

26-я Международная Крымская конференция

СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии

Материалы конференции

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

Том 2

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

Москва • Минск • Севастополь
2016

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431
С255

Организаторы:

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

Техническая и информационная поддержка:

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

С255 26-я Международная Крымская конференция «**СВЧ-техника** и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016). Севастополь, 4—10 сентября 2016 г. : материалы конф. в 13 т. — Москва ; Минск ; Севастополь, 2016. — ISBN 978-966-335-418-7 (тт. 1—13).

Т. 2 : V, 209 [171—379] с. : ил. — ISBN 978-966-335-420-0.

Во 2-й том включены материалы 34-х докладов, которые были представлены на секционных заседаниях по направлениям: 1. Твердотельные приборы и устройства СВЧ; 1а. Моделирование и автоматизированное проектирование твердотельных приборов СВЧ; 2. Электровакуумные и микровакуумные приборы СВЧ.

Материалы конференции изданы также на флеш-накопителе.

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

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431

ISBN 978-966-335-418-7 (тт. 1—13)
ISBN 978-966-335-420-0 (т. 2)

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

Том 2

СЕКЦИЯ 1/1: МОДУЛИ УСИЛЕНИЯ, ГЕНЕРАЦИИ И ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ СВЧ

1.1 МОДУЛИ МИКРОВОЛНОВЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ
Иванов А. Г., Иванов М. А., Левашев В. Г., Васильев Е. П. 171

1.2 ШИРОКОПОЛОСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ S-ДИАПАЗОНА С ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТЬЮ 300 Вт В НЕПРЕРЫВНОМ РЕЖИМЕ
Кищинский А. А., Суханов Д. А. 175

1.3 ШИРОКОПОЛОСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬНЫЙ МОДУЛЬ В ДИАПАЗОНЕ 2—4 ГГц С ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТЬЮ 35 Вт
Зимин Р. А., Кищинский А. А., Суханов Д. А. 180

1.4 СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ В КОРПУСАХ ПОВЕРХНОСТНОГО МОНТАЖА
Маркинов Е. Г., Радченко А. В. 185

1.5 МИНИМИЗАЦИЯ ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫХ ИСКАЖЕНИЙ И ПОБОЧНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ В УСИЛИТЕЛЕ СВЧ МОЩНОСТИ СПУТНИКОВОГО РЕТРАНСЛЯТОРА
Петушков С. В., Белов Л. А. 190

1.6 ТЕМПЕРАТУРНЫЕ ЗАВИСИМОСТИ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ НА E-PHEMT ТРАНЗИСТОРАХ
Крутов А. В., Ребров А. С. 197

1.7 ГЕНЕРАТОР СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ШУМОВЫХ СВЧ КОЛЕБАНИЙ
Иванов В. П., Максимов Н. А., Панас А. И. 202

1.8 ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ПРОГРАММИРУЕМЫЙ ДИСКРЕТНЫЙ ФАЗОВРАЩАТЕЛЬ С-ДИАПАЗОНА
Кищинский А. А., Поляков Г. Б., Радченко А. В. 209

СЕКЦИЯ 1/2: ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ СВЧ

1.9 РАЗРАБОТКА МОНОЛИТНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ ЦИФРОВОГО АТТЕНЮАТОРА И СМЕСИТЕЛЯ ДИАПАЗОНА 1—4,5 ГГц НА ОСНОВЕ SiGe ТЕХНОЛОГИИ
Добуш И. М., Коколов А. А., Шеерман Ф. И., Сальников А. С., Шевляков М. Л., Собянин Р. К., Бабак Л. И. 214

1.10 БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ ОГРАНИЧИТЕЛИ СВЧ МОЩНОСТИ ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ ДО 40 ГГц
Крутов А. В., Ребров А. С. 221

1.11 ВЛИЯНИЕ ДОПОЛНИТЕЛЬНОГО ПОЛЕВОГО ЭЛЕКТРОДА НА МОЩНОСТНЫЕ И ШУМОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СВЧ AlGaN/GaN HEMT
Торхов Н. А., Бабак Л. И., Коколов А. А., Филимонова И. Д. 226

1.12 ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ЛИНЕАРИЗАЦИИ КМОП МИКРОСХЕМ И РАЗРАБОТКА ВЫСОКОЛИНЕЙНОГО АТТЕНЮАТОРА СВЧ ДИАПАЗОНА
Мухин И. И., Репин В. В., Дроздецкий М. Г., Алексеев Г. В. 233

1.13 СТРУКТУРНЫЙ МЕТОД РАСШИРЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА ИНТЕГРАЛЬНЫХ МШУ
Богатырев Е. А., Бычков М. С. 240

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

1.14 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЯЧЕЙКА ПРИЕМНИКА РАДИОСВЕТА см.
Дмитриев А. С., Ицков В. В., Герасимов М. Ю. ……..т. 13

1.15р РАЗРАБОТКА МИКРОСБОРКИ ГЕНЕРАТОРА,
УПРАВЛЯЕМОГО НАПРЯЖЕНИЕМ
Кутырева С. А., Черных О. А. …… *

1.16р МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ДЕСТАБИЛИЗИРУЮЩИХ ВНЕШНИХ ФАКТОРОВ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ МШУ
Вьюгинов В. Н., Гудков А. Г., Зыбин А. А., Видякин С. И., Сидоров И. А. ……...247

1.17р ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ ДИОДОВ С НАКОПЛЕНИЕМ ЗАРЯДА В РЕЖИМЕ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ
Бобрешов А. М., Жабин А. С., Степкин В. А., Усков Г. К. ……255

1.18р ТЕМПЕРАТУРА КАНАЛА И ТЕПЛОВОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ 4-ВАТТНЫХ СВЧ AlGaN/GaN HEMT
Торхов Н. А., Семенов Э. В., Михалицкий М. М. ……...262

1.19р GaAs mHEMT МИС МАЛОШУМЯЩИХ УСИЛИТЕЛЕЙ Ku-ДИАПАЗОНА
Кондратенко А. В., Тепляков В. Д. …… *

1.20р РАСЧЁТНО-ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ МЕТОДИКА
СОГЛАСОВАНИЯ МОЩНОГО СВЧ ТРАНЗИСТОРА
Пчелин В. А. …… *

СЕКЦИЯ 1а: МОДЕЛИРОВАНИЕ И АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ И УСТРОЙСТВ

1а.1 ФИЗИКО-ТОПОЛОГИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ФУНКЦИОНАЛЬНО ИНТЕГРИРОВАННОГО СВЧ-КОММУТАТОРА С УПРАВЛЯЕМОЙ ПЕРЕДИСЛОКАЦИЕЙ МАКСИМУМА ПЛОТНОСТИ ЭЛЕКТРОНОВ
Коноплев Б. Г., Рындин Е. А. ……...268

1а.2 КОМПАКТНАЯ МОДЕЛЬ ДИОДА С ВИСКЕРОМ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА
Торхов Н. А., Бабак Л. И., Коколов А. А. ……275

1а.4 МОДЕЛЬ ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩЕГО МОДУЛЯ Х-ДИАПАЗОНА ДЛЯ РАЗРАБОТКИ ТРЕБОВАНИЙ К ВЗАИМОСОГЛАСОВАННОМУ КОМПЛЕКТУ СВЧ МИС
Бердыев В. С., Зимин И. В., Митрофанов М. М. ……...282

1а.5 ТВЕРДОТЕЛЬНЫЕ МОДУЛИ ДЛЯ ГЕНЕРАЦИИ СВЧ-ИЗЛУЧЕНИЯ В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ ДО 200 ГГц
Карушкин Н. Ф., Обухов И. А., Балабанов В. М., Смирнова Е. А. ……... 289

1а.6 МОДЕЛЬ ГЕНЕРАТОРА ДИНАМИЧЕСКОГО ХАОСА ДИАПАЗОНА 10—30 ГГц
Ефремова Е. В. ……296

1а.7р НЕРАВНОМЕРНАЯ РАСЧЕТНАЯ СЕТКА ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ СУБМИКРОННЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ СТРУКТУР
Килесса Г. В., Асанов Э. Э., Зуев С. А., Старостенко В. В. ……303

1а.9р РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА В СРЕДЕ РАЗРАБОТКИ «ICCAD»
Косов Д. С. …… *

СЕКЦИЯ 2: ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ СВЧ

2.1 АВТОЭМИССИОННЫЕ УГЛЕРОДНЫЕ СТРУКТУРЫ С БОЛЬШИМ ТОКОМ ДЛЯ ТГц ЭЛЕКТРОНИКИ
Давидович М. В., Бушуев Н. А., Яфаров Р. К. ……309

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

2.2 О ВЛИЯНИИ ПОЛЯ НА КАТОДЕ НА ПУЧОК И РАЗОГРЕВ КОЛЛЕКТОРА НА ПРИМЕРЕ МОЩНОГО КЛИСТРОНА
Духина Н. Г., Юнаков А. Н., Евсеев С. В. 316

2.3 АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ОТКРЫТЫХ РЕЗОНАТОРОВ, ОБРАЗОВАННЫХ МНОГОФОКУСНЫМ СФЕРИЧЕСКИМ И ПЛОСКИМ ЗЕРКАЛОМ ПРИ ДЛИНЕ ВОЛНЫ 1 мм
Мясин Е. А., Соловьёв А. Н. 323

2.4 ДВУХКАСКАДНЫЕ ОРБОКЛИСТРОНЫ-УСИЛИТЕЛИ СУБМИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН
Аксенчик А. В., Кураев А. А., Киринович И. Ф. 332

2.5 ПЛАНАРНАЯ ЗАМЕДЛЯЮЩАЯ СИСТЕМА мм ДИАПАЗОНА — ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ
Галдецкий А. В., Ракова Е. А. 339

2.6 КЛИСТРОННЫЙ АВТОГЕНЕРАТОР СОЛИТОНОПОДОБНЫХ ИМПУЛЬСОВ
Гришин С. В., Дмитриев Б. С., Скороходов В. Н., Шараевский Ю. П. ..... *

2.7 УСТОЙЧИВОСТЬ ОДНОМОДОВЫХ КОЛЕБАНИЙ В ГИРОТРОНАХ НА ГАРМОНИКАХ ГИРОЧАСТОТЫ С СИММЕТРИЧНЫМИ РАБОЧИМИ МОДАМИ
Фокин А. П., Глявин М. Ю., Нусинович Г. С. 348

2.8р РАЗРАБОТКА НЕПРЕРЫВНОГО 527 ГГц ГИРОТРОНА НА ВТОРОЙ ГАРМОНИКЕ
Глявин М. Ю., Запевалов В. Е., Куфтин А. Н., Мануилов В. Н., Седов А. С., Цветков А. И. 355

2.9р ГЕНЕРАТОР ШИРОКОПОЛОСНЫХ ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ МИКРОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА
Дмитриев Б. С., Жарков Ю. Д., Садовников С. А., Скороходов В. Н. 361

2.10р ИССЛЕДОВАНИЕ НЕПРЕРЫВНЫХ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В РЕЖИМЕ ИМПУЛЬСНОГО ПИТАНИЯ ПРИБОРОВ СВЧ
Ошкин И. В., Профе В. Б., Троцюк К. В., Гузов А. В., Копелович Е. А. 368

2.11р ГИРОТРОНЫ С КОНУСООБРАЗНЫМИ РЕЗОНАТОРАМИ
Колосов С. В., Батура М. П., Зайцева И. В. 373

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

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

Модули микроволновых систем управления

Иванов А.Г., Иванов М.А., Левашов В.Г., Васильев Е.П

ООО Научно-производственный комплекс "Радарсервис"

г. Рязань,49120, Российская Федерация

radservis@mail.ru

Аннотация: *Приводятся результаты разработки ряда модулей (приемо-передатчики, передатчики) L, S и X - диапазона на повышенный уровень мощности 100, 400, 1200 ватт. Высокие уровни мощности и жесткие требования к массогабаритным показателям потребовали в процессе разработки применить оригинальные технические решения.*

Ключевые слова: усилительный модуль, сумматор, делитель, направленный ответвитесь на связанных микрополосковых линиях.

1. Введение

Приемо-передающие модули L, S, X -диапазона на повышенный уровень мощности входят в состав радиоэлектронных систем (РЭС) выполняющих задачи управления движением летательных аппаратов и метеолокации. При этом к данному класс РЭС предъявляются требования обеспечения высокой надежности аппаратных и программных средств, заданных точностей пилотажно-навигационных параметров, выполнение жестких ограничений по массогабаритным параметрам, воздействию дестабилизирующих факторов, технологичности, унификации модулей и функциональных устройств. В соответствии с современными требованиями к интеграции модулей бортовых систем летательных аппаратов в ООО НПК Радарсервис разработан и внедрен ряд модулей информационно-измерительных систем, которые объединены рядом общих, отработанных конструктивно-технологических решений, которые позволили решить вопросы связанные с особенностями работы усилителей в жестких режимах эксплуатации по обеспечению высокого уровня мощности.

2. Структурные схемы модулей L, S, X-диапазона

Структурная схема модуля в L-диапазоне имеет общие функциональные узлы для каналов приема и передачи, что позволяет исключить

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

ряд устройств и тем самым повысить надежность модуля. Приемная и передающая части модуля состоят из двух идентичных каналов [1]. Выходные усилители мощности функционируют в классе АВ и выполнены на трех ПТШ соединенных каскадно.

При повышение частоты и уровня выходной мощности с точки зрения широкополосности и реализации компактного расположения каскадов УМ, реализовано структурное построение изделия с использованием делителей-сумматоров включенных по схеме "бегущая волна" [2]. На рисунке 1 приведена структурная схема усилительного модуля S-диапазона. Предварительный усилитель состоит из четырех транзисторов соединенных последовательно. При этом обеспечивается усиление импульсного радиочастотного сигнала от 200 мВт до 200 Вт. С выхода усилительной линейки, состоящей из пяти усилителей мощности, получаем импульсный сигнал мощностью 750 ватт. Делитель-сумматор выполнен на трехступенчатых направленных ответвителях на связанных микрополосковых линиях с переходными ослаблениями 7, 6.1, 4.7, 3 децибела. На выходе сумматора на кольце $3/2\,\Lambda$ получаем выходной импульсный радиочастотный сигнал мощностью 1200 Вт, длительность импульса 300 − 500 мкс, скважность 10.

Усилительный модуль X-диапазона, отличается элементной базой, при это структурная схема в основном совпадает со схемой приведенной на рисунке 1. На выходе изделия реализован импульсный радиочастотный сигнал с выходной мощность 400 ватт, длительность импульса от 1 до 100 мкс, скважность 10.

3. Конструктивно-технологические особенности усилительных модулей

Фотография модуля X-диапазона приведена на рисунке 2. Делители-сумматоры модулей S, X-диапазонов выполнены на трехступенчатых направленных ответвителях длиной $\Lambda_{cp}/4 \le L \le \Lambda_{cp}/2$. При этом отрезок не связанной линии между двумя связанными длиной $\Lambda/4$ с одинаковыми коэффициентами связи имеет длину исходя их условия $\Lambda_{cp} \le L \le \Lambda_{cp}/2$. Предложенное конструктивное решение делителей-сумматоров позволяет решить задачу обеспечения сильной связи. При этом блокировочные конденсаторы в цепях подачи смещения установлены в развязанных плечах, что повышает надежность их работы при слабом воздействии сигнала.

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

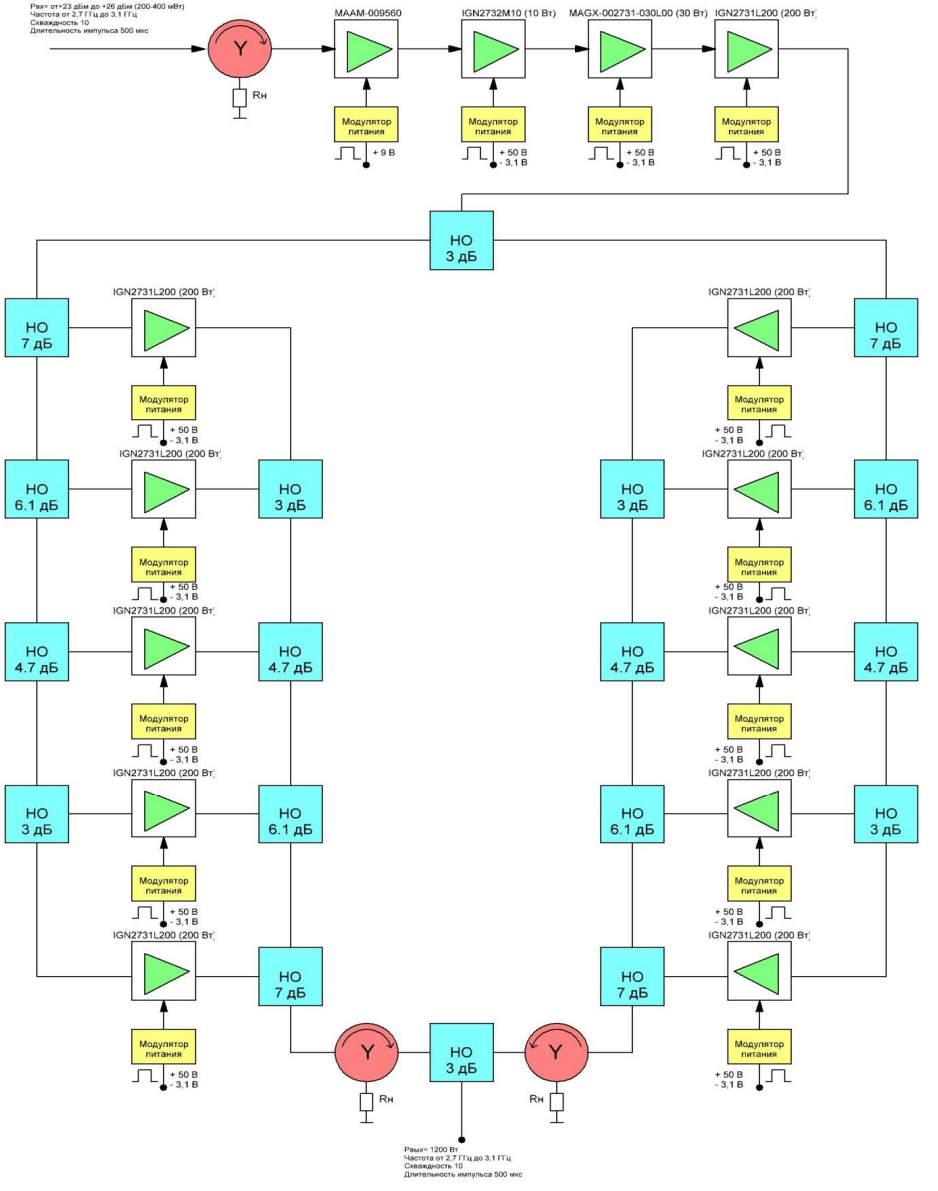


Рис.1. Структурная схема усилительного модуля S-диапазона

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

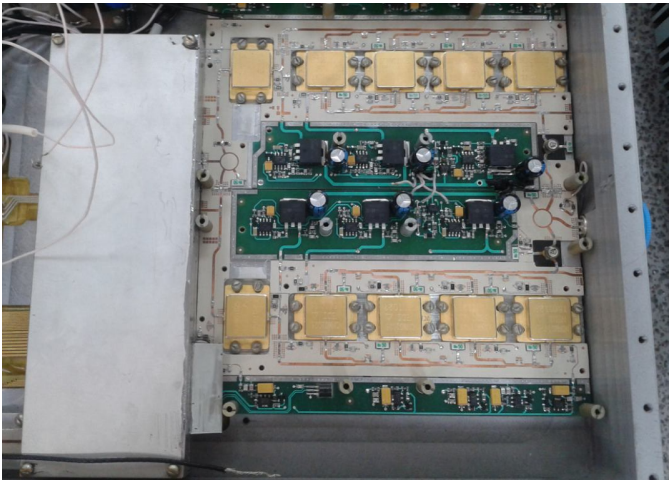


Рис. 2. Усилительный модуль X-диапазона с выходной импульсной мощностью 400 ватт

4. Заключение

Таким образом, в работе спроектированы и исследованы усилительные модули на повышенный уровень мощности L, S и X-диапазона. Структурные схемы модулей S и X-диапазонов отличаются лишь типами элементов и транзисторов. Реализован комплексный подход к проектированию модулей СВЧ повышенного уровня мощности с учетом: взаимного влияния НЧ, ВЧ и микроволновых цепей; паразитных возбуждений функциональных устройств в различных частотных диапазонах; широкополосного согласования комплексных импедансов активных элементов и функциональных устройств; влияния дестабилизирующих факторов и режимов функционирования. Предложено оригинальное решение делителей-сумматоров на трехступенчатых направленных ответвителях.

Разброс выходной мощности между изделиями в партии составил при нормальных климатических условиях не более $\pm$ 1.2 дБ.

