать задачу о распределении тепла в коллекторе методом конечных элементов, явно используя результаты траекторного анализа для задания источников тепла.*

Ключевые слова: многолучевой клистрон, тепловой режим коллектора, метод крупных частиц, метод конечных элементов.

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

1. Введение

Расчет теплового режима коллектора электронной лампы сопряжен с рядом трудностей, особенно для многолучевого прибора [1, 2]. Это связано с проблемой передачи данных о распределении плотности мощности электронного пучка, падающего на стенки коллектора, в программы, предназначенные для расчета тепловых режимов. Кроме того, расчет самой плотности мощности также сопряжен с проблемами. Программное обеспечение для расчета статических режимов электронных пушек построено на самосогласованном решении уравнения Пуассона и уравнений движения заряженных частиц в приближении трубок тока. Решением такой задачи являются траектории и токи укрупненных частиц. Далее в ходе постобработки, можно рассчитать распределение плотности мощности по поверхности, которое зависит от количества траекторий, метода и параметров сглаживания и привязано к элементам некоторой поверхностной сетки, в общем случае отличной от расчетной [1, 2].

2. Метод «пробных поверхностей»

Коммерческое программное обеспечение, использованное для электронно-оптических расчетов, позволяет решать задачу теплопроводности методом конечных элементов. Сопряжение электронно-оптического и теплового решателей осуществляется посредством передачи табличных файлов, в которых содержатся данные о распределении плотности тока по сегментам внутренней поверхности коллектора J_B. Постобработка этих данных позволяет получить в табличном виде информацию о распределении плотности мощности с учётом скважности P_D. Полученное таким образом распределение плотности мощности задается в качестве граничного условия в тепловом решателе.

Важно подчеркнуть, что в тепловой решатель передается сглаженное распределение плотности мощности P_D. Процедура сглаживания обеспечивает преобразование дискретного набора данных о пучке (точки пересечения траекторий с поверхностью, токи) в сеточную функцию P_D, определённую на множестве пробных поверхностей (конформных отображений цилиндрических сегментов внутренней поверхности коллектора). В данной задаче определены пять пробных поверхностей. Каждая пробная поверхность отстоит от соответствующего сегмента действительной поверхности коллектора на бесконечно малое расстояние и разбивается декартовой сеткой так, чтобы количество точек, на противолежащих границах цилиндрического сегмента равнялось 2^n.

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

Это позволяет производить сглаживание сеточной функции, определенной на пробной поверхности, с использованием алгоритма быстрого преобразования Фурье с последующей фильтрацией нижних частот (ФНЧ). В практическом смысле это означает, что основной результат теплового анализа (максимальное значение температуры на внутренней поверхности коллектора) зависит как от параметра n, определяющего количество точек сетки на пробной поверхности, так и от настроек ФНЧ, что иллюстрируется на рис. 1 и рис. 2 (распределение плотности мощности и температуры для первых двух пробных поверхностей). В качестве граничного условия, обеспечивающего однозначность решения задачи теплопроводности, на внешней поверхности коллектора задается постоянная температура 70 °C (температура охлаждающей жидкости на выходе из коллектора).

Заметим, что экспериментально определить распределение температуры по внутренней поверхности коллектора в рабочем приборе весьма затруднительно, поэтому для верификации полученных результатов необходимо сравнить их с результатами, полученными с использованием других методов сглаживания P_D на основе тех же исходных данных о пучке. На рис. 3 представлено распределение P_D по всем пяти пробным поверхностям, используемым в ходе обработки исходных дискретных данных о пучке. На рис. 4 приведено распределение температуры в объёме коллектора. Максимальное значение на внутренней поверхности не превышает 224 °C, что является приемлемым результатом. Максимальные перегревы поверхности для n=5 и n=6 отличаются от их среднего арифметического примерно на 14%.

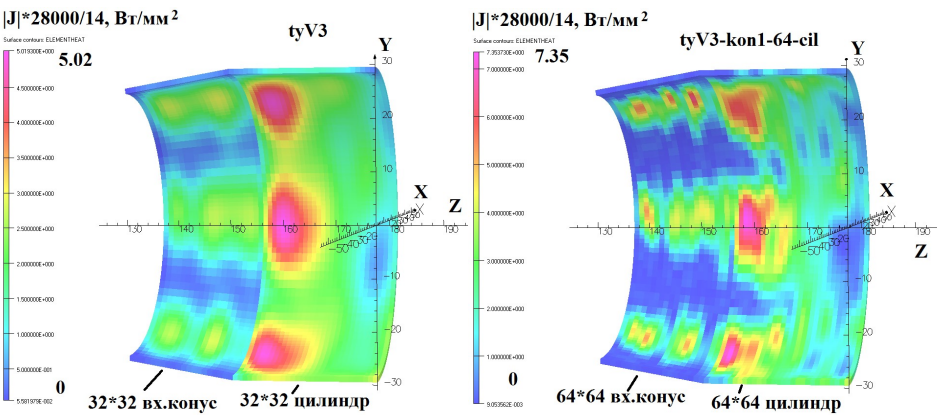


Рис. 1. P_D для первых двух пробных поверхностей при n=5 (слева) и n=6 (справа)

Fig. 1. P_D for first two sampling surfaces n=5 (left) and n=6 (right)

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

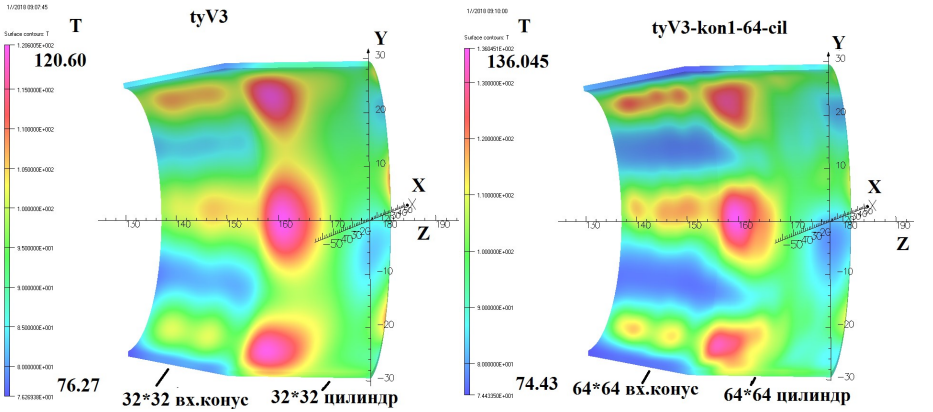


Рис. 2. Распределение температуры для первых двух пробных поверхностей при n=5 (слева) и n=6 (справа)

Fig. 2. Temperature distribution for first two sampling surfaces n=5 (left) and n=6 (right)

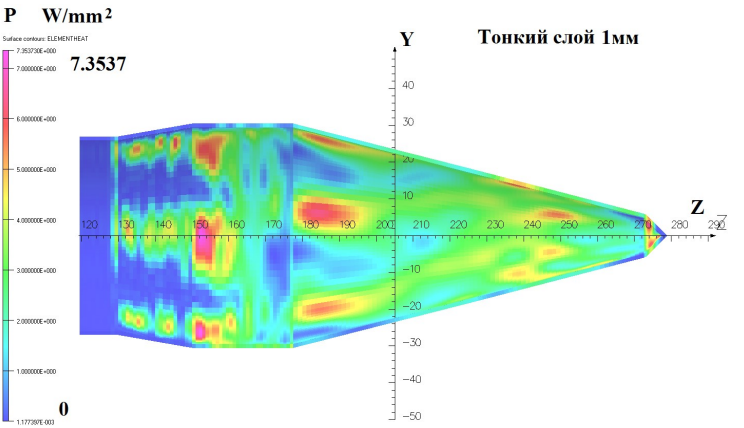


Рис. 3. P_D для всех пяти пробных поверхностей n=6

Fig. 3. P_D for all five sampling surfaces n=6

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

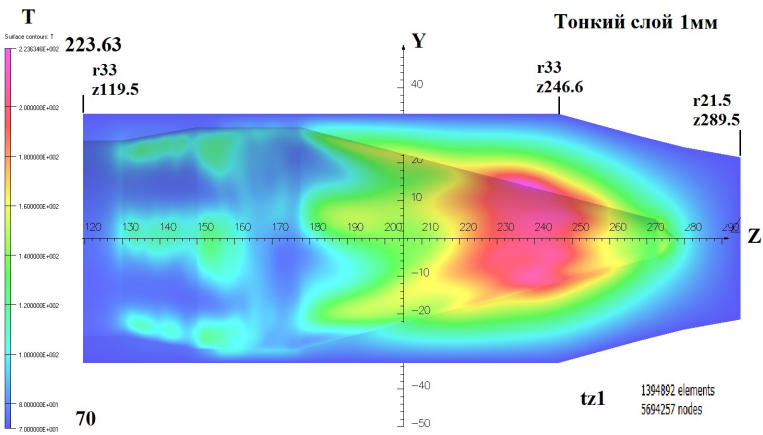


Рис. 4. Распределение температуры в объёме коллектора

Fig. 4. Temperature distribution in the collector volume

3. Метод «облака точек»

В связи с необходимостью верификации результатов, полученных методом «пробных поверхностей», была поставлена и решена задача по разработке программного обеспечения для расчета распределения температуры на основе метода конечных элементов с возможностью загрузки данных в виде «облака точек» пересечения траекторий крупных частиц с поверхностью коллектора, а также мощности, сосредоточенной в каждой из них <x,y,z,w> [3]. В качестве сеточного генератора и постпроцессора был использован пакет Gmsh [4]. Решалось нестационарное уравнение теплопроводности, что позволило составить СЛАУ с диагональным преобладанием. Для решения СЛАУ использовался метод Гаусса – Зейделя. Для сокращения объема памяти и ускорения процесса расчета использовался динамический массив с парами, состоящими из ненулевого элемента матрицы коэффициентов и номера столбца – $<a_{ij}, j>$ – это позволило не хранить нулевые элементы матрицы коэффициентов и не использовать их в процессе расчета.

В качестве граничных условий на поверхности может быть задана температура (ГУ I рода), тепловой поток (ГУ II рода) и конвекция (ГУ III рода). Тепловой поток от падающего электронного пучка рассчитывается следующим образом: мощность каждой отдельной траектории распределяется на поверхность элемента, которую эта траектория пересекала. В случае пересечения одной поверхности несколькими траекториями их мощности суммируется. При таком методе сглаживания размер элементов

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

поверхностной сетки должен определяться так, чтобы в каждый элемент попадало несколько траекторий. На рис. 5 показаны результаты моделирования распределения температуры в коллекторе многолучевого клистрона. Максимальная температура не превышает 226 °С.

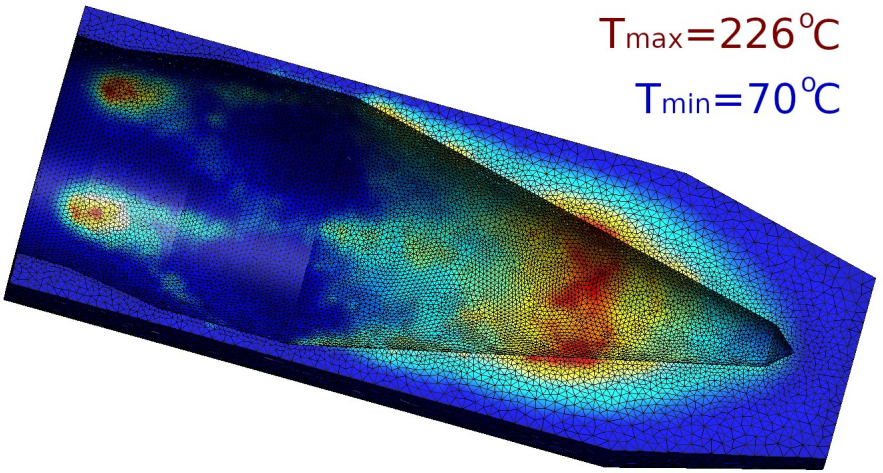


Рис. 5. Распределение температуры в объёме коллектора, полученное методом «облака точек»

Fig. 5. Temperature distribution in collector volume calculated by «cloud of points» method (beamlet landing coordinates and powers)

4. Заключение

Распределение температуры по поверхности общего коллектора многолучевого клистрона рассчитано двумя различными методами. Разработанное программное обеспечение на основе метода «облака точек» позволяет явно использовать результаты моделирования, полученные в электронно-оптической программе без обязательной постобработки. Результаты моделирования методами «облака точек» и «пробных поверхностей» находятся в хорошем соответствии (расхождение максимальных значений температуры на внутренней поверхности коллектора не превышает 2%).

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

Список литературы

[1] Н.Г. Духина, А.Н. Юнаков, С.В. Евсеев. Оптимизация электронной оптики мощного клистрона//Труды 25-й международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». КрыМиКо-2015, Севастополь, 6-12 сентября 2015г. С.178-180.

[2] Н.Г. Духина, А.Н. Юнаков, С.В. Евсеев. О влиянии поля на катоде на пучок и разогрев коллектора на примере мощного клистрона//Труды 26-й международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». КрыМиКо-2016, Севастополь, 4-10 сентября 2016г. Т.2, с.316-322.

[3] Куликова И.В., Приступчик Н.К. Разработка программного обеспечения для 3D моделирования тепловых режимов коллекторов // Тезисы докладов юбилейной научно-технической конференции, посвященной 75-летию АО «НПП «Исток» им. Шокина». 15-16 мая 2018, г. Фрязино.С 49.

[4] C. Geuzaine and J.-F. Remacle. Gmsh: a three-dimensional finite element mesh generator with built-in pre- and post-processing facilities. International Journal for Numerical Methods in Engineering 79(11), pp. 1309-1331, 2009.

References

[1] N.G.Dukhina, A.N.Yunakov, S.V.Evseev. Optimization of power klystron electron optics//CriMiCo'2015, Sevastopol, Russia, September 6-12, 2015, pp. 178-180.

[2] N.G.Dukhina, A.N.Yunakov, S.V.Evseev. Influence of field at cathode on beam and collector heating-up using power klystron as an example//CriMiCo'2016, Sevastopol, Russia, September 4-10, 2016, vol. 2, pp. 316-322.

[3] Kulikova I.V., Pristupchik N.K. [Solver for 3D simulation of collector's thermal conditions]. *Abstract of the anniversary scientific and technical conference dedicated to the 75th anniversary of the JSC "RPC "Istok" named after Shokin",* Fryazino, Russia, May 15-16, 2018, pp. 49. (In Russian).