Список литературы

[1] Иванов А.Г., Иванов М.А. Передающий модуль L-диапазона средств воздушного движения // Фундаментальные исследования. 2014. №12. С.1631-1634.

[2] Иванов А.Г., Иванов М.А, Левашов В.Г. Технология мощных передатчиков L-диапазона информационно-измерительных систем авионики // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. Рязань: РГРТУ. 2014. Вып.3. С.131-134.

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

Широкополосный усилитель мощности S-диапазона с выходной мощностью 300 Вт в непрерывном режиме

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

Аннотация: *В представляемой работе обобщаются результаты разработки и исследования параметров экспериментального образца усилителя мощности S-диапазона с октавной полосой частот и выходной мощностью 300-400 Вт в режиме усиления непрерывных колебаний. Усилитель построен по схеме 8-канального суммирования мощностей гибридно-интегральных усилительных модулей, выполненных на основе нитрид-галлиевых транзисторов в виде кристаллов. Каждый модуль имеет в нормальных климатических условиях выходную мощность 43-50 Вт при коэффициенте усиления 23 дБ и КПД по добавленной мощности 35-40%.*

Ключевые слова: сверхвысокие частоты, транзисторный усилитель мощности, нитрид галлия, суммирование мощностей.

1. Введение

Освоение промышленного выпуска высоконадежных коммерчески-доступных GaN-транзисторов позволило повысить выходную мощность широкополосных усилителей мощности на порядок при разумной технической сложности изделия. Ниже рассматривается конструкция макета усилителя мощности диапазона 2-4 ГГц с октавной полосой частот и выходной мощностью 300-400 Вт в непрерывном режиме, построенного на основе схемы восьмиканального квадратурного суммирования и обсуждаются технические решения элементов его конструкции.

2. Схема и конструкция макета усилителя

На рисунке 1 показана структурная схема разработанного макета усилителя. Усилитель построен на основе восьми гибридно-интегральных усилительных модулей М2450Б, разработанных авторами для применения в качестве базового элемента мощных усилителей диапазона 2-4 ГГц нового поколения. Каждый модуль содержит два балансных усилительных

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

каскада на кристаллах GaN-транзисторов с длиной затвора 0,5 мкм и шириной затвора 2100 мкм (в первом каскаде) и 7000 мкм (во втором каскаде). Транзисторы работают при напряжении стока 27 В. В качестве квадратурных мостов применены свернутые 3-дБ направленные ответвители [1] на подложках из поликора толщиной 0,5 мм, изготовленных по тонкопленочной технологии с увеличенной толщиной металлизации (20 мкм). Транзисторы установлены непосредственно на медное основание модуля, керамические платы припаяны к основанию через металлические прокладки из псевдосплава медь-молибден.

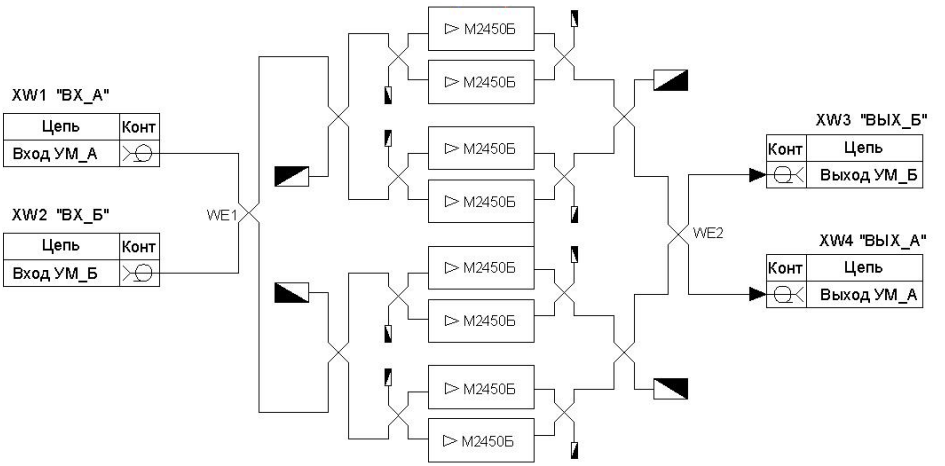


Рис 1. Структурная схема усилителя мощности

Модули, установленные в макет, имели следующие основные параметры в рабочем диапазоне частот от 2 до 4 ГГц в непрерывном режиме:

Линейное усиление ……..…...29 – 31 дБ
Выходная мощность ……..…… 43 – 50 Вт
КПД ……35 – 40 %
Рабочий ток стока ……... 4,3 – 4,9 А
Перегрев рабочей зоны кристалла
GaN-транзистора ……..…...110 – 130 градусов
(расчет при Rth=4,8 град/Вт)

Усилитель имеет два входа СВЧ сигнала (XW1, XW2) и два выхода (XW3, XW4) для исследования его параметров при коммутации сигнала в две независимые нагрузки (антенны).

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

Конструкция макета усилителя показана на рисунке 2 (экранирующие элементы сняты). Модули М2450Б установлены в отдельных экранированных отсеках алюминиевого корпуса и закреплены винтами. С обратной стороны корпуса закреплен радиатор жидкостного охлаждения.

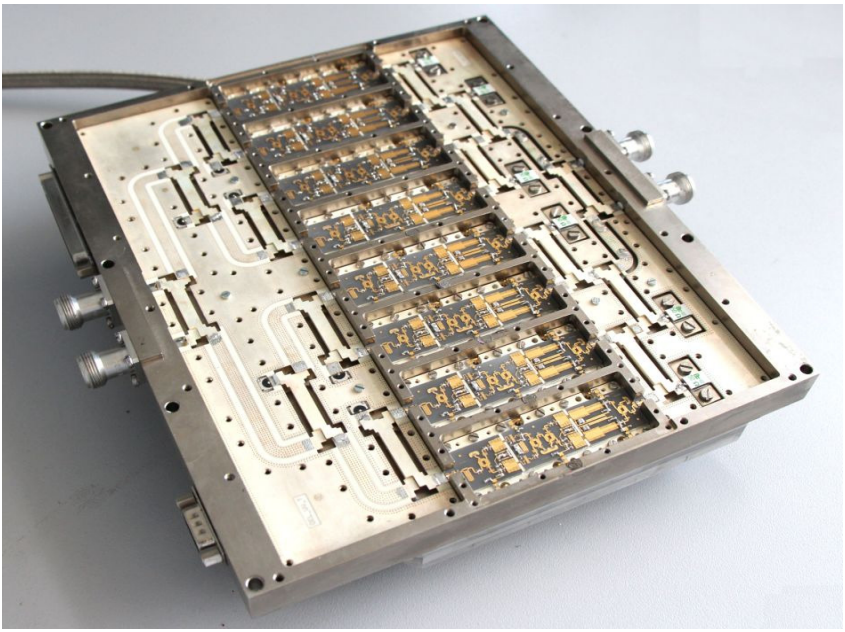


Рис 2. Общий вид макета усилителя

Входной сигнал с уровнем 3-5 Вт делится на 8 каналов при помощи квадратурных 3-дБ мостов, выполненных на основе секций с лицевой связью воздушной симметричной полосковой линии. Идея конструкции ответвителя заимствована из работы [2].

В качестве линии передачи была предложена и экспериментально отработана линия, конструкция которой показана на рисунке 3. Линия передачи формируется на двух сторонах диэлектрической подложки по стандартной печатной технологии с толщиной медной металлизации 70 мкм. Толщина диэлектрика (в сумме с двойной толщиной металлизации) выбирается равной зазору в секции лицевой связи квадратурного ответвителя, и задает величину зазора при монтаже пластин ответвителя. Металлизация с обеих сторон платы соединена металлизированными переходными отверстиями.

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

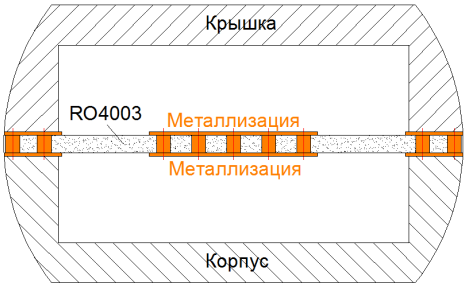


Рис 3. Разрез конструкции линии передачи мощного СВЧ сигнала

Плата зажимается между корпусом и экранирующей крышкой, образуя симметричную линию. Стабильность диэлектрической постоянной диэлектрика значения не имеет, электрическое поле в диэлектрике практически отсутствует. Предложенная конструкция технологична и обладает малыми вносимыми потерями (измеренные на макетах значения погонных потерь на частоте 4 ГГц составили 0,07 дБ на 10 см длины. Это важно, поскольку в выходном тракте распространяется сигнал с мощностью более 300 Вт. Для улучшения теплоотвода в выходном тракте между корпусом и нижней металлизацией дополнительно установлены 4 столбика из нитрида алюминия сечением 2 кв.мм. припаянные с двух сторон.

3. Параметры макета усилителя

Одним из важных параметров является «КПД суммирования» - отношение выходной мощности усилителя к арифметической сумме выходных мощностей суммируемых элементов. Основные факторы, снижающие КПД суммирования в широкой полосе частот:

- потери в выходном сумматоре (0,5 дБ);
- фазовая неидентичность модулей М2450Б (10-15 градусов);
- неидеальные КСВН входов сумматора.

Полученный на макете КПД суммирования в октавной полосе составил не менее 80%. Разница усредненных коэффициентов усиления в линейном режиме установленных модулей М2450Б и полученного коэффициента усиления усилителя составила в октавной полосе от 1,2 до 1,5 дБ.

Выходная мощность в режиме насыщения (компрессия усиления 8-9 дБ) составила 320-420 Вт при напряжении питания 27 В, рабочий ток усилителя в режиме насыщения составил от 32 до 39 А, КПД усилителя в

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

режиме насыщения - от 30 до 38%. При компрессии усиления 4 дБ выходная мощность составляет около 120 Вт, рабочий ток 19-21 А, КПД от 20 до 24%. Коммутация входов XW1 и XW2 позволяет направить выходную мощность на выход XW4 или XW3, соответственно. При этом измеренные отклонения не превышают 3-4%. В изолированный выход проникает сигнал с уровнем от -17 до -35 дБ относительно мощности на рабочем выходе.

Перегрев в центральной зоне установки модулей при расходе жидкости 3 л/мин составил 8 градусов. В качестве термоинтерфейса между корпусом усилителя и радиатором применялась термопаста ARCTIC SILVER 5 с теплопроводностью 8,7 Вт/м*К. Перегрев линий передачи и пластин сумматора оценивался по характеру плавления и изменения цвета термокарандашей с различными точками плавления, которыми последовательно маркировались элементы. Максимальный перегрев в точке соединения выходного разъема составил около 75 градусов.

4. Заключение

В октавной полосе частот S-диапазона Реализован гибридно-интегральный усилительный модуль с КПД 35-40% и выходной мощностью 43 – 50 Вт. Показана возможность 8-канального квадратурного суммирования с КПД суммирования более 80%, при этом КСВН входа и выхода усилителя не превышает 1,5, выходная мощность в непрерывном режиме составила 320-420 Вт, КПД 30-38%. При этих параметрах перегрев активной структуры кристалла GaN-транзистора составляет 110 – 130 градусов, что требует особого внимания к минимизации перегрева конструкции (жидкостное охлаждение, термоинтерфейс, медные основания модулей). Заметную роль играет нагрев элементов выходного тракта, что требует также внимания к его конструкции (элементы теплосъема, выходной соединитель, минимизация потерь в тракте).

Список литературы

[1] Кищинский А.А., Радченко В.В., Радченко А.В. Широкополосные квадратурные делители/сумматоры мощности для применения в усилителях СВЧ мощности // Материалы 19-й Международной Крымской конференции “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии”. 2013. том 1. стр.6-10.

[2] I.Schmale. Synthesis of high-power broadside-coupled thick striplines including narrow lateral shielding // Proceedings of the 36th European Microwave Conference. 2006. p.p. 21-24.

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

Широкополосный усилительный модуль в диапазоне 2-4 ГГц с выходной мощностью 35 Вт

Зимин Р.А., Кищинский А.А., Суханов Д.А.
АО «Микроволновые системы»
г. Москва, 105120, Российская Федерация, ул. Нижняя Сыромятническая, 11
zimin@mwsystems.ru, ak@mwsystems.ru, sda@mwsystems.ru

Аннотация: *В представляемой работе обобщаются результаты разработки и исследования параметров универсального широкополосного усилительного модуля диапазона 2-4 ГГц с выходной мощностью 35-50Вт в режиме усиления непрерывных колебаний при коэффициенте усиления 45 дБ. Применение нитрид-галлиевых (GaN) транзисторов позволило одновременно в 1,5-2 раза улучшить все основные параметры усилителя (габариты, массу, КПД, выходную мощность) по сравнению с выпускавшимся ранее аналогичным прибором на арсенид-галлиевых (GaAs) транзисторах.*

Ключевые слова: сверхвысокие частоты, транзисторный усилитель мощности, нитрид галлия.

1. Введение

Освоение промышленного выпуска высоконадежных коммерчески-доступных GaN транзисторов позволило значительно улучшить комплекс параметров широкополосных усилителей мощности при уменьшении технической сложности и себестоимости изделий. Ниже рассматривается конструкция современного усилителя мощности диапазона 2-4 ГГц с выходной мощностью более 35 Вт в непрерывном режиме, разработанного авторами, и приводится подробное сравнение его параметров с параметрами разработанного ранее и серийно выпускаемого усилителя на основе GaAs транзисторов.

2. Схема и конструкция усилителя

На рисунке 1 показана структурная схема разработанного усилителя (УТМ35). Входной сигнал подается на цифровой управляемый 5-разрядный дискретный аттенюатор с минимальным разрядом 0,5 дБ. Управление аттенюатором осуществляется от аппаратуры потребителя по параллельному ТТЛ/КМОП интерфейсу. Аттенюатор может использовать-

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

ся для управления коэффициентом усиления модуля, калибровки тракта передатчика, или иных целей, необходимых пользователю.

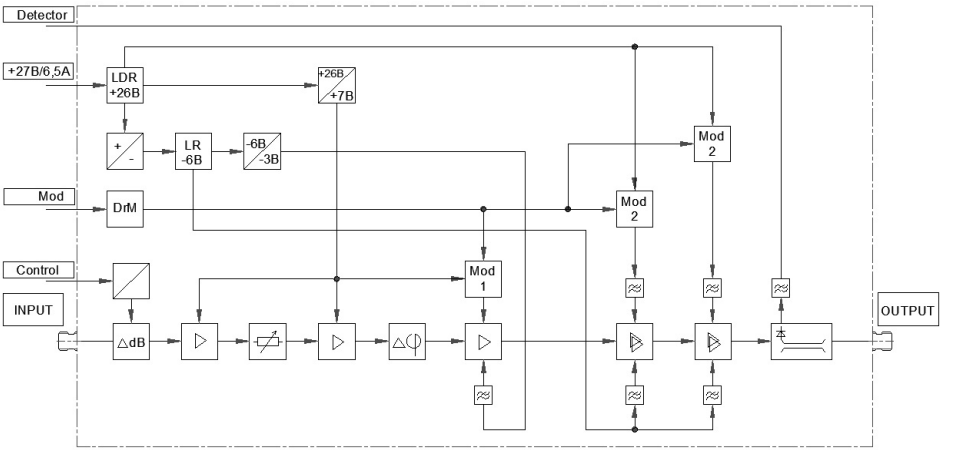


Рис 1. Структурная схема усилителя мощности УТМ35

Далее сигнал усиливается двухкаскадным предварительным усилителем на интегральных схемах, между которыми включен толстопленочный термозависимый аттенюатор серии TVA, выпускаемый фирмой EMC-RF Labs. Вносимое затухание этого аттенюатора уменьшается с ростом температуры конструкции, обеспечивая частичную компенсацию температурного дрейфа коэффициента усиления усилительного тракта. Далее сигнал усиливается однокаскадным усилителем на GaAs полевом транзисторе с длиной затвора 0,5 мкм и шириной затвора 2400 мкм, и подается на гибридно-интегральный усилительный модуль М2450Б, разработанный авторами для применения в качестве базового элемента мощных усилителей диапазона 2-4 ГГц нового поколения (выходной и предвыходной каскады).

Модуль содержит два балансных усилительных каскада на кристаллах GaN-транзисторов с длиной затвора 0,5 мкм и шириной затвора 2100 мкм (в первом каскаде) и 7000 мкм (во втором каскаде). Транзисторы работают при напряжении стока 26 В. В качестве квадратурных мостов применены свернутые 3-дБ направленные ответвители [1].

Для контроля выходной мощности и калибровки тракта передатчика, при необходимости, на выходе усилителя установлен направленный детектор, обеспечивающий уровень выходного напряжения 0,6-1,2 В при

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

выходной мощности усилителя 35 Вт, фронт и спад видеосигнала на нагрузке 1 кОм, подключенной к выходу детектора не превышают 0,5 мкс.

Конструкция СВЧ части усилителя показана на рисунке 2, описанные выше функциональные устройства реализованы в виде трех гибридно-интегральных узлов, установленных в отдельных экранированных отсеках алюминиевого корпуса и закрепленных винтами. Напряжения управления и питания подаются в СВЧ отсек через герметичные вводы и фильтры помех.

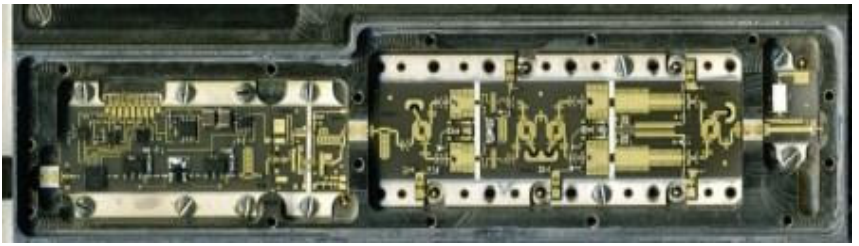


Рис 2. Общий вид СВЧ отсека усилителя

В отдельном отсеке корпуса (на рисунке 2 не показан) размещены устройства питания и управления, необходимые для работы усилителя. К ним относятся (см. рис.1):

- линейный стабилизатор силового питания GaN транзисторов выходного каскада (26В), защищающий усилитель от перепадов, нестабильностей и помех источника питания;

- импульсные неизолированные преобразователи напряжения, формирующие напряжения питания для усилительных каскадов на GaAs транзисторах (7В) и необходимые напряжения смещения (-6В и -3В);

- модуляторы питания, управляемые высокоскоростным драйвером, которые используются для быстрого (фронт импульса 0,2 мкс, задержка импульса 0,3 мкс) выключения и выключения силового питания СВЧ транзисторов при использовании усилителя в импульсном режиме или бланкирования передатчика в режиме приема аппаратуры, при этом коэффициент передачи усилителя уменьшается на 80 дБ.

Общий вид разработанного усилителя показан на рисунке 3, там же для сравнения габаритов показан аналогичный усилитель мощности РМ24-С8, более 10 лет выпускаемый АО "Микроволновые системы", и построенный на основе GaAs транзисторов в выходном каскаде.

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



Рис 3. Сравнение габаритов разработанного и серийно-выпускаемого усилителей

3. Параметры усилителя

Одним из важных для аппаратуры параметров является «Аппаратурный КПД» — отношение минимально-гарантированной выходной мощности усилителя к максимально-гарантированной мощности потребления в рабочем диапазоне частот, температур и динамическом диапазоне входных сигналов. В отличие от классического определения электронного КПД, который определяется на каждой частоте, температуре и входной мощности, аппартурный КПД является интегральной оценкой, включающей много параметров и свойств усилителя (частотная неравномерность выходной мощности, рост тока при перегрузке входным сигналом и др.). Для широкополосных приборов эти два определения КПД могут существенно расходиться, в том числе — усилитель с лучшим электронным КПД может обладать худшим аппаратурным КПД, и наоборот.

Основные параметры разработанного усилителя УТМ35, важные для его применения в аппаратуре, приведены в таблице 1. Там же, для сравнения, приведены аналогичные параметры серийного усилителя РМ24-С8. Для обоих приборов параметры взяты из технических условий и соответствуют гарантированным границам. Видно, что по всем основным показателям новый усилитель, построенный на GaN транзисторах, опережает аналог, построенный на GaAs транзисторах, в 1,5-2 раза.

В части параметров линейного режима — коэффициента усиления (43-47 дБ), неравномерности АЧХ (3 дБ), температурного дрейфа усиле-

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

ния (4 дБ), КСВН входа и выхода (менее 2,0) — усилители практически идентичны.