[4] C. Geuzaine and J.-F. Remacle. Gmsh: a three-dimensional finite element mesh generator with built-in pre- and post-processing facilities. International Journal for Numerical Methods in Engineering 79(11), pp. 1309-1331, 2009.

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

Совершенствование технологии изготовления молекулярно-напыленного оксидного катода

Жабин Г.А.

АО «НПП «ИСТОК» им. Шокина»
г. Фрязино, 141190, Российская Федерация
zhabingennady@yandex.ru

Аннотация: *Представлены особенности усовершенствованной технологии изготовления и экспериментальные результаты исследования токоотбора повышенной плотности с молекулярно-напыленных оксидных катодов (МНОК). Приведены недокальные эмиссионные характеристики МНОК при толщине оксидного покрытия около 1мкм. Методом атомно-силовой микроскопии исследована поверхностная структура эмиссионного покрытия катодов.*

Ключевые слова: молекулярно-напыленный оксидный катод (МНОК), оксидный слой (ОС), оксидный катод (ОК), недокальная характеристика, ионно-плазменное напыление, плотность тока эмиссии, активирование, атомно-силовая электронная микроскопия (АСМ).

1. Введение

В приемных каналах современных РЛС широко применяются малошумящие вакуумные СВЧ-приборы работающие на циклотронном резонансе. Они обеспечивают малый коэффициент шума, широкий динамический диапазон и стабильность коэффициента усиления.

Источником электронов в них являются молекулярно-напыленные оксидные катоды (МНОК) [1, 2] с толщиной оксидного слоя (ОС) 0,8-1 мкм. Эмиссионное покрытие МНОК (М-катода) представляет собой устойчивую на воздухе смесь карбонатов и окислов со стандартным соотношением атомов щелочно-земельных металлов (47% бария, 43% стронция, 10% кальция), по сравнению со стандартным ОК более высокую плотность и гладкость поверхности, тепло- и электропроводность, высокую эмиссионную однородность [1]. Эти свойства поверхности МНОК позволяют отбирать токи с большей плотностью, чем со стандартного ОК.

В данной работе приведены результаты применения усовершенствованной технологии изготовления МНОК, с целью повышения стабильности накальных характеристик и срока службы катода при отборе тока большой плотности.

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

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Прямонакальный МНОК состоит из металлического керна в виде отрезка проволоки диаметром 50 мкм из материала ВР-20 и подогревателя из материала ВР-27ВП. Из круглой проволоки ВР-20 диаметром 50 мкм изготовлялись керны с плоской эмиссионной поверхностью размером 0,02 х 0,7 мм. После химической обработки и отжига на керны наносилась методом ионно-плазменного напыления пленка иридия толщиной 0,3 мкм, а затем проводился повторный отжиг кернов в остроосушенном водороде при температуре 1050°С в течение 30 минут. Положительное влияние применения повторного отжига кернов после нанесения пленки иридия на эмиссионные свойства катодов показано в работах [3, 4, 5].

На катоды с иридиевой пленкой ионно-плазменным методом наносилось покрытие тройного карбоната [6]. Вакуумная откачка приборов, активирование и тренировка катодов проводились по стандартной методике, описанной в [7, 8]. Технология вакуумного ионно-плазменного напыления оксидных покрытий была разработана в 70-х годах прошлого столетия в АО «НПП «Исток». Предварительно на мишень наносится тройной карбонат КТА-1 $(BaSrCa)CO_3$ с молекулярным соотношением Ba, Sr, Ca соответственно 50:40:10. В установке вакуумного ионно-плазменного напыления катодов происходит термическое разложением катода-мишени до окислов и последующее распыление состава мишени на поверхность катодов в атмосфере аргона и CO_2. Нанесение эмиссионного покрытия в вакууме на керны катодов происходит за 1 цикл благодаря механизму вращения.

Предложенная усовершенствованная технология ионно-плазменного напыления предусматривает увеличение времени ступенчатого разложения карбонатов мишени до 130 мин.; увеличение подаваемого на мишень потенциала и ионного тока во время напыления (800 В и 220 мА соответственно); увеличение температуры подложки, внутри которой крепятся катоды (185-230°С); введение предварительной электронной обработки (бомбардировки) поверхности катодов перед процессом напыления. Для уменьшения количества окислов в покрытии МНОК, оптимальное соотношение парциальных давлений Ar и CO_2 в смеси составляет 1.1 - 1.3, рабочее давление газа при напылении составляет 0,13 Па.

Исследование элементного состава напыленного на катоды покрытия по новой технологии было проведено рентгенофлуоресцентным методом на установке РЕАН. Процентное соотношение элементов Ba, Sr, Ca в покрытии составило 77,88; 15,81 и 6,31 соответственно (рис.1, таб.1). По

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

сравнению с составом покрытия и технологией напыления, описанными в [1], в нашем случае состав покрытий имеет большую концентрацию атомов бария. Увеличение общего запаса активного вещества в оксидном покрытии и его наиболее активного компонента - окиси бария ведет к повышению длительности работы катода и плотности отбираемого тока [2].

При исследовании поверхности эмиссионного покрытия методом АСМ (рис.2) установлено, что шероховатость покрытия на подложке из сапфира составляет 0,05-0,06 мкм. Шероховатость на поверхности керна ВР-20 с пленкой иридия составляет 0,5-0,8 мкм.

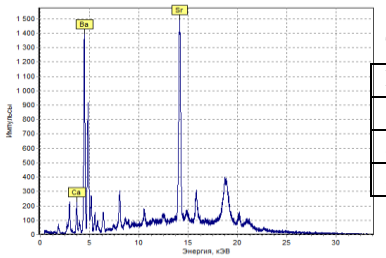
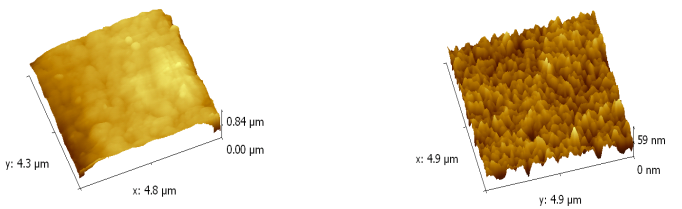


Таблица 1. Состав напыленного покрытия, %

N	Элемент	Концентрация,%	Погрешность,%
1	Ca	6,31	3,67
2	Ba	77,88	3,07
3	Sr	15,81	0,66

Рис. 1. Исследование элементного состава напыленного покрытия рентгенофлуоресцентным методом на установке РЕАН



(а) (б)

Рис. 2. АСМ-изображение поверхности эмиссионного покрытия нанесенного на иридиевую пленку МНОК (а) и подложку из сапфира (б)

3. Практические результаты

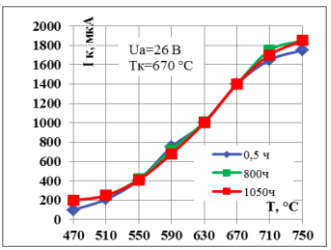
Испытания МНОК проводились в макетах приборов с медной оболочкой в режиме непрерывного токоотбора. Ток накала и анодное напряжение выбирались для каждого катода индивидуально. Контроль тока накала, анодного напряжения и катодного тока во время срока службы осуществлялся при помощи приборов В7-27. Температура катодов определялась по шкале при пирометрировании с помощью прибора ВИМП-015

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

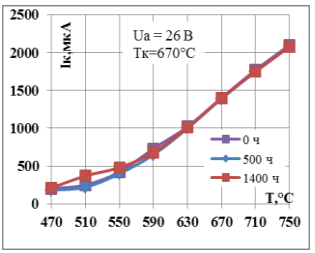
в инфракрасном диапазоне. На выбранных макетах были получены недокальные характеристики.

Испытания проведены в диапазоне температур 630-750°С при толщине эмиссионного покрытия 0,8-1 мкм.

На рис. 3 показаны недокальные характеристики МНОК в экспериментальных макетах с разной продолжительностью работы в непрерывном режиме. Площадь эмиссионной поверхности катодов составляет $1{,}4*10^{-4}$ см^2. Плотность тока катодов при 670°С в макетах составила 10 А/см^2.



(а)



(б)

Рис. 3. Недокальные характеристики МНОК, изготовленных по новой технологии, в экспериментальных макетах. а – образец 1, б – образец 2.

Катоды, изготовленные по «старой технологии» с площадью эмиссионного покрытия $1{,}4*10^{-4}$ см^2 и толщиной 0,8-1 мкм при испытании на термотренировке с повышенной рабочей температурой $T_к$=670°С и плотностью тока 1,8-2 А/см^2 уже после срока службы 1000 часов показывали падение эмиссии более 15-20% (рис.4).

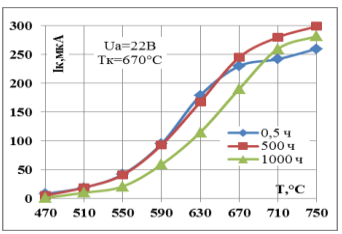


Рис. 4. Недокальные характеристики МНОК, изготовленного по «старой технологии» в экспериментальном макете во время испытания на долговечность при повышенной температуре катода

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

4. Заключение

Таким образом, в работе показано, что совершенствование технологии изготовления МНОК и процесса ионно-плазменного нанесения на керн эмиссионных покрытий толщиной 0,8-1 мкм, благодаря повышению содержания в ОС бариевого компонента и улучшению поверхностных свойств пленки иридия после повторного отжига, позволило увеличить время устойчивой работы катода в непрерывном режиме с повышенной плотностью тока 10 А/см^2 до 1400 часов.

Выражение признательности

Автор выражает признательность А. В. Галдецкому и Ю. А. Будзинскому (АО «НПП «ИСТОК» им. Шокина») за внимание к работе и ряд полезных советов.

Список литературы

[1] Дружинин А. В., Кондрашенков А. В. Новый эффективный термокатод // Радиотехника и электроника. -1973. -Т. 18, -№ 7. -С. 15-31.

[2] Никонов Б.П. Оксидный катод / Энергия.-М.-1979.-240 с.

[3] Жабин Г. А., Пашков А.Н., Пелипец О.В. Молекулярно-напыленные оксидные катоды в СВЧ приборах на циклотронном резонансе //27-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь.-2017.-С. 192-198.

[4] Жабин Г. А., Пашков А.Н., Пелипец О.В. Исследование влияния температурного отжига на эмиссионные свойства молекулярно-напыленных оксидных катодов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ - техника. -2017. -Вып. 4 (535). -С. 15-21.

[5] Жабин Г.А., Пашков А.Н., Пелипец О.В. Особенности влияния отжига кернов на эмиссионные свойства молекулярно-напыленных оксидных катодов // Международная научно-техническая конференция « Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения» - «INTERMATIC-2017». МИРЭА. Москва.-2017.-С. 622-625.

[6] Жабин Г.А. Применение вакуумного ионно-плазменного напыления для изготовления оксидных катодов циклотронных защитных устройств // Труды 24 Всероссийской научно-технической конференции с международным участием «Вакуумная техника и технологии-2017». СПбГЭТУ. Санкт-Петербург. -2017. -С. 161-163.

[7] Жабин Г.А. Эмиссионные характеристики молекулярно-напыленных оксидных катодов в циклотронных защитных устройствах // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. -2017. -Вып. 2 (533). -С. 49-53.

[8] Жабин Г. А. Особенности работы молекулярно-напыленных оксидных катодов в циклотронных защитных устройствах // Сборник статей VI Всероссийской конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ». Санкт-Петербург. СПбГЭТУ.- 2017. -С. 100-103.

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

Immersion cathode with partial electrostatic screening for a low-voltage terahertz backward wave oscillator

Galdetsky A.V., Kulikova I.V., Pristupchik N.K.
JSC «RPC «Istok» named after Shokin»
Fryazino, Moscow Region, 141190, Russian Federation
nikita.pristupchik@gmail.com

Abstract: *We theoretically study the formation process of the intense electron beam which flows in the terahertz backward-wave oscillator drift channel. We also study beam current interception caused by the inlet beam profiler (heat dissipation structure) and the slow-wave system. It is shown that an immersion cathode with partial electrostatic screening, distinguished by a simplified design, can provide the required operating current in the active region of the slow-wave system at the expense of minor increasing the thermal load on the anode block. The sensitivity of the cathode emission current to the change in the design parameters of the focusing electrode and position of the cathode is investigated.*

Keywords: *backward wave oscillator, terahertz frequency range, immersion cathode, electron beam optics, parametric design optimization, thermal management.*

Иммерсионный катод с частичной электростатической экранировкой для низковольтной лампы обратной волны терагерцового диапазона

Галдецкий А.В., Куликова И.В., Приступчик Н.К.
АО «НПП «Исток» им. Шокина»,
г. Фрязино, Московская область, 141190, Россия
nikita.pristupchik@gmail.com

Аннотация: *Теоретически исследуются процессы формирования и транспортировки интенсивного электронного пучка, движущегося в пространстве взаимодействия лампы обратной волны терагерцового диапазона. Также исследуется перехват электронного потока входным профилировщиком (теплорассеивающим скосом) и замедляющей системой. Показано, что иммерсионный катод с частичной электростатической экранировкой, отличающийся упрощённой конструкцией,*

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

может обеспечить требуемый рабочий ток в активной области замедляющей системы за счёт незначительного увеличения тепловой нагрузки на анодный блок. Исследована чувствительность тока эмиссии к изменению параметров конструкции фокусирующего электрода и позиционированию катода.

Ключевые слова: лампа обратной волны, терагерцовый диапазон частот, иммерсионный катод, электронная оптика, параметрическая оптимизация конструкции, тепловой режим.

1. Введение

В настоящее время в АО «НПП «Исток» им. Шокина» восстанавливается производство ламп обратной волны (ЛОВ), источников терагерцового излучения, работающих во внешнем однородном магнитном поле величиной 1.1 Тл [1]. Возможность перестройки рабочей частоты ЛОВ в широких пределах обусловливает их применение для проведения исследований в различных областях науки и техники [2].