Табл.1 Сравнение параметров усилителей УТМ35 и РМ24-С8

Параметр, ед. изм	Значение		Улучшение
	УТМ35	РМ24-С8	
Максимальная мощность потребления, Вт	162	161,5	равны
Минимальная выходная мощность в режиме насыщения, Вт	35	20	в 1,75 раза
Электронный КПД в режиме насыщения, %	30 - 40	15-18	в 2 раза
Аппаратурный КПД в режиме насыщения, %	21,6	12,4	в 1,74 раза
Типовая мощность рассеяния в режиме насыщения, Вт	110	130	в 1,18 раза
Объем корпуса, см3	203	372	в 1,83 раза
Масса, кг	0,6	0,89	в 1,48 раза
Себестоимость	182	278	в 1,53 раза

4. Заключение

Разработан широкополосный усилитель на GaN транзисторах, в котором в октавной полосе частот реализован электронный КПД 30-40% и «аппаратурный КПД» более 21%, что вдвое превышает аналогичные показатели, достигнутые для усилительных модулей близкой мощности на GaAs транзисторах.

Усилитель имеет необходимые для эксплуатации в аппаратуре сервисные функции, а именно: однополярное питание от сети 27В; цифровое 5-разрядное управление коэффициентом усиления; встроенный быстродействующий (0,5 мкс) модулятор силового питания; схему термокомпенсации коэффициента усиления, детектор огибающей выходного сигнала. При этом, из-за существенного упрощения конструкции СВЧ тракта, себестоимость производства прибора также существенно уменьшилась.

Список литературы

[1] Кищинский А.А., Радченко В.В., Радченко А.В. Широкополосные квадратурные делители/сумматоры мощности для применения в усилителях СВЧ мощности. Материалы 19-й Международной Крымской конференции “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии”, 2013, том 1, стр.6-10.

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

Сверхширокополосные интегральные усилители мощности в корпусах поверхностного монтажа

Маркинов Е.Г., Радченко А.В.

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

Аннотация: *Рассматриваются конструкции разработанных металлокерамических микрокорпусов, возможных изделий, изготовленных на их основе. Показана конструкция сверхширокополосного интегрального усилителя мощности в корпусе поверхностного монтажа, а также рассмотрена конструкция контактного устройства для измерения электрических параметров модулей в корпусах поверхностного монтажа.*

Ключевые слова: сверхвысокие частоты, металлокерамические корпуса, интегральные усилители мощности.

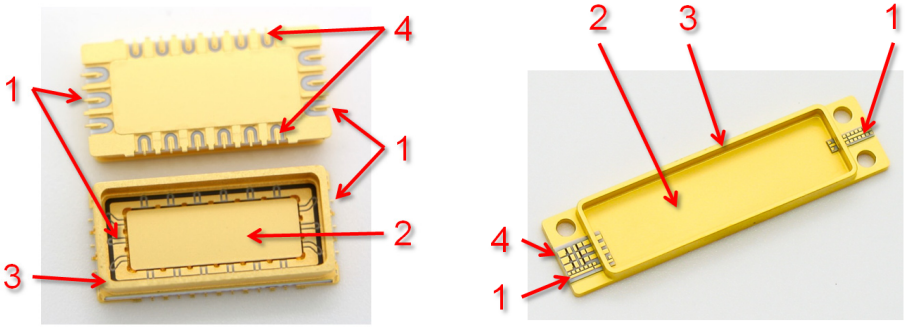
1. Введение

Одной из актуальных задач современной СВЧ техники является поиск технических решений по миниатюризации и снижению себестоимости разрабатываемых приборов. В АО «Микроволновые системы» для освоения этого направления в 2013-2016 гг. конструкторами предприятия совместно со специалистами компании Kyocera Corporation (Япония) был разработан и освоен в производстве по технологии HTCC (High Temperature Co-fired Ceramic) литерный ряд герметичных металлокерамических корпусов фланцевого типа и многовыводных корпусов для поверхностного монтажа на печатную плату. Также была отработана технология сборки, настройки и герметизации модулей, выполненных на их основе.

2. Конструкции металлокерамических микрокорпусов и модулей

В зависимости от назначения, сложности и тепловыделения модули могут выполняться в корпусах для поверхностного монтажа на печатную плату (рис. 1а), либо в корпусах фланцевого типа (рис. 1б).

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



а) б)

Рис 1. Конструкции металлокерамических микрокорпусов

Оба типа корпусов имеют вводы/выводы СВЧ сигнала (1), теплоотводящее основание из сплава медь-вольфрам (2), обечайку из ковара (3) и низкочастотные вводы/выводы (4) для подачи питания и сигналов управления. Микрокорпуса имеют герметичность не хуже $1{,}0*10^{-9}$ м^3*Па/с и могут герметизироваться различными способами.

На рис. 2 показаны четыре типа разработанных микрокорпусов с их габаритными и присоединительными размерами. Ширина корпусов составляет от 8,2 мм до 10,8 мм, длина от 14 до 34 мм. Высота корпусов с крышкой не более 3 мм.

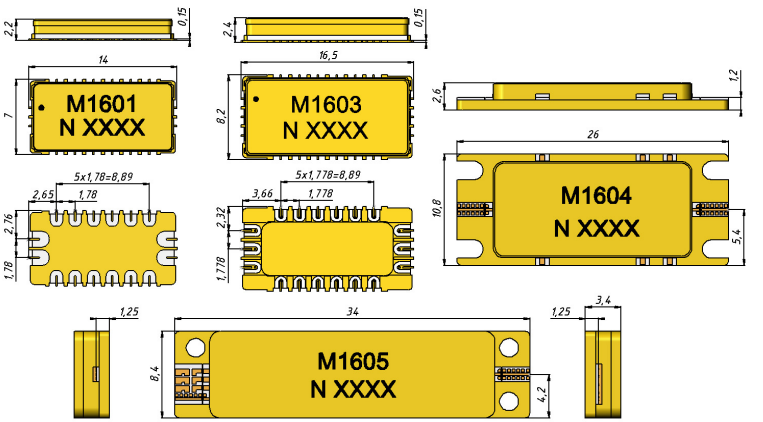


Рис. 2. Габаритные и присоединительные размеры разработанных микрокорпусов

На основе этих корпусов может быть изготовлен целый ряд различных СВЧ приборов. В многовыводных корпусах поверхностного монтажа (М1601 и М1603) возможно изготовление: малошумящих усилителей, усилителей средней мощности, аттенюаторов, фазовращателей, сме-

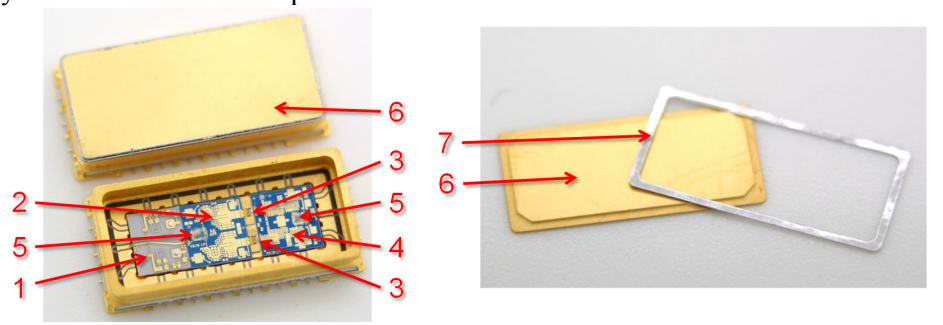
Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.

сителей, детекторов и др. В корпусах фланцевого типа (М1604) могут выполняться выходные одно- и многокаскадные арсенид-галлиевые и нитрид-галлиевые усилители с выходной мощностью до 20 Вт, в том числе с детектором огибающей, а в корпусе типа М1605 - многокаскадные тракты приемных и передающих устройств с выходной мощностью до 2 Вт.

Рабочий диапазон корпусов фланцевого типа - от 0 до 20 ГГц, а корпусов поверхностного монтажа - вплоть до 26,5 ГГц.

3. Конструкция сверхширокополосного интегрального усилителя мощности диапазона 3,5 – 13 ГГц

Одним из устройств, созданных на базе микрокорпуса для поверхностного монтажа типа М1603, является интегральный усилитель мощности диапазона 3,5 - 13 ГГц с выходной мощностью 1,5 Вт. Фотография усилителя показана на рис. 3а.



а) б)

Рис. 3. Интегральный усилитель мощности диапазона 3,5 - 13 ГГц с выходной мощностью 1,5 Вт (а) и экранирующая крышка (б)

Усилитель построен на основе гибридно-монолитной технологии, описанной в [1], по балансной схеме с согласующими цепями на основе полуизолирующего арсенида галлия толщиной 100 мкм (2, 4) и компактными квадратурными мостами (5) с размерами 1,04*0,74 мм. В качестве активных элементов используются pHEMT-транзисторы с шириной затвора 1200 мкм (3). На входе усилителя установлена поликоровая плата (1) толщиной 0,127 мм с цепями задания режима транзисторов. Усилитель герметизируется при помощи экранирующей крышки (6) и специальной преформы (7) припоя, повторяющей контур обечайки корпуса (см. рис 3б). Оплавление происходит в вакуумной печи с разреженным азотом при температуре 300 ºС и затем герметизированный модуль можно устанавливать на печатную плату с использованием припоя типа Sn62.

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

На рис. 4 показаны частотные характеристики выходной мощности и КПД разработанного усилителя.

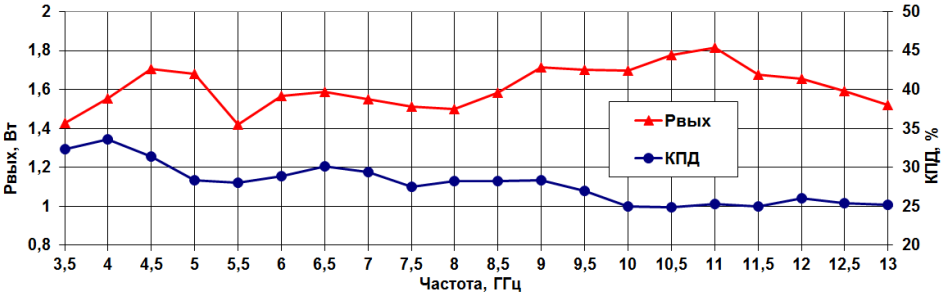
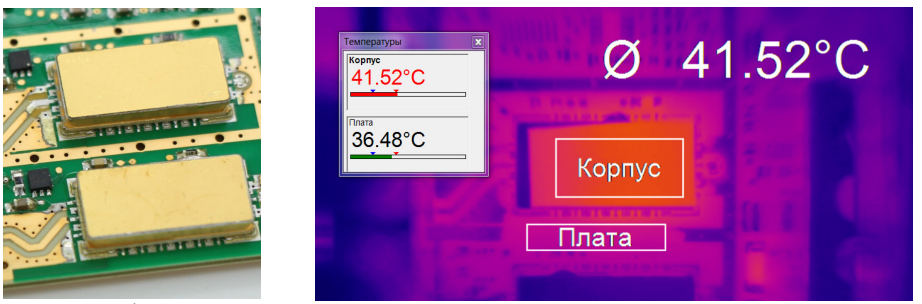


Рис. 4. Типовые частотные характеристики выходной мощности и КПД усилителя

Пример установки изготовленного интегрального усилителя мощности на печатную плату многоканального усилителя показан на рис. 5а. На рис. 5б приведено изображение фрагмента печатной платы, полученное при помощи тепловизора, с указанием температур корпуса интегрального усилителя, находящегося во включенном состоянии, и печатной платы, установленной в металлический корпус. Перегрев корпуса усилителя при рассеиваемой мощности порядка 3,5 Вт относительно печатной платы, установленной в металлический корпус, составил не более 5 ºС.



а) б)

Рис. 5. Пример установки интегрального усилителя на печатную плату (а) и изображение, полученное при помощи тепловизора (б)

Для тестирования изделий в металлокерамических корпусах фланцевого типа используются СВЧ контактные устройства с прижимным контактом центрального проводника подводящих коаксиальных линий, а для корпусов поверхностного монтажа такой тип подключения не подходит. Поэтому для них было разработано специальное контактное устройство с использованием пружинных микроконтактов (см. рис 6).

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

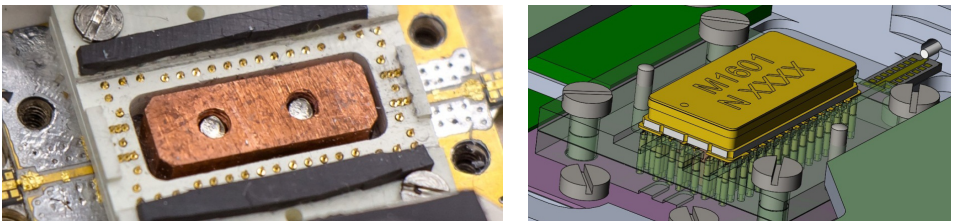


Рис. 6. Конструкция контактного устройства для корпусов поверхностного монтажа (фотография - слева и трехмерная модель конструкции - справа)

Результаты измерений тестовых корпусов с СВЧ вводами, нагруженными на высокочастотные согласованные нагрузки, показали, что разработанное контактное устройство способно работать вплоть до 18 ГГц. Измеренный КСВН составил не более 1,5.

С помощью описанного контактного устройства проводится полный цикл измерений электрических параметров изделий, в том числе в режиме большого сигнала.

4. Заключение

В работе показаны конструкции четырех типов металлокерамических корпусов, как фланцевого типа, так и поверхностного монтажа, изготовленных по технологии НТСС и имеющих низкий КСВН СВЧ вводов/выводов (КСВН <1,2) в диапазоне частот от 0 до 26,5 ГГц, которые могут применяться для создания широкого ряда функциональных СВЧ устройств.

Разработан усилительный модуль поверхностного монтажа в корпусе типа М1603 с перекрытием по частоте более 3:1 в диапазоне частот от 3,5 до 13 ГГц с выходной мощностью 1,5 Вт. Показан вариант установки модуля на печатную плату и оценка температурного перегрева относительно платы, установленной в металлический корпус. Рассмотрена конструкция контактного устройства с возможностью измерений параметров модуля без использования пайки.

Список литературы

[1] Кищинский А.А., Радченко А.В. Квазимонолитный транзисторный усилитель диапазона 8…18 ГГц с выходной мощностью 2 Вт. Материалы 19-й Международной Крымской конференции “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии”, 2009 г, том 1, стр.53-54.

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

Minimization of the intermodulation distortions and adjacent channel signals of the amplifier power the satellite communication microwaves by digital predistortion by even harmonics signal

Sergey V. Petushkov, Leonid A. Belov
National Research University "MPEI"
Moscow, 111250, Russian Federation
sp-rks@ya.ru; belovla@gmail.com

Abstract: *We study the digital system of the predistortion linearization of an on a traveling-wave tube amplifier (TWTA) near its saturation considering the AM / PM conversion, based on the even harmonics of the information signal. We show that the average output power may increase up to -2 dB of the nominal value by reducing intermodulation distortion of the 3rd and 5th orders at the same time, and decrease by 12 dB of the interfering radiation in adjacent frequency bands.*
Keywords: *intermodulation distortion; even harmonics; linearization; amplitude-phase conversion; saturation, microwave power amplifiers, TWTA.*

Минимизация интермодуляционных искажений и побочных излучений в усилителе СВЧ мощности спутникового ретранслятора

Петушков С.В., Белов Л.А.
Национальный исследовательский университет «МЭИ»
г. Москва, 111250, Российская Федерация
sp-rks@ya.ru; belovla@gmail.com

Аннотация: *Исследуется цифровая система линеаризации, основанной на внесении предискажения чётными гармониками информационного сигнала для усилителя мощности на ЛБВ вблизи насыщения АМ/ФМ конверсией. Показано, что за счёт снижения интермодуляционных искажений одновременно 3-его и 5-го порядков возможно увеличение средней выходной мощности до -2 дБ от номинальной и снижение на 12 дБ уровня излучений в соседних частотных полосах.*

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

Ключевые слова: интермодуляционные искажения; чётные гармоники; линеаризация; амплитудно-фазовая конверсия; насыщение, СВЧ усилители мощности; лампа бегущей волны

1. Введение

В усилителе мощности (УМ) модулированных сигналов вблизи уровня насыщения не удаётся [1] реализовать номинальные значения выходной мощности и энергетической эффективности активного элемента из-за явлений амплитудной компрессии АМ/АМ и возрастания до недопустимого уровня интермодуляционных искажений (ИМИ) внутри выделенной полосы частот и помех в примыкающих частотных полосах. Для УМ на лампах бегущей волны (ЛБВ) дополнительный механизм возрастания помех и искажений вызван амплитудно-фазовыми преобразованиями (АМ/ФМ) [2] в активном элементе УМ ЛБВ. Известные системы предыскажающей линеаризации транзисторных УМ [3 - 5] имеют ограничения по полосе частот модулирующего сигнала, понижают уровень лишь ИМИ 3-го порядка и теряют эффективность при входной мощности УМ вблизи уровня насыщения.

Рассмотренный в данной работе вариант системы цифровой линеаризации, основанный на внесении предыскажений чётными гармониками модулирующего сигнала (ЛЧГ), учитывает особенности АМ/АМ и АМ/ФМ преобразований в УМ ЛБВ, обеспечивает работу вблизи режима насыщения и снижает уровень ИМИ одновременно 3-го и 5-го порядков.

2. Исследуемая модель

Структурная схема радиопередающего устройства с усилителем мощности и цифровым ЛЧГ представлена на рис. 1.

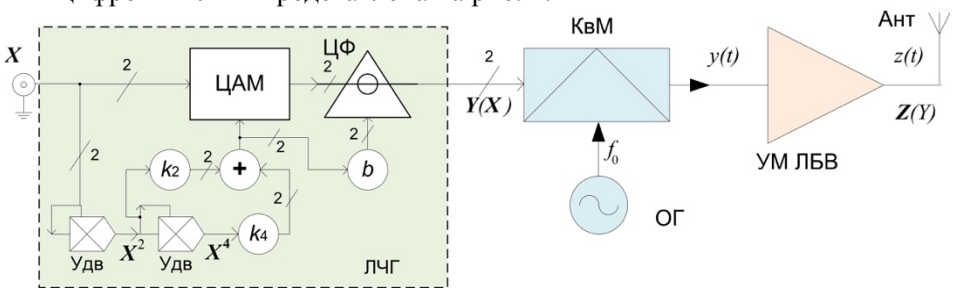


Рис. 1. Структурная схема радиопередающего устройства с линеаризатором ЛЧГ на основе использования чётных гармоник

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

По схеме рис. 1 на радиочастотном входе УМ ЛБВ действует сигнал $y(t)$ с несущей частотой f_0 и медленно меняющимися амплитудой $Y(X)$ и фазовым сдвигом $\Phi(X)$ относительно фазы опорного генератора ОГ. Исходя из аппроксимации паспортных зависимостей выходной мощности от входной $P_{вых}(P_{вх})$ и амплитудно зависимого фазового сдвига в ЛБВ $\Psi(P_{вх})$, которые представляет производитель активного элемента УМ для немодулированного синусоидального входного сигнала, можно по методике [1] получить параметры эквивалентных характеристик $Z(Y)$ и $\Psi(Y)$. В работе для серийной ЛБВ модели TL20040E фирмы Thales Alenia Space [2] с максимальной мощностью 100 Вт на частоте 20 ГГц использованы аппроксимирующие выражения следующего вида

$$Z(Y) = \frac{\alpha Y(X)}{\{1+\beta[Y(X)]^2\}}; \quad (1)$$

$$\Psi(Y) = c[Y(X)]^{\gamma}/[1 + \delta Y(X)^2], \quad (2)$$

где α = 1,5; β = 0,64; c = -40 град; δ = 0,1; γ = 1,1. На рис. 2 построены амплитудные характеристики УМ ЛБВ.

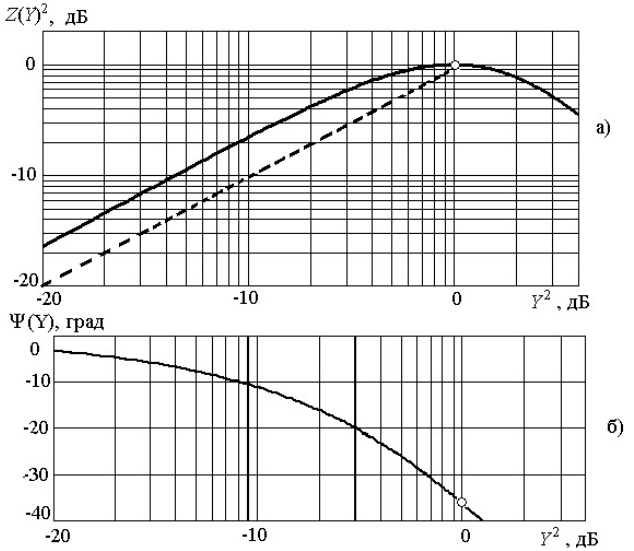


Рис. 2. Типовые амплитудные характеристики УМ ЛБВ:
а – выходная мощность АМ/АМ преобразования; б – амплитудно зависимый фазовый сдвиг АМ/ФМ преобразования

В (1), (2) и на графиках рис. 2 обозначено: Y^2 и $Z(Y)^2$ – входная и выходная мощности соответственно, нормированные к своим значениям $(Y_{нас})^2$ и $(Z_{нас})^2$ соответственно в точке насыщения (отмечены на рис. 2 знаком 'o').