Особенности формирования и транспортировки электронных потоков, обеспечивающих генерацию электромагнитных колебаний в терагерцовом диапазоне частот, предъявляют повышенные требования ко всем элементам конструкции ЛОВ. Так, эффективное взаимодействие электронного пучка с терагерцовым излучением, распространяющимся в замедляющей системе, возможно только если электронный поток будет довольно плотно прижат к её штырям, что порождает проблему необратимой деформации микроструктурных элементов замедляющей системы вследствие перегрева.[1] Решением этой проблемы является введение в конструкцию анодного блока специальной структуры (теплорассеивающего скоса), профилирующей пучок на начальном участке пролётного канала так, чтобы поток электронов, с одной стороны, не создавал избыточной тепловой нагрузки на штыри замедляющей системы, а с другой – был прижат к ним настолько близко, насколько это возможно [1]. Другой важной проблемой является низкий процент выхода годных катодов и малая их долговечность. [2]

Целью работы является анализ некоторых конструктивных возможностей повышения технологичности катодов, обеспечивающих увеличение срока службы и улучшение воспроизводимости характеристик. Приведены результаты математического моделирования электронных пушек ЛОВ. Исследована новая конструкция иммерсионного катода с частичной электростатической экранировкой (ЧЭЭ/PES).

[1] Полная подводимая мощность в серийных ЛОВ может достигать 200 Вт.

[2] Плотность токоотбора в терагерцовых ЛОВ может превышать 150 А/см^2.

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

2. Моделирование базовой конструкции

Рассмотрим базовую конструкцию иммерсионного катода, схематически показанную на рис. 1. Такие катоды применяются в настоящее время для создания ЛОВ терагерцового диапазона. В табл. 1 представлены результаты моделирования диодной пушки ЛОВ с отклоняющимися параметрами конструкции в диапазоне ±5%. Также было исследовано влияние миграции бария по поверхности молибдена, приводящее к увеличению фактического размера эмиссионного пятна. Предполагается, что длина миграции бария по поверхности молибдена не превышает 10 мкм.

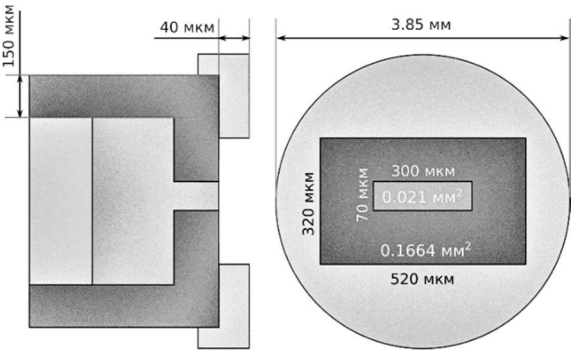


Рис. 1. Схематическое изображение базовой конструкции иммерсионного катода

Fig. 1. Schematic view of the basic immersion cathode design

Важно подчеркнуть, что вследствие профилирования пучка ламелями теплорассеивающего скоса фактический рабочий ток пучка, протекающий в непосредственной близости от штырей замедляющей системы, обычно не превышает 70% от тока, отбираемого с катода в диодной пушке.

Другим важным фактором, определяющим величину рабочего тока, является толщина антиэмиссионного покрытия, которое, помимо основной своей функции в базовой конструкции катода, играет роль фокусирующего электрода. Расчёты показывают, что чувствительность рабочего тока к изменению толщины антиэмиссионного покрытия примерно в 1,4 раза выше, чем к изменению расстояния катод–анод. Следует отметить, что применяемая в настоящее время технология плазмотронного напыления не может обеспечить формирование прецизионной структуры фокусирующего электрода по кромке, что может являться одной из причин низкого процента выхода годных.

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

Табл. 1. Зависимость тока катода от параметров базовой конструкции.

Table 1. Cathode current respect to basic design parameters change.

Миграция Бария Barium Migration	Зазор катод–анод, мкм Cathode–anode gap, um	Толщина антиэмиссионного покрытия, мкм Anti-emission coating thickness, um	Ток катода, мА Cathode current, mA	Рассеиваемая мощность, Вт Dissipated power, W
–	760	57–63	29.6–26.7	88.8–80.1
		38–42	36.1–34.6	108.3–103.8
		19–21	43.2–42.4	129.6–127.2
		9–11	45.8–45.4	137.4–136.2
	840	57–63	24.8–23.0	74.4–69.0
		38–42	31.6–29.9	94.8–89.7
		19–21	38.4–37.3	115.2–111.9
		9–11	40.9–40.4	122.7–121.2
+	760	57–63	35.9–32.2	107.7–96.6
		38–42	45.2–41.8	135.6–125.4
		19–21	52.9–52.3	158.7–156.9
		9–11	57.6–56.6	172.8–169.8
	840	57–63	30.1–27.8	90.3–83.4
		38–42	38.0–37.4	114.0–112.2
		19–21	46.3–45.5	138.9–136.5
		9–11	50.5–49.5	151.5–148.5

3. Электронно-оптическая система с компрессией пучка

В результате проведения множества численных экспериментов в двумерной и трехмерной постановке была предложена конструкция электронно-оптической системы, схематически представленная на рис. 2a. Несмотря на хорошие результаты двумерного моделирования, в трехмерной постановке (ленточный пучок конечной ширины) обеспечить локализацию электронного потока прямоугольного сечения по высоте и ширине удалось только за счет перефокусировки пучка на старте. Это позволило добиться стопроцентного токопрохождения пульсирующего пучка в пустом канале высотой 120 мкм [3], однако моделирование транспортировки такого пучка с учётом токоперехвата показало, что он практически полностью оседает уже на профилирующих ламелях теплорассеивающего скоса, как показано на рис. 2b. Таким образом, электронный поток в ЛОВ должен быть принципиально ламинарным. На сегодняшний день не ясно, каким образом можно

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

реализовать это в случае ленточного пучка конечной ширины с компрессией. Переход на ЭОС с аксиально-симметричным бриллюэновским потоком, по-видимому, потребует отказа от существующей замедляющей системы, что означает разработку принципиально нового прибора.

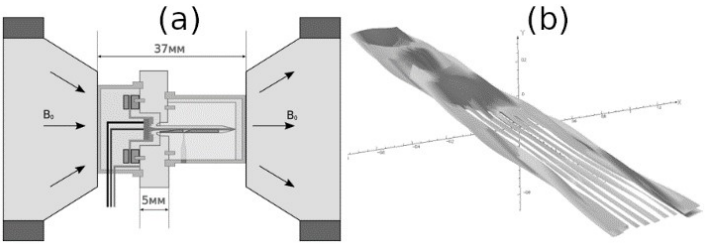


Рис. 2. Электронно-оптическая система с компрессией
(a – схематическая конструкция, b – результаты траекторного анализа).

Fig. 2. Electron optic system with beam compression
(a – schematic design, 2 – beam simulation results)

4. Катод с частичной электростатической экранировкой

На рис. 3 схематически показана новая конструкция иммерсионного катода, отличающаяся тем, что эмиссионное тело не запрессовывается в щель малых размеров, антиэмиссионное покрытие на поверхность стаканчика не наносится, а толщина донышка уменьшается до 20 мкм посредством шлифовки. Результаты моделирования представлены в табл. 2, 3.