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

Характерным для УМ ЛБВ является снижение выходной мощности при $Y > 0$ дБ и уменьшение фазового сдвига на несколько десятков угловых градусов в точке насыщения по сравнению со своим значением при малом входном сигнале.

На вход цифрового линеаризатора ЛЧГ по схеме рис. 1 поступает поток отсчётов синфазной и квадратурной составляющих комплексной амплитуды информационного сигнала $\boldsymbol{X}$. В удвоителях Удв формируются 2-я и 4-я их гармоники. Предыскажающая коррекция амплитуды отсчётов производится в цифровом амплитудном модуляторе ЦАМ; коррекция фазового сдвига производится изменением соотношения между составляющими квадратурных отсчётов в цифровом фазовращателе ЦФ. Потоки скорректированных при помощи множителей k_2, k_4 и b отсчётов искажают выходной сигнал ЛЧГ $\boldsymbol{Y}(\boldsymbol{X})$ в соответствии с соотношениями

$$Y(X) = \begin{cases} X[(1 - k_2 - k_4) + k_2X^2 + k_4X^4], \text{ при } X \le 1; \\ 1 - k_2 - k_4, \text{ при } X > 1; \end{cases} \quad (3)$$

$$\Phi(X) = \begin{cases} b(k_2X^2 + k_4X^4), \text{при } X \le 1; \\ b, \text{при } X > 1. \end{cases} \quad (4)$$

В (3) множитель $(1 - k_2 - k_4)$ соответствует уменьшению крутизны линеаризованной зависимости $Z(X)$ в области малых значений амплитуды (пунктирная линия на рис. 2,а). В (3) и (4) участки с $X > 1$ отражают постоянство амплитудных характеристик ЛЧГ в области значений входной амплитуды X, превышающих порог насыщения.

Процессам преобразования в УМ ЛБВ модулированного входного СВЧ-сигнала $y(t)$ с комплексной амплитудой $Y(t)$ в выходной СВЧ-сигнал $z(t)$ с комплексной амплитудой $Z(t)$ свойственны нелинейные АМ/АМ и АМ/ФМ преобразования, а также инерционные проявления памяти. В результате этого уровень ИМИ выходного сигнала усилителя мощности на ЛБВ зависит не только от значений мгновенных входных амплитуд $Y(t)$, но и от плотности их распределения во времени во входном сигнале. Поэтому простейший двухтоновый тест, который используют для измерения уровня пассивных интермодуляционных искажений (ПИМ) в квазилинейных приложениях [7], даёт неточные (заниженные) результаты при усилении мощности вблизи насыщения активного элемента.

Для количественной оценки уровня ИМИ в данной работе использовался критерий суммарного уровня мощности мешающих излучений нечётных порядков в соседних полосах частот, отстоящих на $\pm 1{,}5\Delta$ от несущей частоты f_0, где $(f_0 \pm \Delta)$ - выделенная полоса частот основного излучения при сигнале со сплошным спектром. Этот критерий аналогичен Adjacent

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

Channel Power Ratio (ACPR). Он применяется совместно с мерами по повышению компактности основного спектра в условиях дефицита частотного ресурса и повышенных требований к электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронных средств, характерных для спутниковых радиолиний.

3. Результаты исследований

Для количественной оценки уровня ИМИ в работе в среде MATLAB была сформирована тестовая псевдослучайная последовательность $\{X\}$ со сглаживанием фронтов вой фазовой манипуляции ФМ4 с помощью фильтра Найквиста.

В качестве максимизируемого значения критерия качества линеаризации использовался функционал

$$M(k_2, k_4, b) = S(f_0)/S_{бок}(f_0 \pm 1{,}5\Delta), \qquad (5)$$

где $S(f_0)$ и $S_{бок}(f_0 \pm 1{,}5\Delta)$ – значения спектральной плотности мощности в центре занимаемой полосы частот и при отстройке на $\pm 1{,}5\Delta$, полученные преобразованием Фурье массива отсчётов комплексной огибающей выходного сигнала каскадно включённых ЛЧГ и УМ ЛБВ.

На рис. 3 представлены результаты расчёта спектра выходного сигнала и критерия качества (5) для средней выходной мощности в рабочей полосе частот на 2 дБ ниже номинальной $Z_{ср}$ = -2 дБ без компенсации АМ/ФМ конверсии. Рассмотрение спектра на рис. 3,а без линеаризации (график красного цвета) показывает, что значительные проявления АМ/ФМ конверсии приводят к несимметрии до 3 дБ зон мешающих ИМИ 3-го порядка по обе стороны от рабочей полосы частот. После подключения корректора амплитуд с k_2 = 0,3, k_4 = 0,1 (график синего цвета) уровень мешающих излучений ИМИ снижается на 9 дБ.

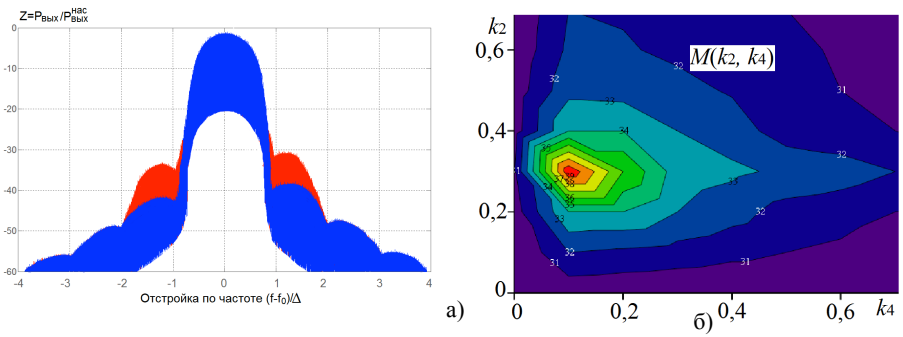
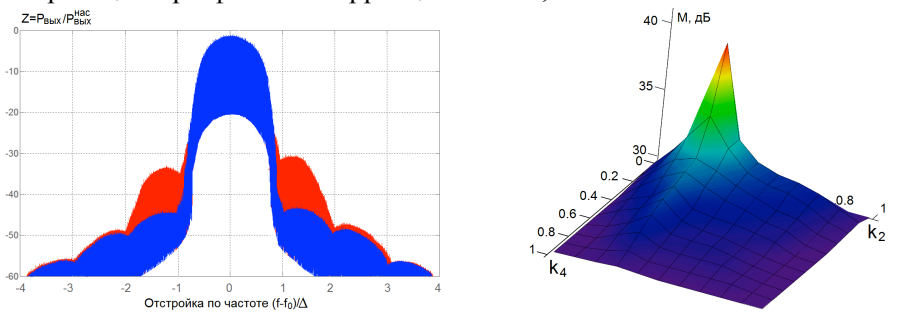


Рис. 3. Спектр мощности выходного сигнала УМ ЛБВ для $Z_{ср}$ = - 2 дБ: а) - без линеаризации (красного цвета), с использованием ЛЧГ без фазовой коррекции, k_2 = 0,3, k_4 = 0,1 (синего цвета) и б) - линии равных значений уровня ИМИ

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

На рис. 4 показаны спектральные характеристики и критерий качества линеаризации при фазовой коррекции с $b = 0{,}75$.



а) б)

Рис. 4. Спектр выходного сигнала УМ ЛБВ (а) и уровень качества линеаризации M при компенсации АМ/ФМ конверсии ($b = 0{,}75$) для $Z_{ср}$ = - 2 дБ

Из рис. 4,а видно, что введение предыскажения АМ/ФМ преобразования привело к достижению выигрыша по суммарному уровню ИМИ 3-го и 5-го порядков в соседней полосе частот на 12 дБ. По сравнению с вариантом на рис. 3 облегчаются требования к погрешностям установки необходимых значение параметров k_2, k_4 и b для достижения сопоставимых значений критерия M. Отсутствие побочных максимумов функционала $M(k_2, k_4, b)$ обеспечивает возможность автоматической настройки.

4. Заключение

Таким образом, в работе исследован вариант цифрового предыскажающего линеаризатора ЛЧГ для усилителя мощности СВЧ на ЛБВ для сигналов со сплошным спектром на основе использования чётных гармоник по схеме рис. 1. Его преимуществами по сравнению с известными состоят в возможности технической реализации в составе цифровых узлов формирования и функционирования при выходной мощности, близкой к номинальной для выбранного активного прибора. Использование ЛЧГ по предложенной схеме позволяет снизить уровень мешающих побочных излучений одновременно ИМИ 3-го и 5-го порядков и скорректировать значительные фазовые искажения, присущие усилителям мощности на ЛБВ, работающим вблизи режима насыщения.

Список литературы

[1] Спутниковая связь и вещание: Справочник. -3-е изд. Под ред. Л.Я. Кантора. - Москва, Радио и связь, 1997. -528 с.

[2] L.A. Belov, S.M. Smolskiy, V.M. Kochemasov. Handbook of RF, Microwave, and Millimeter-Wave Components. Boston – London, Artech House, 2012. -504 p.

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

[3] Y. Kim, K-K. Jeon, E-K. Kim, B-C. Kim. An analog Lineariser Based on Amplitude Modulation with Even Harmonic Signals. Microwave J., Vol. 52, № 2, February 2009, pp. 80-88.

[4] Формирователь радиосигналов с цифровым предыскажением чётными гармониками Патент RU 2 538 306, C1, МПК: H 04 B 7/005 (2006.01). / авт. Кондрашов А.С.; - заявл. 11.11.2013; опубл. 10.01.2015, бюлл. № 1.

[5] Петушков С.В., Белов Л.А. Цифровая система линеаризации транзисторного СВЧ-усилителя мощности предыскажением чётными гармониками. Сб. трудов. межд. конф. "Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях СИНХРОИНФО-2016", г. Самара, 1-2 июля 2016 г., с. 88-91.

[6] Белов Л.А., Кондрашов А.С., Петушков С.В. Корреляционная оценка уровня интермодуляционных искажений СВЧ-сигналов в усилителях мощности // Электросвязь, 2015, №5. -С. 36-41.

[7] Белов Л.А., Кочемасов В.Н., Строганова Е.П. Пассивная интермодуляция в СВЧ цепях и сетях передачи данных: механизмы появления, методы измерения, способы снижения. Электроника: НТБ, 2015, № 3, с. 80-91.

References

[1] Sputnikovaja svjaz' i veschanie: Spravotchnik. -3-e izd. Pod red. L.Ja. Kantora. -Moskva, Radio i svjaz', 1997. -528 s. (In Russian).

[2] L.A. Belov, S.M. Smolskiy, V.M. Kochemasov. Handbook of RF, Microwave, andMillimeter-Wave Components. Boston – London, Artech House, 2012. -504 p.

[3] Y. Kim, K-K. Jeon, E-K. Kim, B-C. Kim. An analog Lineariser Based on Amplitude Modulation with Even Harmonic Signals. Microwave J., Vol. 52, № 2, February 2009, pp. 80-88.

[4] Formirovatel' radiosignalov s cifrovym predyskadjeniem tchjotnymi garmonikami. Patent RU 2 538 306 C1, H 04 B 7/005 (2006.01) / Kondrashov A.S.; - Zajavl. 11.11.2013; Opubl. 10.01.2015, Bull. № 1. (In Russian)

[5] Petushkov S.V., Belov L.A. Cifrovaja systema linearizacii tranzistornogo CV44-usilitelja moschnosti predyskadjeniem tshjotnymi garmonikami. Sb. dokl. konf. "Sistemy sinhronizacii, formirovanija i obrabotki signalov v infokommunikacijah - SINHROINFO-2016",. Samara, 1-2 ijulja 2016. S. 88-91. (In Russian)

[6] Belov L.A., Kondrashov A.S., Petushkov S.V. Korreljacionnaja ocenka urovnja intermoduljacionnyh iskadjenij signalov v usiliteljah moschnosti // Jelektrosvjaz', 2015, №5. -S. 36-41 (In Russian).

[7] Belov L.A., Kochemasov V.M., Stroganova E.P. Passivnaja intermoduljacija v SVCh cepjah i setjah peredachi dannyh: mehanizmy pojavlenija, metody izmerenija, spocoby snizhenija. Jelektronika: NTB, 2015, № 3, S. 80-91. (In Russian)

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

Температурные зависимости коэффициента усиления широкополосных усилителей на E-PHEMT транзисторах

Крутов А.В., Ребров А.С.
АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино,141190, Россия
info@istokmw.ru

Аннотация: *В докладе представлены результаты экспериментальных исследований температурных зависимостей коэффициента усиления широкополосных усилителей на E-PHEMT транзисторах. В качестве активного прибора для изготовления усилителя использовался прототип транзистора 3П3102А, изготовленный по технологии нормально закрытого транзистора (E-PHEMT) на структурах собственного производства. Образцы усилителей изготовлены по гибридно-монолитной технологии на базе серийного прибора М421227-12. Показан вариант конструктивного исполнения усилителя.*

Ключевые слова: транзистор, D-PHEMT, E-PHEMT, усилитель, коэффициент усиления, температурная зависимость коэффициента усиления.

1. Введение

При проектировании и применении СВЧ усилителей на транзисторах необходимо учитывать зависимость коэффициента усиления от температуры. Для обычных (нормально открытых или D-PHEMT) транзисторов коэффициент усиления уменьшается со скоростью 0,01-0,015 дБ/ºС на один усилительный каскад.

Для компенсации температурных зависимостей возможно применение специальных аттенюаторов (thermopad). Ослабление таких устройств уменьшается с ростом температуры. Также применяются диодные цепочки, включенные в истоковую цепь транзистора. С ростом температуры происходит рост напряжения сток-исток, что позволяет компенсировать падение коэффициента усиления.

Эта проблема может быть также решена при использовании нормально закрытых транзисторов (E-PHEMT), которые работают при положительном напряжении на затворе. Однако этот тип транзисторов используется в основном для построения ключевых схем управления транзисторными переключателями.

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

Использование (E-PHEMT) технологии с различной размерной обработкой для реализации усилительных устройств различного назначения представлено только в каталоге фирмы AVAGO [1] серии MGA, VMMK.

На рисунке 1 приведены температурные зависимости E-PHEMT транзистора VMMK-1225 фирмы Avago.

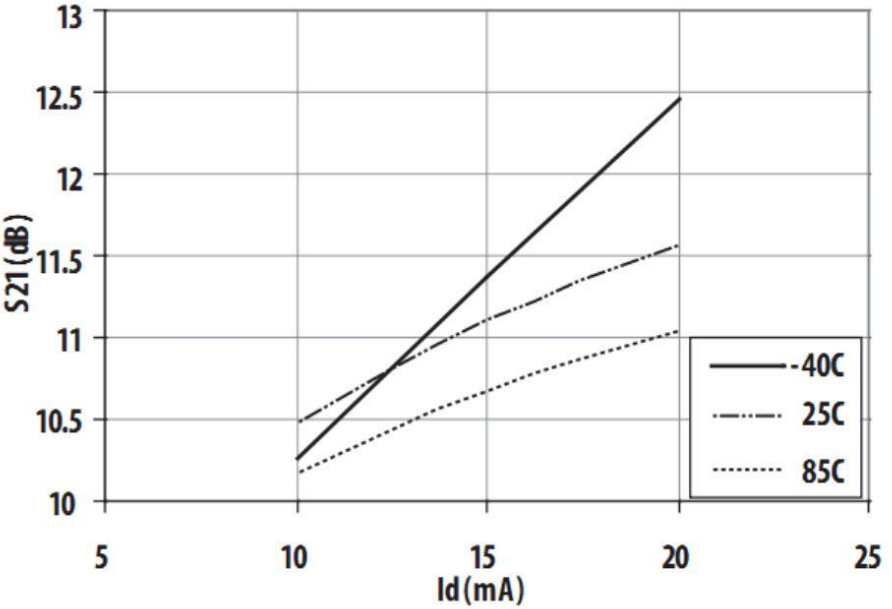


Рис. 1. Температурные зависимости S21 E-PHEMT транзистора VMMK-1225 фирмы Avago на частоте 12 ГГц при напряжении на стоке 2 В

2. Гибридно-монолитный усилитель M421227-12

Гибридно-монолитный усилитель M421227-12 состоит из:

- поликоровой рамки размером 6x7,5 мм с микрополосковыми входами, выходами и площадками для подачи напряжения питания;
- сапфировой платы, на которой расположены согласующие цепи и цепи питания, изготовленной по групповой технологии;
- кристалла защитного диода (стабилитрона) по цепи питания;
- кристаллов транзисторов;
- кристаллов конденсаторов высокой емкости.

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

Конструкция гибридно-монолитного усилителя М421227-12 приведена на рисунке 2.

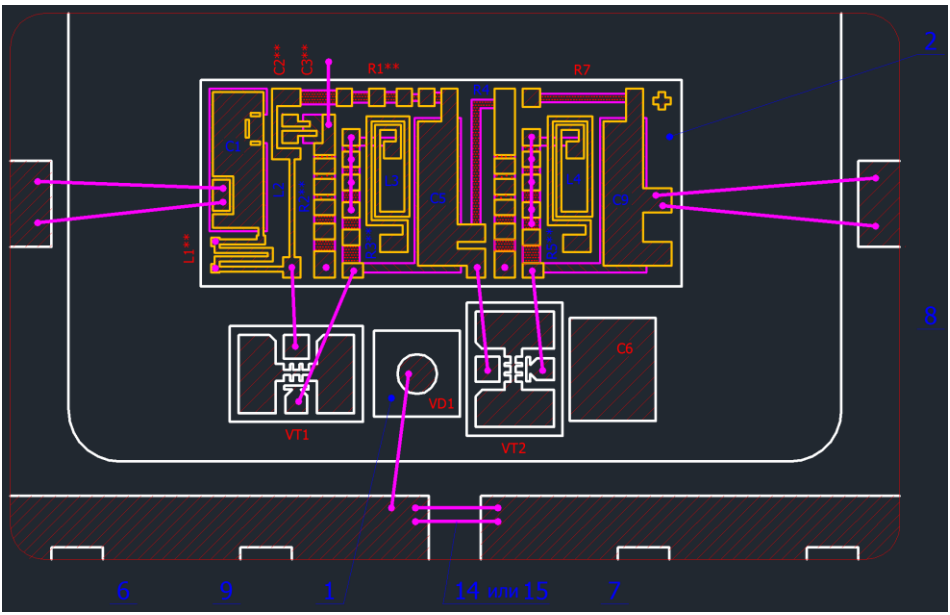


Рис. 2. Конструкция гибридно-монолитного усилителя М421227-12

Для сравнения были использованы усилитель М421227-21, в качестве активных элементов которого применялись транзисторы 3П3102А [2], а также усилитель, в качестве активных элементов которого использовался прототип транзистора 3П3102А, изготовленный по технологии нормально закрытого транзистора (E-PHEMT) на структурах собственного производства [3]. Образцы усилителей изготовлены по гибридно-монолитной технологии на базе серийного прибора М421227-12.

3. Экспериментальные результаты

На рисунке 3 приведены температурные зависимости коэффициента усиления гибридно-монолитного усилителя М421227-12 на транзисторах 3П3102А в диапазоне температур от +25 ºС до +125 ºС.

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

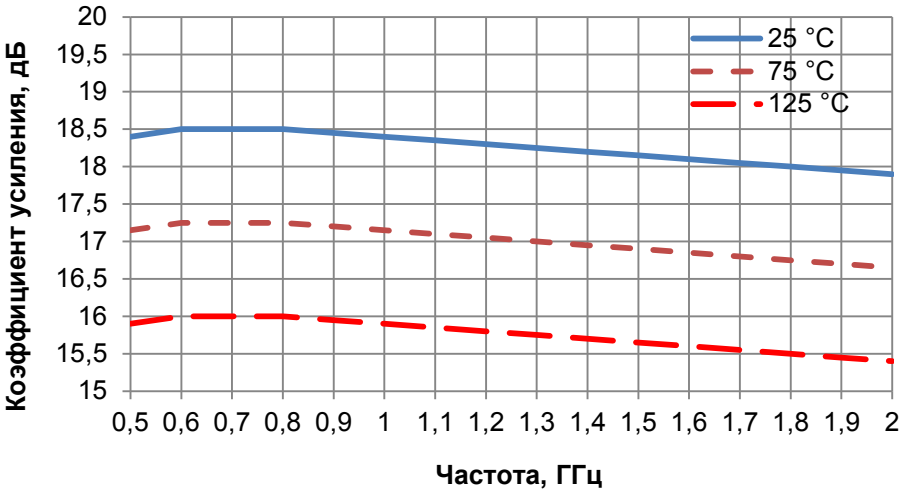


Рис. 3. Температурные зависимости коэффициента усиления гибридно-монолитного усилителя М421227-12 с серийными транзисторами 3П3102А

На рисунке 4 приведены температурные зависимости коэффициента усиления гибридно-монолитного усилителя М421227-12 на E-PHEMT транзисторах в диапазоне температур от +25 ºС до +125 ºС.