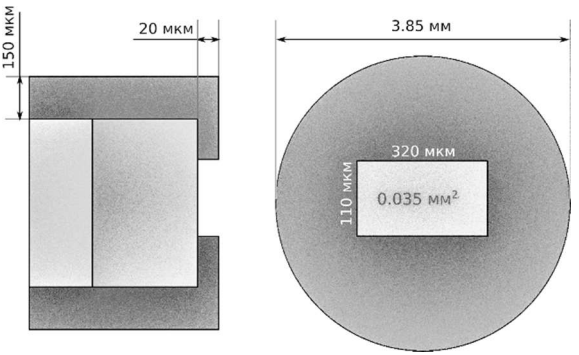


Рис. 3. Схематическое изображение иммерсионного катода с ЧЭЭ

Fig. 3. Schematic view of the immersion cathode (with PES) design

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

Табл. 2. Зависимость тока катода 70x300 (ЧЭЭ) от параметров конструкции.

Table 2. Cathode current 70x300 (PES) respect to design parameters change.

Миграция Бария Barium Migration	Зазор катод–анод, мкм Cathode–anode gap, um	Толщина антиэмиссионного покрытия, мкм Anti-emission coating thickness, um	Ток катода, мА Cathode current, mA	Рассеиваемая мощность, Вт Dissipated power, W
–	760	19–21	17.4–15.6	52.2–46.8
		10–12	28.6–25.6	85.8–76.8
	600	19–21	24.8–22.1	74.4–66.3
		10–12	38.8–36.1	116.4–108.3
	570	19–21	26.8–23.9	80.4–71.7
		10–12	39.8–37.4	119.4–112.2
+	760	19–21	18.1–16.1	54.3–48.3
		10–12	30.8–27.5	92.4–82.5
	600	19–21	25.6–22.9	76.8–68.7
		10–12	43.0–38.8	129.0–116.4
	570	19–21	27.8–24.6	83.4–73.8
		10–12	44.6–40.8	133.8–122.4

Табл. 3. Зависимость тока катода 110x320 (ЧЭЭ) от параметров конструкции.

Table 3. Cathode current 110x320 (PES) respect to design parameters change.

Миграция Бария Barium Migration	Зазор катод–анод, мкм Cathode–anode gap, um	Высота/Ширина отверстия в экране, мкм	Толщина антиэмиссионного покрытия, мкм Anti-emission coating thickness, um	Ток катода, мА Cathode current, mA	Рассеиваемая мощность, Вт Dissipated power, W
–	630	110 / 320	20–25	33.9–27.5	101.7–82.5
		116 / 336		39.4–31.9	118.2–95.7
	600	110 / 320	20–25	36.9–29.7	110.7–89.1
		116 / 336		41.6–33.7	124.8–101.1
+	630	110 / 320	20–25	35.5–28.3	106.5–84.9
		116 / 336		39.4–32.2	118.2–96.6
	600	110 / 320	20–25	37.8–30.2	113.4–90.6
		116 / 336		42.6–34.3	127.8–102.9

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

5. Заключение

В работе теоретически исследована параметрическая чувствительность диодных пушек с иммерсионными катодами двух типов для низковольтных ЛОВ терагерцового диапазона. Показано, что новая упрощённая конструкция катода с частичной электростатической экранировкой может обеспечить требуемый ток за счёт возможного незначительного увеличения тепловой нагрузки на анодный блок. Ожидается, что новые катоды будут отличаться повышенным процентом выхода годных, однако для повышения долговечности ЛОВ необходимо разрабатывать новую электронно-оптическую и электродинамическую системы, что является предметом дальнейших исследований.

Выражение признательности

Авторы выражают признательность Т. А. Батьковой, Е. М. Земчихину, А. П. Макарову, О. В. Поливниковой, В. А. Резнёву, К. С. Сергиенко, В. В. Шенцовой, а также Н. М. Коломийцевой, Л.А. Сапрынской, А. Н. Дармаеву и С. П. Мореву за внимание к работе и ряд ценных замечаний.

Список литературы

[1] Гершензон Е.М., Голант М.Б., Негирев А.А., Савельев В.С. Лампы обратной волны миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн. / Москва: «Радио и связь», 1985. 136 с.

[2] Братман В.Л., Литвак А.Г., Суворов Е.В. Освоение терагерцового диапазона источники и приложения // УФН. № 8. – 2011, С. 867–864.

[3] Приступчик Н.К., Галдецкий А.В., Куликова И.В. Электронно-оптическая система для низковольтных ламп обратной волны с компрессией ленточного пучка // Электроника и микроэлектроника СВЧ. Сборник статей VI Всероссийской конференции. Санкт-Петербург: Изд-во СПбГЭТН «ЛЭТИ». 2017. С. 295–299.

References

[1] Gershenzon E.M., Golant M.B., Negirev A.A., Saveliev V.S. *Lampy obratnoj volny millimetrovogo i submillimetrovogo diapazonov* (ed. by N. D. Devyatkov). Moscow, Radio I Svyaz. 1985. 136 p. (In Russian).

[2] Bratman V.L., Litvak A.G., Suvorov E.V. [Mastering the terahertz domain: sources and applications]. *Phys. Usp.,* 2011, no. 54, pp. 837–844. (In Russian).

[3] Pristupchik N.K., Galdetsky A.V., Kulikova I.V. [Electron optic system for low-voltage backward wave oscillator with compressed sheet beam] *Elektronika i mikroelektronika SVCh. Sbornik statej VI Vserossijskoj konferencii.* Saint-Petersburg, 2017, pp. 295–299. (In Russian).

Acknowledgements

The authors are grateful to T.A. Bat'kova, E.M. Zemchikhin, A.P. Makarov, O.V. Polivnikova, V.A. Reznev, K.S. Sergienko, V.V. Shentsova, as well as N.M. Kolomijtseva, L.A. Saprynskaya, A.N. Darmaev, and S.P. Morev for attention to the work and a number of useful tips.

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

Submillimeter orotron with two electron beams

[1]Myasin E.A., [1]Evdokimov V.V., [1]Il'yn A.Yu.
[1]*Fryazino branch of the Kotel'nikov Institute of Radioengineering and Electronics of Russian academy of sciences,*
141190, Russian Federation, Moscow region,Fryazino, Vvedenscogo sq.,1
eam168@ms.ire.rssi.ru

Abstract: *Experiments on output increasing in submillimeter orotron with double-row periodic structure (DRPS) and 5-focus spherocylindrical mirror open resonator(OR) were carried out. Additional electron beam was introduced near the upper row of DRPS. The mirror cylinder axes were perpendicular to the beam direction. The positive results depends on optimal OR-load coupling.*
Keywords: Orotron, submillimeter wavelength range, open resonators, multifocusing spherocylindrical mirrors, double-row periodic structure.

Оротрон субмиллиметрового диапазона с двумя электронными потоками

Мясин Е.А.[1], Евдокимов В.В.[1], Ильин А.Ю.[1]
[1]*Фрязинский филиал Федерального государственного бюджетного учреждения науки Института радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН,*
141190, Российская Федерация, Московская обл., г. Фрязино, пл. Введенского, д.1.
eam168@ms.ire.rssi.ru

Аннотация: *Проведены эксперименты по выяснению возможности увеличения мощности в оротроне субмиллиметрового диапазона с двухрядной периодической структурой (ДРПС) с открытым резонатором (ОР), образованным плоским и пятифокусным сфероцилиндрическим зеркалами за счёт введения дополнительного электронного потока над вторым рядом ДРПС. Продольные оси фокусирующего зеркала расположены перпендикулярно направлению движения электронного пучка. Показано, что такая возможность может быть реализована, при соответствующей оптимизации коэффициента связи ОР с нагрузкой.*

Ключевые слова: оротрон, субмиллиметровый диапазон, открытые резонаторы, многофокусные сфероцилиндрические зеркала, двухрядная периодическая структура.