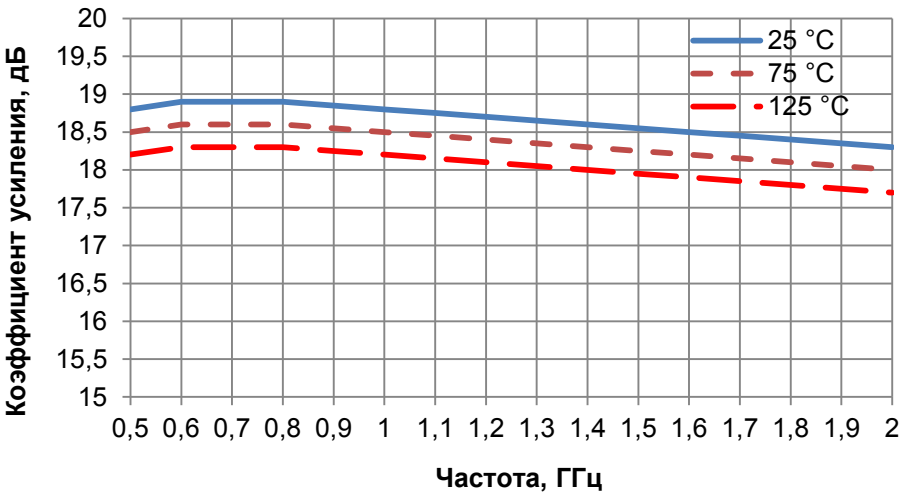


Рис. 4. Температурные зависимости коэффициента усиления гибридно-монолитного усилителя М421227-12 с прототипом E-PHEMT транзисторов

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

Экспериментальные результаты показывают что уменьшение коэффициента усиления гибридно-монолитного усилителя М421227-12 на транзисторах 3П3102А в диапазоне температур от +25 ºС до +125 ºС составляет ~ 0,025 дБ/ºС, а на Е-PHEMT транзисторах ~ 0,006 дБ/ºС.

4. Заключение

Приведены температурные зависимости коэффициента усиления серийного образца гибридно-монолитного усилителя М421227-12 на транзисторах 3П3102А и на его Е-PHEMT прототипах в диапазоне температур от +25 ºС до +125 ºС.

Показано, что температурная зависимость коэффициента усиления прототипа на Е-PHEMT транзисторе меньше температурной зависимости серийного образца более чем в 4 раза (0,006 дБ/ºС против 0,025 дБ/ºС).

Подобными температурными зависимостями обладают усилители, изготовленные на транзисторах, работающих при нулевом смещении на затворе (ток насыщения 50-70 мА/мм ширины затвора).

Список литературы

[1] AV02-1082EN_VMMK-1225 // Рекламные материалы фирмы Avago, 2013.

[2] Крутов А. В., Кувшинова Н. А., Ребров А. С. Серия малошумящих GaAs PHEMT транзисторов 3П3102 // 2013 3-я Всероссийская конференция «Электроника и микроэлектроника СВЧ. Санкт-Петербург, 2013, стр. 64-67

[3] Krutov A. V., Rebrov A. S. 0,15 um E-PHEMT transistors // 2015 25th Int. Crimean Conf. “Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo’2015). Sevastopol, 2015, pp.97-98.

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

Ultra-wideband microwave noise generator

[1]Vasily P. Ivanov, [2]Nikolay A. Maksimov, [2]Andrey I. Panas
[1] *Special Design Bureau, Kotel'nikov Institute of RadioEngineering and Electronics of Russian Academy of sciences, 141190, Fryazino, Moscow region.,sqare. acad. Vvedenskogo, app. 4, Russia*
ivanov@sdbireras.ru
[2] *Kotel'nikov Institute of RadioEngineering and Electronics of Russian Academy of sciences (Fryazino branch), 141190, Fryazino, Moscow region.,sqare. acad. Vvedenskogo, app. 1, Russia*
maksna49@mail.ru

Abstract: *Solid-state generator of ultra-wideband microwave noise oscillations is proposed. The stable operation of the generator by varying its supply voltages is a distinctive feature of the generator. The generator layout is implemented. Noise signal generation in the frequency range from 9 kHz to 5 GHz with output power of 20 mW and spectral characteristic non-uniformity in the range of 10 dB is experimentally demonstrated.*

Keywords: *noise generator, ultra-wideband oscillations, microwave*

Генератор сверхширокополосных шумовых СВЧ колебаний

[1]Иванов В.П., [2]Максимов Н.А., [2]Панас А.И.
[1] *ФГУП Специальное конструкторское бюро Института радиотехники и электроники Российской академии наук, 141190, г. Фрязино, Московская обл., площадь имени академика Б.А. Введенского, дом 4, Российская Федерация*
ivanov@sdbireras.ru
[2] *Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова (Фрязинский-филиал) Российской академии наук, 141190, г. Фрязино, Московская обл., площадь имени академика Б.А. Введенского, дом 1, Российская Федерация*
maksna49@mail.ru

Аннотация: *Предложен твердотельный генератор сверхширокополосных шумовых колебаний СВЧ диапазона. Отличительной особенностью генератора является устойчивая работа в условиях потенциально возможного изменения его питающих напряжений. Разработан макет генератора. Экспериментально про-*

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

демонстрирована генерация шумового сигнала в диапазоне частот от 9 кГц до 5 ГГц с мощностью выходного сигнала 20 мВт и неравномерностью спектральной характеристики по диапазону в пределах 10 дБ.

Ключевые слова: *генератор шума, сверхширокополосные колебания, СВЧ-диапазон*

1. Введение

Среди устройств радиоэлектроники генераторы шума, позволяющие получать широкополосные и сверхширокополосные шумовые сигналы, занимают свою устойчивую нишу. Они активно используются в различных областях: от измерительной техники до систем радиоэлектронного противодействия и радиотехнической маскировки, включая средства активной защиты информативных компонент побочных электромагнитных излучений электронно-вычислительной техники [1-2]. В последние годы появляются новые сферы приложения шумовых колебаний, преимущественно в СВЧ-диапазоне, которые связаны с нормативным разрешением применения широкополосных и сверхширокополосных сигналов в современных системах связи [3]. В зависимости от назначения и, соответственно, от предъявляемых к источникам шума требований, генераторы реализуются как в вакуумном [4], так и в твердотельном исполнении [5]. Они могут иметь различные рабочие диапазоны частот и полосы генерируемых сигналов, отличаться друг от друга величиной неравномерности спектральных характеристик и уровнями мощности выходных сигналов. Наряду с этими характеристиками, современные тенденции развития радиоэлектронных средств выдвигают на передний план и ряд других характеристик, важных с точки зрения практического применения генераторов и возможности их массового производства. Среди них: энергоэффективность, небольшие массогабаритные характеристики, возможность использования низковольтного питания, дизайн, надёжность работы при изменении внешних условий. Последнее свойство связано с наличием широких зон в пространстве управляющих параметров генератора, обеспечивающих устойчивую генерацию шумовых колебаний при достаточно больших вариациях параметров от номинальных значений. Из этого свойства вытекает также ещё одно, важное с практической точки зрения, следствие – отсутствие необходимости настройки (подстройки) генератора при подаче на него рабочих напряжений питания. Разработка генератора, обеспечи-

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

вающего надежную работу с требуемыми характеристиками, является целью данной работы.

В докладе предлагается структура генератора сверхширокополосных шумовых СВЧ колебаний и его практическая реализация, а также обсуждаются результаты экспериментального исследования его типовых режимов работы.

2. Структура и экспериментальный макет генератора

В основе предлагаемого генератора лежит устройство, предложенное в [6] и предназначенное для активной маскировки побочных электромагнитных излучений и наводок средств электронно-вычислительной техники. Оно состоит из четырёх взаимно связанных автоколебательных систем, каждая из которых представляет собой простейший генератор на биполярном транзисторе, выполняющим функцию активного элемента. Устройство обеспечивает генерацию шумовых колебаний в диапазоне частот 10 кГц – 2 ГГц.

Для реализации, поставленной в работе цели, в структуру предлагаемого генератора, по сравнению с [6], дополнительно введены ещё два генератора. На рис. 1 представлена общая принципиальная схема генератора. В качестве активного элемента во всех парциальных генераторах используется биполярный транзистор BFP 620. Связь между генераторами осуществляется по принципу «каждый с каждым», образуя, таким образом, сложную многопетлевую автоколебательную систему.

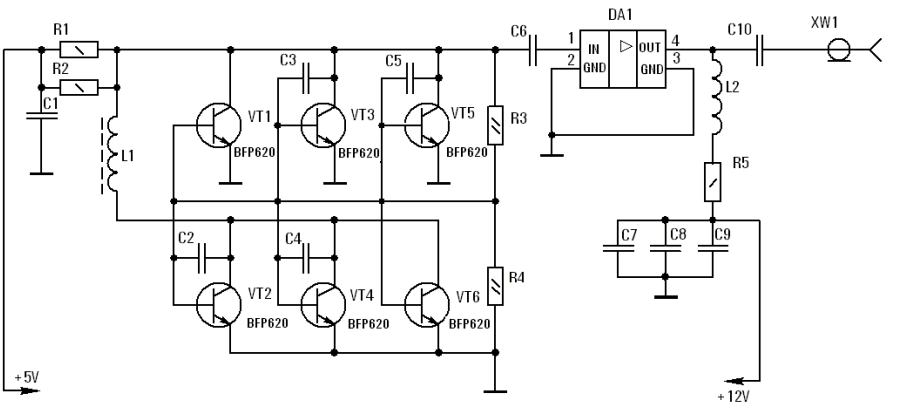


Рис. 1.Принципиальная схема генератора
Fig. 1. Schematic diagram of the generator

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

Питание коллекторных и базовых цепей всех используемых транзисторов обеспечивается одним источником питания напряжением 5 В через резисторы R1, R2 и R3, R4, соответственно. Ёмкости C2, C3, C4, C5 выполняют функцию элементов обратной связи парциальных генераторов. К выходу генератора (VT5) подключен буферный усилительный каскад DA1, предназначенный для согласования генератора с нагрузкой и улучшения энергетических характеристик генератора.

Рис. 2 демонстрирует макет генератора, выполненный на плате размером 40*25 мм из двухстороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,0 мм с использованием микрополосковых линий.

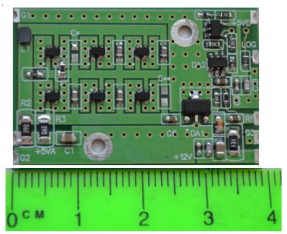


Рис. 2.Фотография макета генератора
Fig.2. Photo of the generator layout.

3. Эксперимент

При подключении макета генератора к источникам напряжения 5 В (непосредственно генератор) и 12 В (буферный усилитель), на выходе генератора наблюдаются сверхширокополосные шумовые колебания, спектр мощности которых приведён на рис. 3:

Как следует из представленного спектра, эффективная полоса генерации занимает диапазон частот от 9 кГц до 5 ГГц, причём в полосе частот 9 кГц – 4 ГГц неравномерность спектральной характеристики не превышает 10 дБ. Рис. 4 демонстрирует пример временной реализации генерируемого шумового сигнала для указанного выше режима и функцию распределения его мгновенных значений. При этом, оценка энтропийного коэффициента качества шумового сигнала на выходе генератора даёт величину не менее 0,9887. Измеренный уровень мощности выходного сигнала на на-

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

грузке 50 Ом составляет не менее 20 мВт, что соответствует к.п.д. устройства ~ 1,5%:

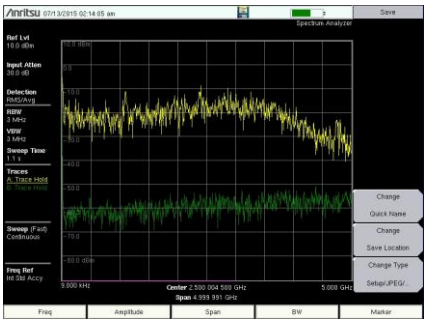


Рис. 3.Спектр мощности шумовых колебаний на выходе генератора
Fig. 3. Power spectrum of the noise oscillations at the generator output.

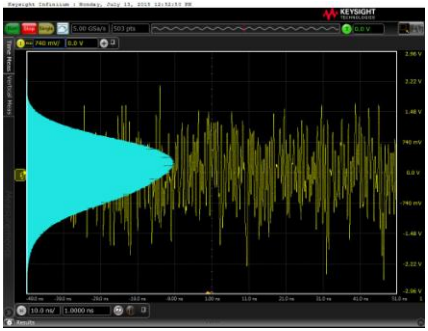


Рис. 4. Пример временной реализации генерируемого шумового сигнала и функция распределения его мгновенных значений
Fig. 4. Waveform (an example) of generated noise signal and the distribution function of its instantaneous values

Важно отметить, что по сравнению с базовым аналогом [6], в предложенном генераторе удалось существенно увеличить полосу шумового сигнала (до 5 ГГц). Причём, данное свойство имеет эффект наряду с достижением другой поставленной в работе цели – улучшение надёжности работы генератора в условиях потенциально возможного изменения, в процессе эксплуатации, величины его напряжения питания. В эксперименте зафиксирован тот факт, что режим генерации сверхширокополосных шу-

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

мовых колебаний с присущим ему спектром мощности и распределением мгновенных значений сохраняется при изменении номинального напряжения питания генератора в пределах ± 20% (4-6 В). С другой стороны, описанный выше режим возникает сразу после подачи на генератор напряжения и не требует никакой дополнительной подстройки с помощью входящих в его состав элементов.

4. Заключение

Предложен и реализован в виде экспериментального макета генератор шума, устойчиво генерирующий шумоподобные сигналы в диапазоне частот от 9 кГц до 5 ГГц. При этом, неравномерность спектральной характеристики в указанном диапазоне не превышает 10 дБ, а выходная мощность достигает 20 мВт. Работоспособность генератора сохраняется при изменении питающего напряжения в пределах 20% от номинального значения. Небольшие габариты генератора, наряду с указанными характеристиками, делают его перспективным для различных приложений в качестве источника сверхширокополосных шумовых сигналов.

Источники финансирования и выражение признательности

Авторы выражают искреннюю признательность и благодарность сотрудникам ФГУП СКБ ИРЭ РАН Соснину Д.В., Квылинскому Ю.Ф. за помощь в проведении экспериментов.

Список литературы

[1] Иванов В.П. Сверхширокополосные генераторы шума и их практическое применение // Успехи современной радиоэлектроникию. 2008. №13. С. 37.

[2] Максимов Н.А., Панас А.И. Твердотельные энергоэффективные генераторы хаотических колебаний СВЧ-диапазона и их применение в системах РЭП // Электронная техника. Сер.СВЧ-техника. 2014. Вып. 2(521). С. 5-13.

[3] Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Герасимов М.Ю., Мультимедийные сенсорные сети на основе сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов // Радиотехника и электроника. 2015. Т.60. №4. С.1-9.

[4] Кислов В.Я., Мясин Е.А. Новый способ генерирования широкополосных СВЧ шумов // Специальная электроника. Сер. Электроника СВЧ. 1968. №6. С. 28-45.

[5] Козулин В.Т., Соколов М.Ф. Полупроводниковый генератор шума // Специальная электроника. Сер. Электроника СВЧ. 1970. №6. С. 110-113.

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

[6] Демин В.М., Лепеха Ю.П., Поярков Л.А. Способ защиты системы обработки информации от побочных электромагнитных излучений, устройство для реализации способа и генератор шумового сигнала для реализации устройства // Патент РФ №2421917. 2010.

References

[1] Ivanov V.P. Ultra-wideband noise generators and their applications // Uspekhi sovremennoy radioelektroniki. .2008. №13. pp. 37 (in Russian).

[2] Maksimov N.A., Panas A.I. Solid-state energy-efficient generators of microwave chaotic oscillations and their applications // Elektronnaya tekhnika.. Ser. Microwave tekhnika. 2014. Iss. 2(521). pp. 5-13 (in Russian).

[3] Dmitriev A.S., Efremova E.V., Gerasimov M.Yu. Multimedia sensors networks based on ultra-wideband chaotic radio pulses // Radiotekhnika i Elektronika. 2015. V.60. .№4. pp.1-9 (in Russian).

[4] Kislov V.Ya., Myasin E.A. New approach for generation of broadband microwave noise signals // Spetsialnaya Elektronika. Ser. Microwave Elektronika. 1968. №6. pp. 28-45 (in Russian).

[5] Kozulin V.T., Sokolov M.F. Solid-state noise generator // Spetsialnaya Elektronika. Ser. Microwave Elektronika. 1970. №6. pp. 110-113 (in Russian).

[6] Demin V.M., Lepekha Yu.P., Poyarkov L.A. The protection approach of an information processing system from side-electromagnetic radiations, the device for implementing the method and the noise generator for the implementation of the device // Patent of Russia. №2421917. 2010.

Acknowledgements

The authors are grateful to employees of Special Design Bureau of Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics of Russian Academy of Sciences Sosninu D.V. and Kvylinskomy Yu.F. for assistance in the experiments.

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

Широкополосный программируемый дискретный фазовращатель С-диапазона

Кищинский А.А., Поляков Г.Б., Радченко А.В.
АО «Микроволновые системы»
г. Москва, 105120, Российская Федерация, ул. Нижняя Сыромятническая, 11
ak@mwsystems.ru

Аннотация: *Рассматривается конструкция модуля широкополосного дискретного фазовращателя С-диапазона с перекрытием по частоте 2:1, обеспечивающего возможность управления фазой сигнала от 0 до 354 градусов с шагом 6 градусов и минимальной паразитной амплитудной модуляцией. Показана структурная схема и конструкция модуля, рассмотрен принцип работы и калибровки фазовых состояний.*

Ключевые слова: сверхвысокие частоты, дискретный векторный фазовращатель, автоматизация векторной калибровки.

1. Введение

Современные активные фазированные антенные решетки (АФАР) состоят из сотен, а иногда и тысяч приемо-передающих каналов, в состав которых входят выходные усилители мощности, малошумящие усилители, устройства защиты, аттенюаторы и фазовращатели. Фазовращатель является одним из ключевых элементов построения АФАР. В ряде применений, к нему, в числе важнейших, предъявляются требования широкой полосы рабочих частот и высокой точности установки фазовых состояний.

2. Конструкция разработанного модуля

На рис. 1 показана структурная схема разработанного модуля.

Фазовращатель построен по принципу векторного суммирования парциальных квадратурных сигналов с помощью цифровых аттенюаторов и двух балансных фазовых модуляторов. В состав модуля входят:

– узел контроля уровня входного сигнала и квадратурный делитель (ДКД) для исходного разделения сигнала на две парциальные составляющие со сдвигом 90 градусов;

– два балансных фазовых модулятора (БФМ), позволяющих осуществлять фазовый сдвиг сигнала 0/180 градусов;

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

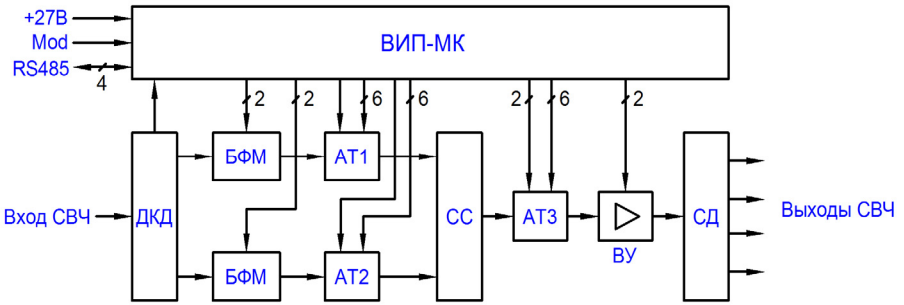


Рис 1. Структурная схема широкополосного дискретного фазовращателя

– два фазостабильных 6-разрядных цифровых аттенюатора (АТ1 и АТ2) с минимальным дискретом 0,5 дБ и максимальным ослаблением 31 дБ, позволяющие вносить требуемое ослабление каждой парциальной составляющей сигнала;

– синфазный сумматор мощности (СС), который осуществляет суммирование парциальных составляющих сигнала;

– выходной цифровой аттенюатор (АТ3), позволяющий пользователю задавать через команды управления модулем значение общего ослабления от 0 до 16 дБ;

– выходной усилитель (ВУ), необходимый для компенсации потерь в фазовращателе;

– выходной синфазный делитель мощности (СД) с высокой развязкой (более 20 дБ) между выходными плечами и неидентичностью каналов не хуже 0,5 дБ.

– узел питания и управления (ВИП-МК), который служит для формирования напряжений питания модуля и их стабилизации. Также в узле установлен микроконтроллер, принимающий от компьютера по 4-х проводному дуплексному каналу связи RS-485 команды управления и микросхемы памяти с возможностью хранения откалиброванных фазовых состояний.

На рис. 2 показана фотография части СВЧ-отсека модуля, отвечающей за формирование фазовых состояний. Габаритные размеры модуля составляют 180 х 104 х 23 мм^3. Модуль имеет герметичное исполнение в корпусе из алюминиевого сплава, а узлы выполнены по гибридно-интегральной технологии.

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

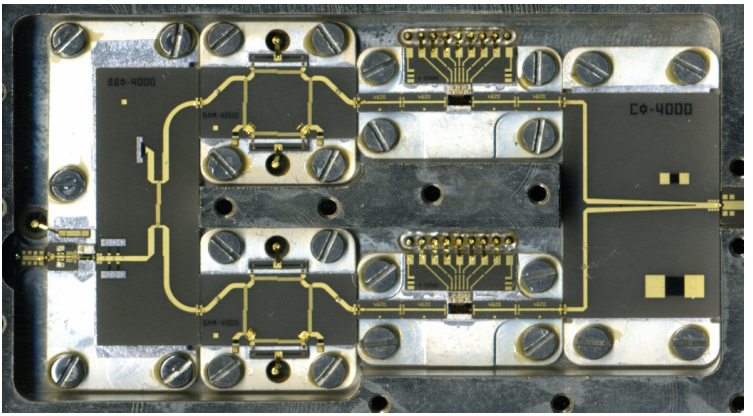


Рис 2. Фотография части СВЧ-отсека макета широкополосного дискретного фазовращателя, отвечающей за формирование заданного сдвига фазы

3. Принцип работы фазовращателя и методы калибровки

Фазовращатель работает по принципу векторного сложения парциальных составляющих сигнала. Исходный сигнал делится на две равные составляющие с фазовым сдвигом в 90 градусов при помощи квадратурного моста. Угол наклона θ в диапазоне от 0 до 90 градусов определяется ослаблением, вносимым аттенюаторами АТ1 и АТ2, а сектор определяется текущим положением балансных фазовых модуляторов [1], осуществляющих сдвиг фазы разделенных сигналов в каждом канале либо на 0, либо на 180 градусов (см. рис. 3).

Для калибровки фазовых состояний использовался векторный анализатор цепей Agilent E5071C и специализированное программное обеспечение, разработанное в АО «Микроволновые системы». Для связи с модулем использовался канал связи RS-485 и специальные команды управления, отправляемые с компьютера. Рабочий диапазон прибора разбивался на десять частотных поддиапазонов. Калибровка производилась от 0 до 354 градусов с шагом 6 градусов. За нулевое состояние выбиралось значение нуля градусов в узлах БФМ и от 2 до 4 дБ ослабления в каждом из аттенюаторов (АТ1 и АТ2). Затем в каждом поддиапазоне производился подбор значений ослаблений аттенюаторов, при которых полученное значение сдвига фазы наиболее точно совпадает с заданным. При этом производился поиск решения с минимальным амплитудным изменением (не более 0,8 дБ) относительно принятого нулевого состояния.

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

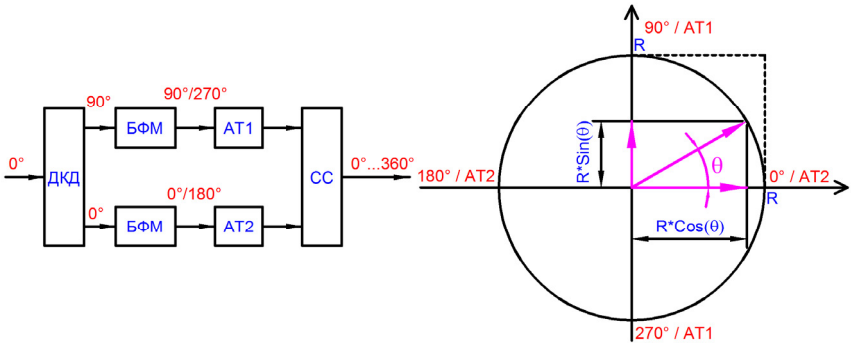


Рис 3. Схема векторного сложения парциальных составляющих сигнала

Алгоритм калибровки был написан таким образом, что начальные решения рассчитывались математически и проверялись в первую очередь: если решение оказывалось неверным, то использовался метод перебора, а также заимствования найденных решений из предыдущих шагов. Найденные откалиброванные состояния сохранялись в ПЗУ модуля. Полностью цикл калибровки всех состояний занимал не более 30 минут, а проверки сохраненных в памяти модуля – не более 1 минуты. При этом разработанное программное обеспечение позволяет сделать калибровку с различными начальными значениями ослаблений аттенюаторов и выбрать лучший результат.

Таким образом, были получены хорошие результаты по фазовым ошибкам (см. рис. 4), которые составили не более ±2,7 градуса, и значений отклонения амплитуды сигнала относительно нулевого состояния (см. рис. 5), которое составило не более 0,8 дБ во всех поддиапазонах.

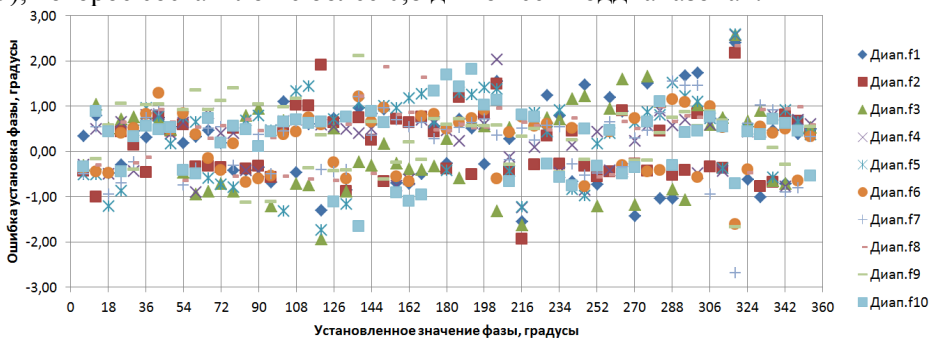


Рис 4. Типовая максимальная ошибка установленного значения фазы модулем относительно заданного значения

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

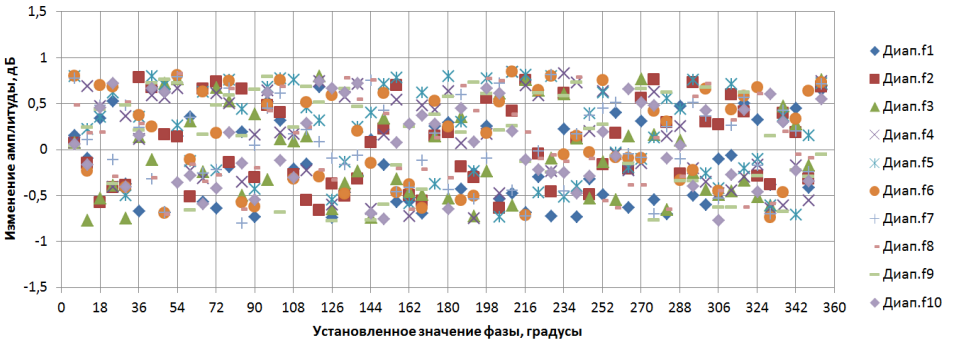


Рис 5. Типовое максимальное отклонение амплитуды сигнала при изменении его фазы относительно начального состояния модуля

4. Заключение

В работе показана конструкция разработанного широкополосного дискретного векторного фазовращателя СВЧ-сигнала, предназначенного для управления фазой и амплитудой сигнала в С-диапазоне с перекрытием по частоте 2:1, обеспечивающего возможность установки фазы сигнала от 0 до 354 градусов с шагом 6 градусов. Фазовращатель имеет высокие показатели по точности установки фазы (максимальная ошибка не более ±2,7 градусов) и амплитудной модуляции (не более ±0,8 дБ) относительно нулевого состояния в октавной полосе частот. Модуль имеет выходную линейную мощность не менее 10 мВт, коэффициент усиления 5-7 дБ с неравномерностью не более 1 дБ.

Список литературы

[1] A.E. Ashtiani, T. Gokdemir, G. Passiopoulos, A.A. Rezazadeh, S.Nam, and I.D. Robertson, “Miniaturized Low Cost 30 GHz Monolithic Balanced BPSK and Vector Modulators: Part I // *Microwave J.*, vol. 42, no. 3, Mar. 1999, pp. 100-104.

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

The design of 1-4.5 GHz digital step attenuator and mixer monolithic integrated circuits based on SiGe technology

Igor M. Dobush, Andrey A. Kokolov, Feodor I. Sheyerman, Andrei S. Salnikov, Maxim L. Shevlyakov, Roman K. Sobyanin, Leonid I. Babak
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
Tomsk, 634050, Russian Federation
igadobush@gmail.com

Abstract: *The design and measurement of two wideband (frequency range 0.1 – 4.5 GHz) microwave monolithic integrated circuits (MMIC) based on 0.25 um SiGe BiCMOS technology are presented. The first MMIC is a 5-bit MMIC digital step attenuator (DSA) integrated driver providing serial/parallel control. The main features of MMIC DSA are as follows: wideband performances; a good input and output return losses; small phase variation; low power consumption. The second MMIC is a CMOS double balanced mixer. The mixer feature is integrated on-chip baluns. The measurement results for both MMIC are presented.*

Keywords: *microwave monolithic integrated circuit, digital step attenuator, driver, CMOS, SiGe BiCMOS technology, mixer, balun.*

Разработка монолитных интегральных схем цифрового аттенюатора и смесителя диапазона 1-4,5 ГГц на основе SiGe технологии

Добуш И.М., Коколов А.А., Шеерман Ф.И., Сальников А.С., Шевляков М.Л., Собянин Р.К., Бабак Л.И.
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, 634050, Российская Федерация
igadobush@gmail.com

Аннотация: *Приведены результаты разработки и экспериментального исследования двух широкополосных (диапазон 0,1–4,5 ГГц) СВЧ монолитных интегральных схем (МИС) на основе 0,25 мкм SiGe BiCMOS технологии. Первая МИС – пятиразрядный цифровой аттенюатор (ЦАТТ) с драйвером параллельного и последовательного управления. Достоинствами разработанной МИС ЦАТТ являются: широкая полоса пропускания; хороший уровень согласования; небольшая величина*

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

фазовой конверсии, низкое потребление. Вторая МИС – двойной балансный смеситель на полевых транзисторах. Отличительной особенностью смесителя являются интегрированные симметрирующие трансформаторы. Приведены результаты экспериментального исследования обоих МИС.

Ключевые слова: СВЧ монолитная интегральная схема, цифровой аттенюатор, драйвер управления, КМОП транзистор, SiGe БиКМОП технология, смеситель, симметрирующий трансформатор.

1. Введение

СВЧ приемо-передающие модули (ППМ) чаще всего выполняют на основе монолитных интегральных схем (МИС), изготавливаемых по технологиям полупроводников A3B5 (GaAs, GaN). Однако в последнее время устройства все чаще реализуют в виде МИС на базе SiGe БиКМОП технологий [1,2]. Значительные преимущества эти технологии имеют при реализации устройств цифрового управления амплитудой и фазой СВЧ сигнала в ППМ (аттенюаторы, фазовращатели, переключатели). Их использование позволяет повысить степень интеграции, уменьшить массу, габариты и стоимость, снизить энергопотребление.

Важной частью СВЧ ППМ являются цифровые аттенюаторы (ЦАТТ) [3], позволяющие задавать уровень ослабления СВЧ сигнала с помощью управляющего цифрового сигнала. При этом SiGe БиКМОП технологии позволяют совмещать аналоговые и сложные цифровые схемы управления (драйверы) в едином технологическом процессе. Другой важной частью ППМ является смеситель, который выполняет функцию преобразования сигнала высокой частоты (RF) в промежуточную частоту (IF) при подаче сигнала гетеродина (LO). Применение двойной балансной схемы смесителя позволяет повысить подавление сигналов RF и LO на выходе IF (развязка) и подавление интермодуляций второго порядка [4,5].

В настоящей работе представлены результаты разработки и экспериментального исследования МИС диапазона 0.1 – 4.5 ГГц: ЦАТТ с драйвером управления и смесителя. Схемы изготовлены на основе SiGe БиКМОП технологии.

2. Результаты разработки ЦАТТ

Типовая структурная схема ЦАТТ представляет собой каскадное включение различных секций ослабления. Количество секций и их уровень ослабления определяют глубину и шаг регулировки коэффициента передачи. Секция ЦАТТ обычно состоит из резистивного аттенюатора и

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

ключей, включающих/выключающих данную секцию в РЧ-тракте. В качестве ключей интегральных ЦАТТ используют PIN-диоды и полевые (например, КМОП) транзисторы [3,6-8]. Для уменьшения габаритов и повышения степени интеграции ППМ цифровой драйвер управления и сам ЦАТТ целесообразно поместить на одном кристалле.

Требования к МИС ЦАТТ: диапазон частот Δf = 0.1 – 4.5 ГГц; разрядность n = 5 бит; коэффициент передачи в открытом состоянии – максимально возможный; глубина регулировки ΔL = 30 дБ; шаг ослабления – 1 дБ. Структурная схема ЦАТТ с драйвером представлена на Рис. 1.

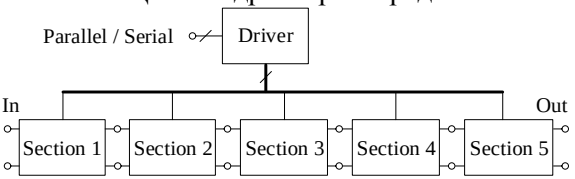


Рис. 1. Структурная схема ЦАТТ с драйвером управления

Fig. 1. Block diagram of digital step attenuator (DSA) with control driver

Для реализации МИС ЦАТТ выбраны П-, Т- и Т-мостовой секции и SPST-ключи (обеспечивают меньшие габариты, приемлемые СВЧ характеристики). Для компенсации фазовой конверсии в секции ослабления включают дополнительные фазосдвигающие цепи [3,6,7]. Добавления согласующих элементов в секции улучшает параметры всего ЦАТТ, уменьшает ошибку ослабления и паразитную фазовую конверсию. Управляющий код передаётся по последовательному интерфейсу SPI или непосредственно устанавливается на отдельных параллельных выводах.

Интегральная схема разработана и изготовлена на базе 0.25 мкм SiGe БиКМОП технологии. На Рис. 2a приведена фотография кристалла МИС ЦАТТ, на Рис. 2b – кристалла МИС смесителя (рассмотрен в следующем разделе). На Рис. 2c и Рис. 3 представлены результаты измерений СВЧ характеристик.

Было проведено сравнение разработанной схемы и отечественных и зарубежных МИС ЦАТТ близких диапазонов частот, выполненных на основе КМОП транзисторов [9-11]. Сравнение показывает, что для микросхем-аналогов верхняя частота рабочего диапазона не превышает 4 ГГц. Для разработанной МИС ЦАТТ эта частота выбрана равной 4.5 ГГц, чтобы перекрыть распространенный поддиапазон 3.6 – 4.2 ГГц. Разработанная схема может также использоваться в полосе частот до 6 – 8 ГГц при глубине регулировки 15 дБ и некотором ухудшении параметров. Коэффициент передачи разработанной МИС несколько лучше, чем у зарубежных

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

микросхем компаний Maxim [10] и Mitsubishi Electric [11]. Например, на частоте 1 ГГц начальные потери в разработанном ЦАТТ составляют 3.1дБ, у MAX2066 – 3.5дБ, у МИС производства Mitsubishi Electric – 3.2дБ.

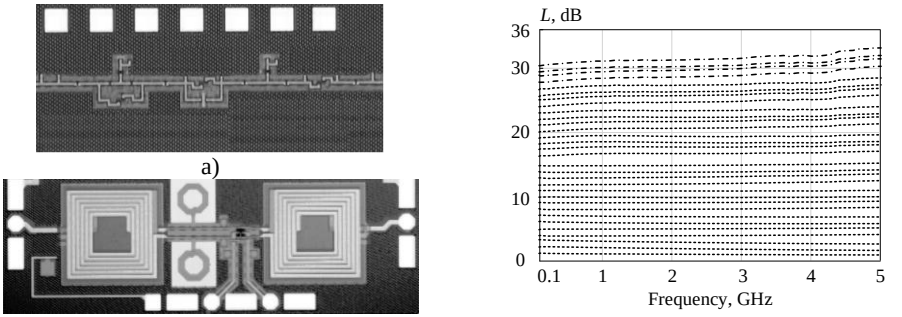


Рис. 2. Фотография фрагментов кристалла МИС ЦАТТ (а), МИС смесителя (б) и относительное затухание для всех состояний ЦАТТ (в)

Fig. 2. Microphotograph of DSA (a) and mixer (b), DSA relative attenuation in different states (c)

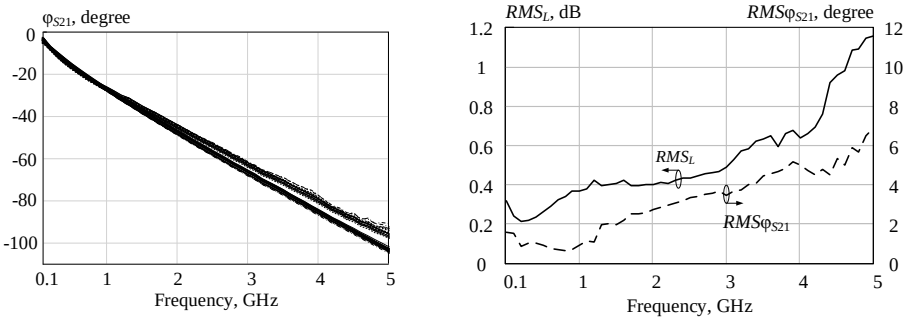


Рис. 3. Фазовый сдвиг для всех состояний ЦАТТ (а) и СКО по амплитуде и фазе для всех состояний ЦАТТ (b)

Fig. 3. Phase variation of DSA in different states(a), RMS amplitude and phase errors of DSA(b).

Отечественная МИС ЦАТТ 1338ХК8У [9] выполнена по схеме с дифференциальными входом и выходом. Применение в МИС 1338ХК8У встроенного усилительного каскада с целью компенсации потерь в кремниевых подложках приводит к возрастанию потребляемого тока и ухудшению динамики ЦАТТ. Разработанная МИС аттенюатора выполнена по схеме с несиметричными входом и выходом, т.е. не требует внешних трансформаторов и почти не потребляет мощность постоянного тока.

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

3. Результаты разработки смесителя

В результате экспериментального моделирования были определены параметры КМОП транзисторов – число затворов N и ширина единичного затвора W. На рис. 2 представлена принципиальная схема разработанного смесителя. Трансформаторы T1 и T2 обеспечивают переход от дифференциального тракта к несимметричному и согласование с сопротивлением тракта 50 Ом. Элементы R1-R4, C1-C2, L1-L2 выполняют функцию цепей согласования тракта гетеродина. Для снижения требований к гетеродину и улучшению согласования на затворы транзисторов через трансформатор T2 и элементы R5 и C3 подается напряжение питания V_{gg} = 0.5…1 В. Конденсаторы C4 и C5 в тракте ПЧ выполняют функцию согласования и фильтрации.

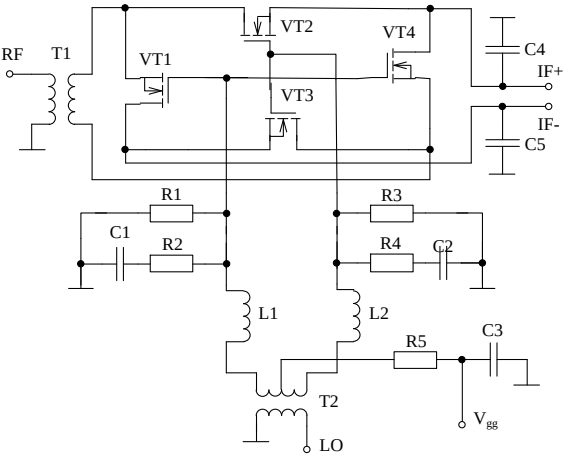


Рис. 4. Принципиальная схема двойного балансного смесителя на КМОП транзисторах

Fig. 4. Schematic of double balanced mixer based on CMOS transistors

Для проведения измерений МИС в коаксиальном тракте был разработан измерительный макет, в котором МИС размещена на керамической подложке и соединена с СВЧ разъемами. Измерения проводились при помощи 4-портового векторного анализатора цепей R&S ZNB с внешним генератором SMB100A. На рис. 5 приведены результаты измерений коэффициента преобразования G_C и коэффициентов отражения по RF и IF в зависимоти от частоты при P_{LO}=20 дБм, f_{IF}=150 МГц, а также зависимость G_C от входной мощности СВЧ сигнала.