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

1. Введение

Освоению терагерцового диапазона частот (субмиллиметрового диапазона длин волн) в настоящее время посвящено бесчисленное множество работ, например [1-4]. В этой связи исследование возможности повышения мощности генерации при продвижении в этот диапазон оротрона с ДРПС представляет несомненный интерес.

2. Объекты исследований и методика эксперимента

Объектами исследования являлись экспериментальные макеты оротронов с ДРПС, создаваемые в вакуумной камере и работающие при непрерывной откачке. Основой этого прибора является ДРПС с периодом 0.182 мм высотой первого ряда $b_1 = 0.154$мм, второго $b_2 = 0.147$мм, высотой пролетного канала $2H = 0.1$мм и общей высотой ПС $b_0 = 0.401$мм [5]. Ширина плоского зеркала, на котором расположен первый ряд, равна 13мм, а длина 34мм. В макете прибора использовалось пятифокусное сфероцилиндрическое зеркало с параметрами: длина цилиндра 4мм с расположением образующей перпендикулярно продольной оси ДРПС. Таких цилиндрических поверхностей на длине зеркала в 34мм - пять, а расстояние между их фокусами 4.5мм. Методика эксперимента заключалась в следующем. Необходимо было провести эксперименты по перестройке прибора по частоте сначала с одним электронным потоком, проходящим внутри пролетного канала ДРПС, а затем с двумя, когда дополнительный электронный пучок скользит по наружной стороне верхнего ряда ПС и сравнить результаты этих экспериментов. Для проведения экспериментов, прежде всего, была подготовлена электронно - оптическая система. Для этого был изготовлен анод с двумя щелями высотой по 0.1мм, который имел между ними перемычку ≤ 0.15мм, приблизительно равный высоте второго ряда ДРПС $0.147\text{мм} \leq b_2 \leq 0.154\text{мм}$. Вся электронно-оптическая система: «нижняя» щель этого анода и пролётный канал ДРПС были юстированы с высокой точностью и обеспечивали 100% заполнение пролётного канала в экспериментах с одним электронным потоком при высоте катода 0.15мм (для уверенного заполнения основного пролётного канала между рядами b_1и b_2). После проведения эксперимента по перестройке оротрона в диапазоне частот 260ГГц….350ГГц с одним электронным потоком, вместо катода с высотой 0.15мм использовался катод с высотой 0.4мм, что обеспечивало заполнение током второй щели в аноде, и проводились эксперименты по перестройке оротрона в том же диапазоне частот. Сравнение результатов этих экспериментов позволяло оценить влияние второго электронного потока на величину генерируемой мощности.

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

3. Оценка влияния второго электронного потока на эффективность электронно-волнового взаимодействия и результаты экспериментов

В работе [6] была выдвинута гипотеза о возможности увеличения эффективности электронно-волнового взаимодействия при введении в пространство взаимодействия оротрона с ДРПС второго электронного потока над вторым (верхним) рядом ДРПС, т.е. на высоте $\approx b_0$ над плоским зеркалом. Это предположение основывалось на том, что, если можно пренебречь толщиной пролётного канала 2H по сравнению с высотой рядов, то оротрон с ДРПС превращается в оротрон Ф.С. Русина с высотой «четвертьволновой гребёнки» b_0. Известно, что в оротроне с «четвертьволновой гребёнкой» (поэтому она и получила такое название) имеет место четвертьволновый резонанс. В работе [7] получена формула для резонансной зависимости отношения амплитуды пространственной гармоники к амплитуде поля в резонаторе A_n/A_0 от b_0/λ, для ОР с двумя плоскими зеркалами графическое изображение которой для первой, третьей и пятой пространственных гармоник приведены на Рис.1. Впервые оно было получено в работе [8].

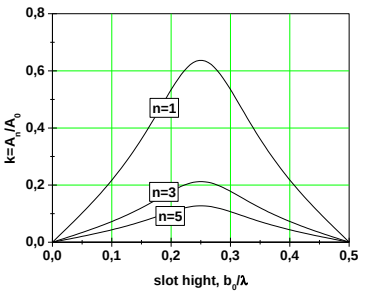


Fig. 1

Нас, прежде всего, интересует длина волны $\lambda = 0.88$мм ($\approx$ 340ГГц). Для неё A_1/A_0 для $b_0/\lambda = 0.4/0.88 = 0.4545$, что определяет величину $A_1/A_0 \sim 0.1$. Следует также учесть увеличение амплитуды поля за счёт резонанса в $\sqrt{Q}$. Кроме того, величина электрической составляющей ВЧ поля уменьшается при удалении от верхнего ряда ДРПС по закону exp (-2πx/l). Расчёт даёт: x = 0.1xl = 0.0182мм, exp (-2πx/l) = 0.5326; x = 0.2xl = 0.0364мм, exp (-2πx/l) = 0.285; x = 0.3xl =0.0546мм, exp (-2πx/l) =0.152; x= 0.5xl = 0.091мм, exp (- 2πx/l) = 0.021. Как следует из расчёта, эффективно «работает» тонкий слой электронного потока $\Delta \leq 0.025$мм. Поэтому чрезвычайно важно,

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

чтобы высота верхнего ряда ДРПС была несколько (хотя бы на 0.02мм) выше, чем высота перемычки в аноде. Как показали эксперименты в «горячем» режиме работы, это условие выполняется. На Рис.2а представлены результаты перестройки оротрона с одним и двумя потоками при связи с нагрузкой, соответствующей расстоянию от максимума ВЧ поля на коллекторном конце ДРПС до центра щели вывода энергии D= 3.5мм. Чем оно больше, тем связь с нагрузкой меньше и наоборот. На Рис.2б представлены результаты перестройки оротрона с одним и двумя потоками при более сильнойс вязи с нагрузкой при D=3мм. На этих рисунках обозначения P1, Iкол1 соответствуют значениям генерируемой мощности и току пучка в оротроне с одним электронным потоком, а P1+P2, Iкол1+Iкол2 этим же значениям в оротроне с двумя электронными потоками.

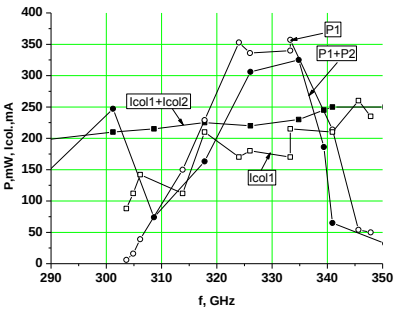


Fig.2a

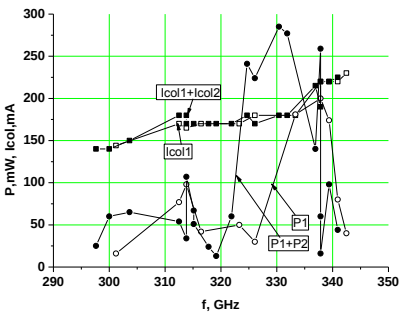


Fig. 2б

Как видно на Рис. 2а, при связи с нагрузкой, соответствующей D= 3.5 мм, увеличение мощности от введения второго потока в интересующем нас диапазоне не наблюдается. При этом общий ток в двух электронных потоках немного больше, чем в одном, и изменяется от 200 до 250 мА.