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

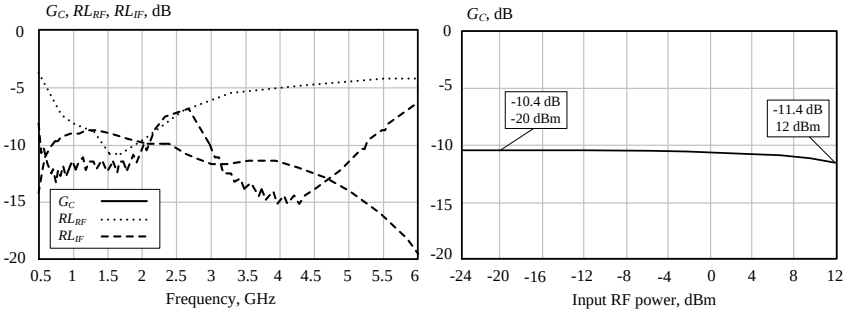


Рис. 5. Измеренные частотные характеристики коэффициента преобразования GC, коэффициентов отражения RL_{RF} и RL_{IF} (P_{LO}=20 дБм, f_{IF}=150 МГц) (a), измеренная зависимость G_C от входной мощности RF сигнала при P_{LO}=15 дБм, f_{RF}=1.5 ГГц, f_{IF} = 150 МГц. (b)

Fig. 5 Measured conversion gain G_C and return losses RL_{RF}, RL_{IF} (P_{LO}=20 dBm. f_{IF}=150 MHz) (a), measured G_C vs. *RF* signal power (P_{LO}=15 dBm, f_{RF}=1.5 GHz, f_{IF} = 150 MHz) (b)

4. Заключение

В данной статье представлены результаты разработки двух широкополосных микросхем для частотного диапазона 1-4,5 ГГц на основе 0,25 мкм SiGe BiCMOS технологии – цифрового аттенюатора с разрядностью 5 бит и двойного балансного смесителя. Обе схемы изготовлены и исследованы экспериментально. Параметры микросхем соответствуют отечественным и зарубежным аналогам.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнялась при финансовой поддержке прикладных научных исследований Министерством образования и науки РФ. Уникальный идентификатор ПНИЭР RFMEFI57715X0179.

Список литературы

[1] Bahl I.J. Control Components Using Si, GaAs, and GaN Technologies. Boston: Artech House, 2014. 310 p.

[2] Bettidi A., et al. X-Band Transmit/Receive Module MMIC Chip-Set Based on Emerging GaN and SiGe Technologies // IEEE Symp. on Phased Array Syst. and Tech. 2010. P. 250-255.

[3] Dinc T., et al. X-band SiGe bi-complementary metal-oxide semiconductor transmit/receive module core chip for phased array RADAR applications // IET Microwaves, Antennas & Propagation. 2015. V. 9. No. 9. P. 948-956.

[4] Wang X., Dengi A., Kiaei S. A high IIP3 X-band BiCMOS mixer for radar applications // Proc. of Int. Symp. on Circuits and Systems. 2004. V.1. P. 113-116.

[5] Chen J.-H., et al. A 15-50 GHz broadband resistive FET ring mixer using 0.18 um CMOS technology // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest. 2010. P. 784-787.

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

[6] Zhang Y., et al. A 5-bit lumped 0.18-μm CMOS step attenuator with low insertion loss and low phase distortion in 3–22 GHz applications // Microelectronics Journal. 2014. V. 45. No. 4. P. 468-476.

[7] Баров А.А., Кондратенко А.В. GaAs МИС дискретных фазовращателя и аттенюатора для ППМ АФАР космического применения // Мат-лы 22й междунар. Крымской конф. СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2012. С. 91-92.

[8] Баров А.А., Кондратенко А.В., Хохол Д.С. GaAs МИС управляемого СВЧ-аттенюатора диапазона 0-20 ГГц // Доклады ТУСУР, 2010. Т. 22. №. 2. С. 187-189.

[9] Аттенюатор L-диапазона 1338ХК8У. URL: http://www.mri-progress.ru/products/bis-i-sbis/svch-mnogofunktsionalnye /att-l-diapazona-1338khk8u (дата обращения 01.05.2016).

[10] SiGe BiCMOS High-linearity digital VGA MAX2066. URL: https://www.maximintegrated.com (Access date 01.05.2016).

[11] Suematsu N., Kageyama C., Nakajima K. Broad-Band SiGeBiCMOS RF Circuits for 0.8GHz-5.2GHz Wireless Applications // Information Technology R&D Center, Mitsubishi Electric Corp., Japan.

References

[1] Bahl I.J. Control Components Using Si, GaAs, and GaN Technologies. Boston: Artech House, 2014. 310 p.

[2] Bettidi A., et al. X-Band Transmit/Receive Module MMIC Chip-Set Based on Emerging GaN and SiGe Technologies. *IEEE Symp. on Phased Array Syst. and Tech.*, 2010, pp. 250-255.

[3] Dinc T., et al. X-band SiGe bi-complementary metal-oxide semiconductor transmit/receive module core chip for phased array RADAR applications. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2015, vol. 9. no. 9. pp. 948-956.

[4] Wang X., Dengi A., Kiaei S. A high IIP3 X-band BiCMOS mixer for radar applications. *Proc. of Int. Symp. on Circuits and Systems*, 2004, vol.1. pp. 113-116.

[5] Chen J.-H., et al. A 15-50 GHz broadband resistive FET ring mixer using 0.18 um CMOS technology. *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, 2010, pp. 784-787.

[6] Zhang Y., et al. A 5-bit lumped 0.18-μm CMOS step attenuator with low insertion loss and low phase distortion in 3–22 GHz applications. *Microelectronics Journal*, 2014, vol. 45, no. 4, pp. 468-476.

[7] Barov A.A., Kondratenko A.V. [GaAs MMIC digital phase shifter and attenuator for space-based APAR]. *2012 22nd Int. Crimean Conf. Microwave & Telecommunication Technology*, 2012, pp. 91-92. (in Russian).

[8] Barov A.A., Kondratenko A.V., Hohol D.S. [DC-20 GHz GaAs MMIC variable attenuator]. *Doklady TUSUR*, 2010, vol. 22, no. 2, pp. 187-189. (in Russian).

[9] [L-band SiGe BiCMOS Attenuator 1338KHK8U] URL: http://www.mri-progress.ru/products/bis-i-sbis/svch-mnogofunktsionalnye /att-l-diapazona-1338khk8u (Access date 01.05.2016). (in Russian).

[10] SiGe BiCMOS High-linearity digital VGA MAX2066. URL: https://www.maximintegrated.com (Access date 01.05.2016).

[11] Suematsu N., Kageyama C., Nakajima K. Broad-Band SiGeBiCMOS RF Circuits for 0.8GHz-5.2GHz Wireless Applications // Information Technology R&D Center, Mitsubishi Electric Corp., Japan.

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

Быстродействующие ограничители СВЧ мощности диапазона частот до 40 ГГц

Крутов А.В., Ребров А.С.
АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино,141190, Россия
info@istokmw.ru

Аннотация: *В докладе представлены результаты разработки и экспериментальных исследований быстродействующих ограничителей СВЧ мощности диапазонов 1-18 ГГц и 18-40 ГГц. Ограничители мощности выполнены в виде монолитных схем на арсениде галлия, где в качестве активного элемента использованы диоды Шоттки с вертикальной структурой, постоянная времени которых оценивается в единицы пико-секунд.*

Ключевые слова: диод, барьер Шоттки, вертикальная структура, постоянная времени, ограничитель мощности.

1. Введение

Чувствительные элементы входных трактов радиоэлектронной аппаратуры нуждаются в защите от возможного воздействия высокого уровня СВЧ мощности. Для обеспечения такой защиты применяются специальные устройства, такие как ограничители мощности.

Существуют ограничители мощности, действие которых основано на различных физических принципах (газоразрядные, полупроводниковые, ферритовые, сегнетоэлектрические, вторично-электронные, тиратронные, циклотронные).

В данном докладе рассмотрены твердотельные ограничители мощности, в качестве активных элементов использованы диоды с барьером Шоттки с вертикальной структурой. Ограничители мощности выполнены в виде монолитных схем на арсениде галлия. Диод с барьером Шоттки был выбран в качестве активного элемента как наиболее быстродействующий. Эта работа является развитием [1].

2. Схема, расчет и топология ограничителя мощности

В качестве активных элементов ограничителя мощности предполагается использование диодов Шоттки, т.к. они обладают максимальным быстродействием (единицы пикосекунд) из всех типов диодов.

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

Из условий обеспечения необходимого уровня допустимой входной мощности и рабочего диапазона частот, барьерная емкость диода для реализации первого литера ограничителя мощности не должна превышать 0,1 пФ, для второго литера - 0,05 пФ.

Из условий технологической реализации (размерная обработка), размеры анода для литера 1 составит 7*12 мкм, для литера 2 - 4*9 мкм.

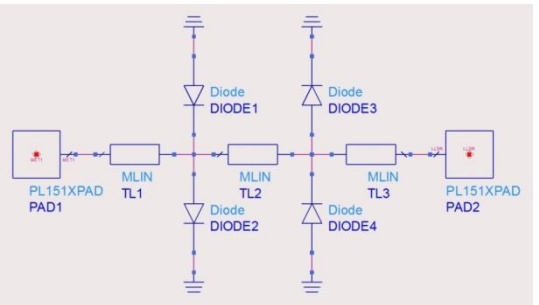
Такие диоды были изготовлены в виде тестовых элементов и измерены на СВЧ с помощью зондовой установки в режиме прямого и обратного смещения.

По результатам измерений были определены основные параметры диодов:

- 1 литер Сд=0,084 пФ, Rд=6 Ом
- 2 литер Сд=0,036 пФ, Rд=10 Ом

В качестве базовой принципиальной схемы выбираем схему двухкаскадного ограничителя мощности на антипараллельных диодах Шоттки. Для обеспечения необходимой допустимой входной мощности первый каскад выполнен на последовательно-параллельных диодах.

Принципиальная схема ограничителя мощности приведена ниже.



	PAD1=PAD2	TL1=TL3	TL2
1 литер	300*150 мкм	30*705 мкм	30*800 мкм
2 литер	160*150 мкм	30*385 мкм	30*620 мкм

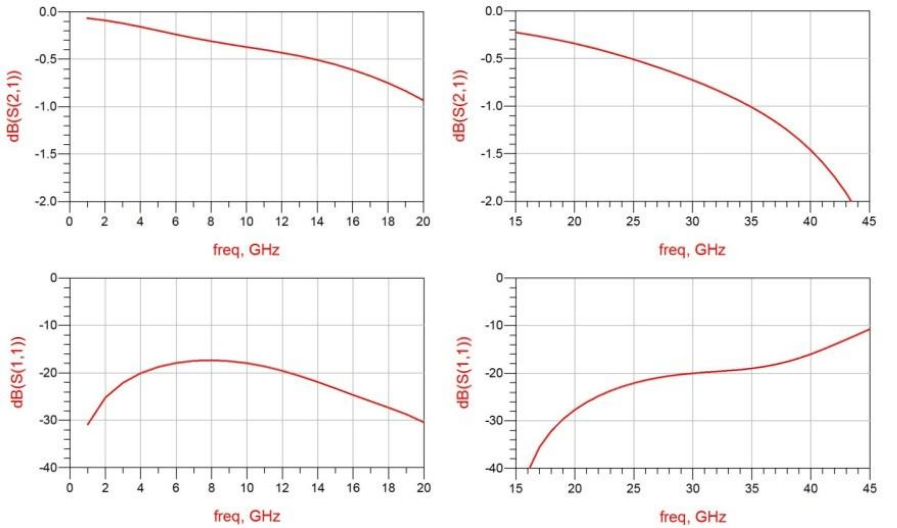
Рис. 1 Принципиальная схема ограничителя мощности

Для расчета СВЧ параметров ограничителя мощности применена расчетная модель диода, с параметрами, описанными выше. Расчет параметров будем производить с помощью пакета программ ADS, фирмы Agilent.

Оптимизацию согласующих цепей проводим из условия достижения минимальных потерь и минимального КСВН по входу и выходу.

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

Результаты расчетов приведены на рисунке 2.



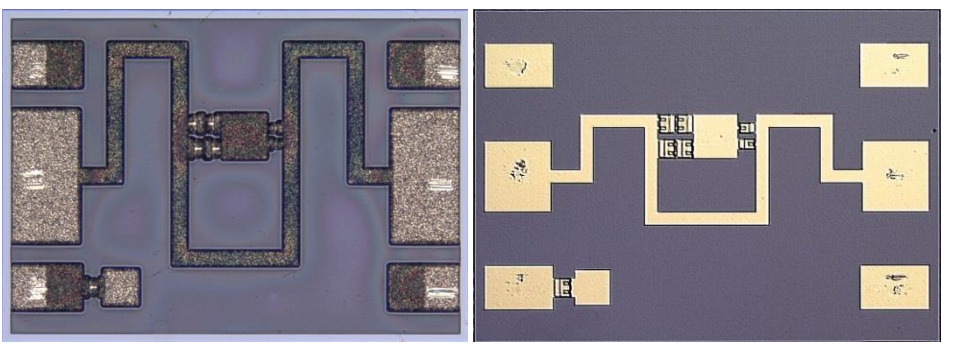
1 литер 2 литер

Рис. 2 Расчетные характеристики ограничителей мощности

Топологическое проектирование выполнено с учетом толщины подложки 100 мкм. В качестве линий передачи используются высокоомные линии шириной 30 мкм.

Вход и выход схемы имеет контактные площадки для зондовых СВЧ измерений на кристалле.

Фотографии кристаллов ограничителей мощности приведены на рисунке 3.



1 литер 2 литер

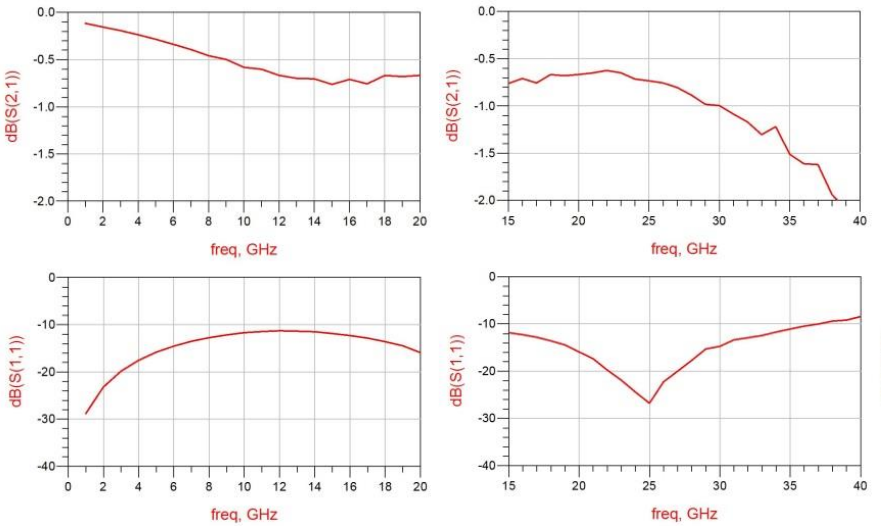
Рис. 3. Фотографии кристаллов ограничителей мощности

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

3. Экспериментальные результаты

Амплитудно-частотные характеристики измерялись на пластине с использованием зондовой станции.

На рисунке 4 приведены измеренные амплитудно-частотные характеристики ограничителей мощности.

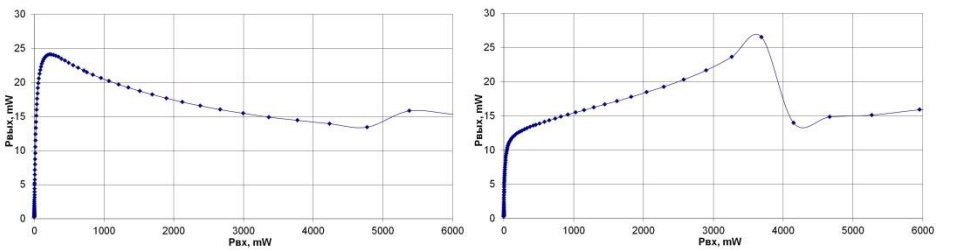


1 литер 2 литер

Рис. 4 АЧХ ограничителей мощности

Ограничительные характеристики и пороги сгорания были определены по методике, описанной в работе [2].

На рисунке 5 приведены ограничительные характеристики и пороги сгорания ограничителей мощности.



1 литер 2 литер

Рис. 5 Ограничительные характеристики и пороги сгорания ограничителей мощности

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

4. Заключение

Ограничители мощности выполнены в виде монолитных схем на арсениде галлия, где в качестве активного элемента использованы диоды Шоттки с вертикальной структурой, постоянная времени которых оценивается в единицы пико-секунд.

Приведены топологии разработанных ограничителей мощности. Разработанные ограничители мощности отличаются малыми габаритами (менее 1 мм^2) и имеют контактные площадки для проведения зондовых СВЧ измерений на пластине.

Показаны результаты экспериментальных исследований ограничителей мощности, включающие в себя измеренные амплитудно-частотные характеристики, ограничительные характеристики, характеристики порога сгорания ограничителей.

Ограничители мощности имеют широкую полосу рабочих частот (до 40 ГГц) при невысоких начальных потерях (1-1,5 дБ). Допустимая входная мощность превышает 2 Вт в непрерывном режиме, при уровне просачивающейся мощности не более 25 мВт.

Список литературы

[1] Krutov A. V., Rebrov A. S. X-band MMIC limiter // 2005 15th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo'2005). Sevastopol, 2005, pp.218-220.

[2] Krutov A. V., Rebrov A. S. Experimental definition of power handling level for MMIC limiter // 2010 20th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo'2010). Sevastopol, 2010, pp.143-144.

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

The influence of the additional field plate electrode on the power and noise performance of AlGaN/GaN HEMT

[1,2]Nikolay A. Torkhov, [2]Leonid I. Babak, [2]Andrey A. Kokolov, [1]Irina D. Filimonova
[1]*Scientific- Research Institute of Semiconductors*
Tomsk, 634034, Russian Federation
trkf@mail.ru
[2]*Tomsk State University of Control System and Radioelecrtronics*
Tomsk,634050, Russian Federation

Abstract: *The investigation results of power and noise microwave performance in the band 2-12 GHz for 0.5 um Z-gate AlGaN/GaN HEMT with total gate periphery W_g= 200×6=1200 um, with additional field plate electrode and without it. It was shown that using of the field plate electrode in Z-gate AlGaN/GaN HEMT improves output power more than 20%, gain G more than 40%, power added efficiency PAE more than twice and decreases the noise figure NF in several times.*

Keywords: *gallium nitride, AlGaN/GaN, HEMT, field plate electrode, output power, noise figure.*

Влияние дополнительного полевого электрода на мощностные и шумовые характеристики СВЧ AlGaN/GaN HEMT

[1,2]Торхов Н.А., [2]Бабак Л.И., [2]Коколов А.А, [1]Филимонова И.Д.
[1]*АО «Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов»*
г. Томск, 634034, Россия
trkf@mail.ru
[2]*Томский университет систем управления и радиоэлектроники*
г. Томск, 634050, Россия

Аннотация: *Представлены результаты сравнительных исследований мощностных и шумовых СВЧ-характеристик в диапазоне 2 – 12 ГГц AlGaN/GaN HEMT-транзисторов с Z-затвором Шоттки длиной 0.5 мкм и шириной 200×6=1200 мкм, как с дополнительным модулирующим полевым электродом, так и без него. Показано, что использование дополнительных модулирующих электродов пред-*

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

ложенной конструкции в AlGaN/GaN HEMT с Z-затворами приводит в среднем к увеличению выходной СВЧ мощности P_{out} более чем на 20%, коэффициента усиления K_y более чем на 40%, КПД (h) более чем в два раза и к уменьшению в несколько раз значений коэффициента шума $K_ш$.