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

Однако при D=3, как видно на Рис. 2б, увеличение мощности от его введения очевидно. Это можно объяснить неоптимальной связью с нагрузкой (пересвязью) при D = 3.5 мм. При D=3мм связь с нагрузкой оказывается более оптимальной при существенно меньшем суммарном токе в двух электронных потоках (по сравнению с суммарным током на Рис. 2а), который искусственно поддерживался на величине, равной току в основном электронном потоке в эксперименте с одним электронным пучком. Так как электронный пучок заполняет полностью оба отверстия в аноде, то можно считать, что в случае с D=3мм общий ток делится пополам между основным каналом и дополнительным электронным потоком.

На Рис.3 приведены результаты эксперимента для той же связи, что и на Рис.2б, но при величине суммарного тока двух электронных потоков, примерно в два раза превышающей ток в оротроне с одним потоком. В этом случае эффект от влияния дополнительного электронного потока на увеличение выходной мощности ярко выражен в диапазоне частот 310ГГц …330ГГц, в котором связь с нагрузкой в оротроне с одним потоком была не оптимальной. Но в диапазоне частот от 332 ГГц до 337 ГГц, в котором связь была близка к оптимальной, наблюдается резкий спад суммарной мощности с минимумом вблизи максимума P_1. Затем наблюдается небольшим её подъёмом с максимумом вблизи частоты 340 ГГц и постепенным уменьшением в диапазоне частот вблизи срыва генерации, но, тем не менее, с превышением мощности генерации в оротроне с одним потоком.

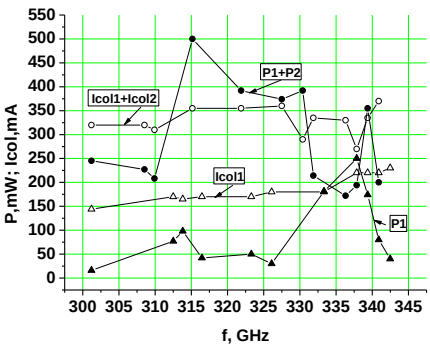


Fig. 3

4. Заключение

На основе результатов проведенных экспериментов можно сделать вывод о том, что введение второго электронного потока над вторым рядом ДРПС

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

является достаточно простым и эффективным способом увеличения мощности генерации в оротроне субмиллиметрового диапазона длин волн даже при использовании открытого резонатора (ОР) с многофокусным сфероцилиндрическим зеркалом. Однако для получения этого эффекта необходим поиск оптимальной связи ОР с нагрузкой, так как при увеличении «рабочего» тока за счёт введения в пространство взаимодействия прибора дополнительного электронного потока оптимальная связь ОР с нагрузкой изменяется.

Источники финансирования и выражение признательности

Авторы благодарят Б.Ч. Дюбуа и Т.А. Батькову за изготовление катодов для экспериментальных макетов оротрона и Ю.Н. Казанцева за предоставление разработанного им интерферометра для измерения частоты. Работа выполнена при частичной финансовой поддержке Отделения физических наук Российской академии наук (программа “Современные проблемы радиофизики”).

Список литературы

1. Ерёмка В. Д., Кураев А. А., Синицын А. К. Орботроны – многопучковые генераторы миллиметровых и субмиллиметровых волн // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо’2004): материалы 14-й Междунар. Крым. конф. – Севастополь, 2004. С. 199—202.

2. Братман В. Л., Гинцбург В. А., Гришин Ю. А., Думеш В. С., Русин Ф. С., Федотов А. Э. Импульсные широкодиапазонные оротроны миллиметровых и субмиллиметровых волн // Изв. вузов. Радиофизика. 2006. № 49. Т. 11. С. 958—963.

3. Глявин М.Ю., Завольский Н.А., Запевалов В.Е., Моисеев М.А., Седов А.С. Численное моделирование непрерывных субмиллиметровых гиротронов на второй гармонике циклотронной частоты // Изв. ВУЗов Радиофизика, 2009, Т.52, №5-6. С.408-417.

4. Завольский Н.А., Запевалов В.Е., Моисеев М.А., Седов А.С. Исследование субтерагерцовых гиротронов для ДПЯ спектросокпии в ИПФ РАН // Изв. ВУЗов ПНД, 2012, Т. 20, № 3. С.70—80.

5. Мясин Е.А. Оротрон // Патент РФ № 2634304. Патентообладатель ФГБУН им. В.А.Котельникова РАН. Приоритет от 10.06.2016. Дата Гос. Рег. 25.10.2017.

6. Мясин Е.А., Ильин А.Ю., Евдокимов В.В. //. Тез. Докл Всероссийского семинара по радиофизике миллиметровых и субмиллиметровых волн. 12-15 марта 2009 г., Нижний Новгород. С. 45.

7. Русин Ф.С., Богомолов Г.Д. //Электроника больших мощностей. Москва. Изд-во «Наука». 1968. Вып. 5. С. 38.

8. Мясин Е.А. Оротрон — мощный резонансный генератор О-типа сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн. // Радиотехника. 2004. № 2. С. 22.

References

1. Eremka V.D., Kuraev A.A., Sinitsin A.K. Orbotrons – multibeam generators of millimeter and submillimeter waves//Proc. Of 14-th Intern. Conf. CRIMICO’2004. Sevastopol, 2004. P. 199-202.

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

2. Bratman V.L., Ginsburg V.A., GrishinYu.A.,Dumesh V.S.,Rusin F.S.,Fedotov A.E. Pulse wideband millimeter and submillimeter orotrons //Izv.vusov. Radiophysics. 2006. V. 11, № 49. P. 958–963.

3. Glavin N.Yu., Zavol'skiyN.A.,ZapevalovV.E.,MoiseevM.A.,SedovA.S. Digital modeling of submillimeter gyrotrons on second harmonic of cyclotron frequency // Izv.vusov. Radiophysics. 2009, V. 52, №5–6. P. 408–417.

4. Zavol'skiyN.A,, ZapevalovV.E.,MoiseevM.A.,SedovA.S. Investigation of subterahertz gyrotrons for DPY spectroscopy in API of RAS// Izv.vusov. AND. 2012, V. 20, № 3. P. 70–80.

5. Myasin E.A. Orotron // Patent RF № 2634304. 10.06. 2016

6. Myasin E.A., Evdokimov V.V., Il;yn A.Yu. Thez.Dokl.All-Russia seminar on radiophysics of millimeter and submillimeter waves.12–15 Mars 2009. N. Novgorod .P. 45.

7. Rusin F.S., Bogomolov G.D. Electronica bokshikh moshnostey //Moscu. "Nauka".1968, no. 5, p. 38. (in Russian).

8. Myasin E.A. Orotron – High power O-type resonance generator of centimeter and millimeter wavelength range //Radioterhnica, 2004, no. 2, P. 22. (in Russian).

Acknowledgements

Authors are grateful to Bat'kova T.A for making cathodes of experimental orotrons and Kazantsev Yu.N. for taking us developed interferometer for frequency measurements. The work was supported partly by Physics Sciences Department of RAS (Program 'Moderrn problems of radiophysics").

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