Ключевые слова: *нитрид галлия, AlGaN/GaN, HEMT, модулирующий полевой электрод, выходящая мощность, коэффициент шума.*

1. Введение

Известно, что наличие встроенного электрического поля между каналом транзистора и смещенной к стоку шляпкой Т-образного затвора Шоттки (Field-plate-затворы) приводит к предотвращению “коллапса” тока [1], снижению поверхностных токов утечки и др. [2] в AlGaN/GaN HEMT-транзисторах. Применительно к приборным характеристикам такие Field-plate-затворы используются в основном для увеличения пробивных напряжений сток-исток $U_{пр}$ мощных GaN HEMT-транзисторов [3]. Дальнейшее увеличение пробивных напряжений достигается посредством усиления полевых эффектов в таких Field-plate-затворах благодаря использованию расположенных над ними смещенных в сторону стока относительно выступающего края шляпки на 0.5 – 1 мкм дополнительных изолированных от затвора и соединенных с истоком модулирующих полевых электродов. В этом случае разность потенциалов между выступающей частью модулирующего электрода и каналом транзистора возрастает в несколько раз, что и приводит к значительному усилению полевых эффектов. Дальнейшее развитие технологии AlGaN/GaN HEMT показало, что использование модулирующих полевых электродов совместно с Z-образными (Г-образными) Field-plate-затворами (далее – Z-затвор) может приводить не только к увеличению пробивных напряжений $U_{пр}$, но и к уменьшению напряжения отсечки $U_{отс}$ и к увеличению крутизны g_m [5, 6]. Наблюдаемое в этом случае улучшение приборных характеристик, по всей вероятности, связано с дополнительным усилением шляпкой Z-затвора и модулирующим электродом влияния встроенного электрического поля на прилегающую к затвору со стороны стока область сильного электрического поля. Согласно литературным данным физический механизм влияния таких встроенных полей на приборные характеристики AlGaN/GaN HEMT еще недостаточно изучен. Мало литературных данных о влиянии модулирующих электродов на мощностные и шумовые характеристики AlGaN/GaN HEMT. Часто наблюдается аномальное частотное поведение коэффициента шума $K_Ш(f)$ – его значение уменьшается с повышением частоты от не-

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

скольких дБ на низких частотах до $K_Ш$(50 ГГц)=0.537 дБ на высоких (~50 ГГц) [7], что, согласно [8], может быть связано с наличием избыточного источника шума на низких (<8 ГГц) частотах. Описываются факторы (токи утечки затвора), влияющие на его ($K_Ш$) значение [8]. Было обнаружено также, что AlGaN/GaN HEMT характеризуются низкими (-132 dBc/Hz.) даже по сравнению с GaAs-InGaP гетеро-биполярными транзисторами (HBT) фазовыми шумами, значения которых обратно пропорциональны выходящей мощности [9, 10]. В общем случае значение этого факта трудно переоценить, так как он предполагает возможность создания альтернативных GaN HEMT технологий создания высокоэффективных генераторов с низким уровнем фазовых шумов.

В связи с этим в данной работе продолжаются исследования влияния модулирующего полевого электрода на мощностные и шумовые характеристики AlGaN/GaN HEMT с Z-образным затвором Шоттки [6].

2. Экспериментальная часть

В работе использовались гетероэпитаксиальные AlGaN/GaN HEMT-структуры, выращенные MOCVD-методом на полуизолирующей 4H-SiC{0001} подложке карбида-кремния. Общая толщина буферного слоя составляла 3000 нм, слоя AlN – 0,7 nm, $Al_{28}Ga_{72}N$ -спейсера 1.5 нм, высоколегированного (N_D=3×10^{18} см$^{-3}$) $Al_{27}Ga_{73}N$:Si n^+-слоя – 18 нм, капсулирующего нелегированного GaN слоя 2 нм. Концентрация электронов в двумерном (2D) электронном газе N_S=1,1×10^{13} см$^{-2}$, подвижность μ(T=300 K)>2000 см^2/(В×с). Активная область с шириной канала 200 мкм формировалась реактивным ионным травлением мезаизоляции глубиной 70 нм по маске фоторезиста. Омические контакты формировались методом взрывной литографии напылением металлизации TiAlNiAu с последующим быстрым термическим отжигом в атмосфере азота при температуре 780 °C. Field-plate-затвор на основе NiAu длиной 0.5 мкм с Z-образной шляпкой (рис. 1, *а*) формировался методом ”взрыва” двухслойной маски электронного резиста с длиной 1 мкм. Дно маски со стороны стока было закрыто на 0.5 мкм слоем SiO_2 толщиной 0.15 мкм, что позволяло формировать ориентированную в сторону стока Z-образную шляпку и при больших линейных размерах окна получать в два раза меньшую длину затвора. Затем канал покрывался слоем SiO_2 на поверхности которого также методом ”взрывной” литографии формировался соединенный с истоком и смещенный на 0.5 мкм относительно шляпки Z-затвора в сторону стока модулирующий полевой электрод общей длиной ~1 мкм. После этого ак-

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

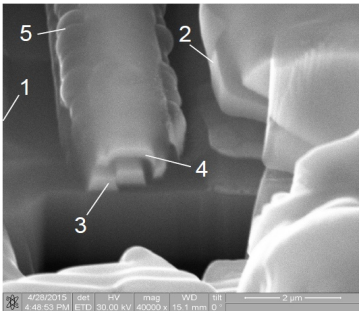
тивная область конструкции с общей шириной канала 200×6=1200 мкм покрывалась последним защитным слоем SiO_2. Соединение истоков между собой осуществлялось двойными воздушными мостами через окна в SiO_2. После утонения подложки SiC до 100 мкм и ее металлизации производилось измерение мощностных и шумовых характеристик на полуавтоматической зондовой станции.

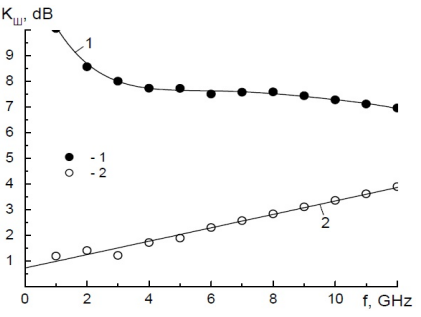
Для измерения шумовых параметров в диапазоне 2 – 12 ГГц использовалась собранная на основе зондовой станции измерительная установка (далее - установка) дополнительная комплектация которой состояла из источника шума Agilent 346TK01 (50 ГГЦ), двух адаптеров питания BIAS NETWORK (0,4 - 50 ГГЦ), тюнера Maury MT982BL01 (0.8-18 ГГц), СВЧ-кабелей, двух СВЧ-зондов, векторный анализатор цепей PNA-X 5247l (67 ГГц), импульсной измерительной системы AMCAD BILT BM106-AM200 с головками питания по затвору AM212 и по стоку AM221. Перед измерениями на установке проводились векторная калибровка в плоскости зондов и однопортовая калибровка в плоскости источника шума.

Для измерения мощностных характеристик конфигурация установки дополнялась 10-ваттным усилителем, вторым тюнером Maury MT982BL01 (0.8-18 ГГц), двумя направленными ответвителями и согласованной на 50 Ом нагрузкой. В этом случае сначала проводилась процедура характеризации тюнеров в заданном частотном диапазоне. После этого проводилась векторная двухпортовая калибровка в плоскости зондов, затем однопортовая векторная калибровка со стороны затвора перед адаптером питания и, в этом же сечении - калибровка измерителя мощности. Далее проводился автоматический дэ-эмбеддинг для формирования конфигураций входной и выходной цепей.

Представленные на рис. 1, *b* частотные зависимости значений коэффициента шума $K_ш$ (U_{DS}=22 В, U_{GS}=-3.5 В) для HEMT обоих типов указывают на сильное влияние дополнительного модулирующего электрода. Хорошо видно, что аномальное (нелинейное уменьшение значений с повышением частоты f) поведение $K_ш(f)$ HEMT без модулирующего электрода согласуется с описанным в [7, 8] поведением $K_ш(f)$. В то же время использование дополнительного модулирующего электрода приводит не только к значительному уменьшению $K_ш(f)$, но и к изменению характера его поведения $K_ш(f)$ на классический – увеличению с ростом частоты значений $K_ш(f)$.

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



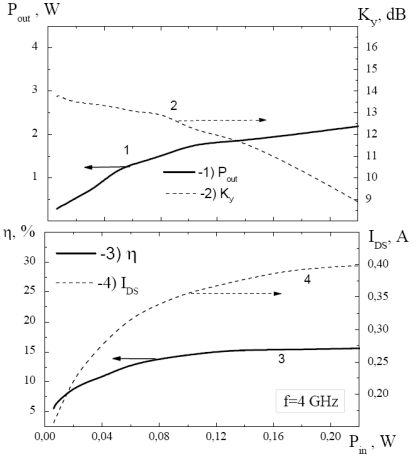


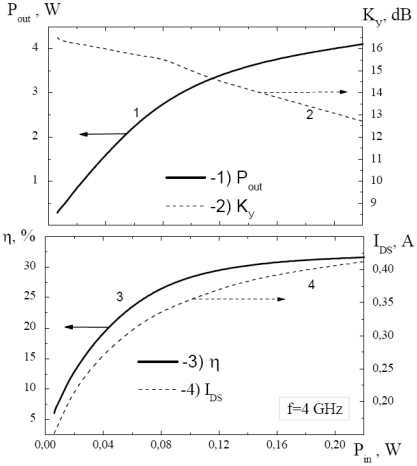
a

b

Рис. 1. Изображение сечения Z-затвора с модулирующим электродом (1 – исток, 2 – сток, 3 – Z-затвор, 4 – модулирующий электрод, 5 – защитный диэлектрик) – *а*). Частотные зависимости $K_ш = K_ш(f)$ для AlGaN/GaN HEMT (U_{ds}=+20 В, U_{gd}=-4 В) без дополнительного модулирующего электрода – (1) и с ним – (2) –*б*).

Fig. 1. Cross section image of the Z-gate with field plate electrode (1 – source, 2 – drain, 3 – Z-gate, 4 – field plate electrode, 5 – dielectric) – *a*) and noise performance NF for AlGaN/GaN HEMT without field plate electrode – (1) and with it – (2) –*б*).





a

b

Рис. 2. Зависимости P_{out}, G_{max} и PAE от входной мощности P_{in} (U_{ds}=+20 В, U_{gd}=-4 В на 4 ГГц) для AlGaN/GaN HEMT без – *а*) и с дополнительным модулирующим электродом – *б*).

Fig. 2. P_{out}, G_{max} and PAE vs. input power P_{in} (U_{ds}=+20 V, U_{gd}=-4 V at frequency 4 GHz) for AlGaN/GaN HEMT without field plate electrode –*a*) and with field plate electrode –*б*).

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

Результаты измерений в импульсных режимах по питанию и по управлению значений выходной мощности P_{out}, усиления по мощности G_{max} и PAE на частоте 4 ГГц представлены на рис 2 для HEMT как без дополнительного модулирующего полевого электрода (рис. 2, *a*), так и для HEMT с его наличием (рис. 2, *b*). Из рис. 2 видно, что для рабочей точки U_{DS} =22 В, I_{DS} =280 мА при 3-дБ компрессии максимальные значения параметров HEMT без модулирующего электрода составили P_{out}=2.18 Вт, K_y=8.8 дБ и PAE=15.6% (рис. 2, *a*). Как видно из рис. 2, *b* наличие полевого электрода значительно повышает эти значения до: P_{out}=2.8 Вт, K_y=10 дБ, η=29.5% и PAE=30.97%, что указывает на эффективность его применения для улучшения мощностных СВЧ-характеристик AlGaN/GaN HEMT. Отметим, что максимальное значение P_{out}(4 ГГц) для HEMT с модулирующем электродом при 3-дБ компрессии в рабочей точке U_{DS}=30 В, I_{DS}=400 мА, U_{GS}=-5 В, составило 4.1 Вт (3.4 Вт/мм) (K_y=12.7 дБ, η=30.86%, PAE=31.6%), а максимальное значение КПД η в рабочей точке U_{DS}=15 В, I_{DS}=95 мА, U_{GS}=-4.5 В составило 51.99% (P_{out}=1.49 Вт, K_y=13.74 дБ, PAE=49.79%,).

3. Заключение

Таким образом, показано, что использование дополнительного модулирующего электрода предложенной конструкции совместно с Z-затвором в AlGaN/GaN HEMT приводит в среднем к увеличению P_{out} более чем на 20%, K_y более чем на 40%, КПД (η) более чем в два раза и к уменьшению в несколько раз $K_ш$.

Выражение признательности

Авторы выражают благодарность коллективу АО «НПП «ИСТОК» имени Шокина за активную помощь в проведении СВЧ-измерений.

References

[1] Lee J.S., Kim J.W., Lee J.H. et al. Reduction of current collapse in AlGaN/GaN heterostructure FETs // Electron. Lett. 2003, V. 39. No 9. P. 750–752.

[2] Gillespie J.K., Fitch R.C., Sewell J. et al. Effect of Sc2O3 and MgO passivation layers on the output power of AlGaN/GaN HEMTs. // IEEE Electron Device Lett. 2002. V. 23. No. 9. P. 505–507.

[3] Kuzuhara M., Miyamoto H., Ando Y. et al. High voltage RF operation of AlGaN/GaN heterostructure FETs. // Phys. Stat. Sol. (a). 2003. V. 200. No. 1. P. 161–167.

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

[4] Mihailovich S.V., Galiev R.R., Fedorov U.V., Sherbakova M.U. Development of technology of the double gate HEMT millimeter range on nitride heterostructures // Abstracts of the 10th All-Russian Conference of gallium nitride and aluminum indium - structures and devices. St. Petersburg. March 23-25, 2015. C. 143-144.

[5] Torkhov N. A., Bozshkov V. G., Litvin S. V., Khalturina I. D, Sysuev V. G., Arbuzova N.N. The Electric Field Electrode Effect on The Electric Characteristics of AlGaN/GaN HEMT With a Γ-Gate // 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology". 2015. 6—12 September, Sevastopol, Crimea. Russia. P.607-608.

[6] Torkhov N. A. The design of the high-frequency field effect transistor with an additional field electrode // Application 2016102627 from 26.01.2016.

[7] Shakti Tripathi, Gurjit Kaur. Analysis of Noise Figure of GaN HEMT at High Frequency Range for Microwave Applications // International Journal of Computer Applications. 2013. V. 70. No. 20. P. 0975 – 8887.

[8] S. D. Nsele, L. Escotte, J.-G. Tartarin, S. Piotrowicz. Noise characteristics of AlInN/GaN HEMTs at microwave frequencies // HAL Id: hal-00859789 https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00859789. 2013. Submitted on 9 Sep.

[9] Thanh Ngoc Thi Do. GaN HEMT Low Frequency Noise Characterization for Low Phase Noise Oscillator Design // Thesis for the degree of licentiate of engineering. Microwave Electronics Laboratory Department of Microtechnology and Nanoscience-MC2 Chalmers University of Technology Göteborg, Sweden 2015.

[10] Christopher Sanabria. Noise of AlGaN/GaN HEMTs and Oscillators //A dissertation submitted in partial satisfaction of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy. UNIVERSITY of CALIFORNIA, Santa Barbara. June 2006.

Acknowledgements

The authors are thank the staff of JSC "NPP" Istok " for the active assistance in the microwave measurements.

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

The Investigation of Linearization of CMOS Circuits and Design of High-Linearity Microwave Attenuator

Igor I. Mukhin[1], Vladimir V. Repin[1], Maxim G. Drosdetsky[1], German V. Alexeev[1]
[1]Moscow Research Institute of Microelectronic Devices "Progress"
Moscow, 125183, Russian Federation
repin@mri-progress.ru

Abstract: *We investigate linearization methods of CMOS circuits for high frequency and microwave purposes. Linearization method based on parallel connection of NMOS and PMOS was investigated. This technique was used to develop high-linearity differential microwave attenuator with continuous attenuation. Proposed attenuator has simulated insertion loss 2.1 dB and* P_{1dB} *= 8 dBm.*

Keywords: *Microwave, CMOS, linearity, compensation, attenuator.*

Исследование методов линеаризации КМОП микросхем и разработка высоколинейного аттенюатора СВЧ диапазона

[1]Мухин И.И., [1]Репин В.В., [1]Дроздецкий М.Г., [1]Алексеев Г.В.
[1]АО Научно исследовательский институт микроэлектронной аппаратуры «Прогресс»
г. Москва, 125183, Российская Федерация
repin@mri-progress.ru

Аннотация: *Рассмотрены методы линеаризации КМОП микросхем, применяемых для высоких и сверхвысоких частот. Исследован метод линеаризации на основе параллельного включения МОП транзисторов n- и p-типа. Указанный метод применен при разработке высоколинейного дифференциального аттенюатора СВЧ диапазона с непрерывным ослаблением. Разработанный аттенюатор имеет расчетные вносимые потери 2,1 дБ и* P_{1dB} *= 8 дБм.*

Ключевые слова: СВЧ, КМОП, линейность, компенсация, аттенюатор.

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

1. Введение

Одним из ограничений широкого применения МОП структур является присущая им нелинейность сопротивления канала при воздействии сигналов в широком динамическом диапазоне. Основными источниками нелинейности МОП транзистора являются ограничение амплитуды выходного сигнала из-за открывания обратносмещенных p-n-переходов исток-подложка и сток-подложка, пробоя подзатворного диэлектрика или открывания транзистора при величине входного сигнала $v_{in} > V_{DD} - V_T$ [1], а также наличие квадратичной зависимости проводимости транзистора от напряжения сток-исток VDS согласно выражению (1):

$$I_{DS} = \frac{W}{L}\frac{1}{\mu C_{ox}}\left(V_{GS} - V_T\right)V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2}\ , \qquad (1)$$

где W, L — ширина и длина канала соответственно, μ — подвижность носителей заряда, C_{ox} — емкость подзавторного окисла, V_{GS} — напряжение затвор-исток, V_T — пороговое напряжение транзистора.

Напряжение пробоя подзатворного диэлектрика для современных процессов составляет 1,5 — 6 вольт. Наличие обратносмещенных p-n-переходов исток-подложка и сток-подложка в случае транзистора n-типа ограничивает отрицательную полуволну входного сигнала на уровне напряжения $V_0 \approx 0{,}7$ — 0,8 В, при этом некоторое увеличение сигнала может быть достигнуто за счет подачи смещения на исток.

2. Методы повышения линейности

В работах [2, 3] для повышения линейности предлагается использовать специальные схемы задания отпирающего напряжения. В работе [2] управляющий сигнал на затвор транзистора предлагается подавать через операционный усилитель с отрицательной обратной связью. Выходное напряжение ОУ устанавливается таким образом, чтобы напряжение на затворе МОП транзистора обеспечивало постоянство падения напряжения сток-исток, что эквивалентно постоянной проводимости транзистора при протекании токов различной величины. Для схем с дискретизацией, например, АЦП, используются метод самозагрузки («бутстрэппинг»). Суть метода состоит в поддержании постоянного напряжения на затворе в открытом состоянии транзистора [3]. Это достигается включением емкости C последовательно между входом и затвором транзистора. При закрытом транзисторе заряд на емкости равен $q = CV_{DD}$, где V_{DD} — напряжение пи-

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

тания, а в открытом емкость играет роль плавающего источника напряжения на затворе, которое складывается с напряжением входного сигнала:

$$V_G = V_{DD} + v_{in}, \quad (2)$$

где v_{in} — входной переменный сигнал.

Данные методы используются при работе с сигналами низкой частоты, поскольку требуется определенное время для установки нужного потенциала на затворе.

Чтобы преодолеть ограничения по величине отрицательной полуволны для nМОП можно использовать параллельное включение МОП транзисторов n- и p-типа. Однако, в этом случае проводимость непостоянна и является нелинейной функцией входного сигнала. Для устранения этой проблемы можно использовать уже упомянутые выше методики «бутстрэппинга» и подачи управляющего напряжения через ОУ. Использование «бутстрэппинга» подразумевает подачу на затвор напряжения выше напряжения питания V_{DD} на величину входного сигнала, что приводит к снижению надежности транзистора. Для обеспечения более высокой надежности в работе [3] была предложена модификация методики «бутстрэппинга» на переключаемых конденсаторах. Принцип работы схемы рассмотрен для nМОП (для pМОП все аналогично). Когда транзистор открыт и уровень входного сигнала близок к самому низкому потенциалу V_{SS}, схема управления уменьшает напряжение, приложенное к затвору транзистора. Это приводит к снижению проводимости. Когда входной сигнал близок к напряжению питания, схема управления увеличивает приложенное на затвор напряжение. Это позволяет избежать слишком низкой проводимости транзистора при уровнях входного сигнала $v_{in} > V_{DD} - V_T$. Таким образом, проводимость транзистора становится более линейной и результирующая эффективная проводимость вентиля оказывается практически постоянной в широком диапазоне входных сигналов.

На Рис. 1а,б показаны расчетные передаточная характеристика КМОП вентиля и его коэффициент передачи по постоянному току. Видно, что коэффициент передачи практически не зависит от входного напряжения.

Одним из самых распространенных методов повышения линейности в высокочастотных МОП схемах является использование транзистора в изолированном кармане и организация плавающего потенциала на затворе и подложке транзистора. Для этого к соответствующим выводам транзистора подключаются резисторы большого номинала (5-45 КОм). В этом случае сигнал на затворе меняется по закону, аналогичному (2). Организа-

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

ция плавающего потенциала предотвращает открытие p-n-переходов исток-подложка и сток-подложка и пробой подзатворного диэлектрика при подаче сигнала с большим размахом. Этот метод чаще всего применяется при разработке СВЧ переключателей [4]. Еще одной стандартной техникой повышения линейности переключателей является каскадное включение транзисторов [5, 6], однако недостатком этого метода является существенное возрастание вносимых потерь.

3. Практические результаты

МОП транзисторы с высокой линейностью могут использоваться в качестве переменного сопротивления, например, в аттенюаторах. Чаще всего используются дискретные аттенюаторы на основе резистивных делителей, переключаемых транзисторными ключами. Такой подход приводит к возникновению существенных потерь на проход, а линейность аттенюатора определяется характеристиками МОП транзистора.

В данной работе предлагается схема высоколинейного дифференциального аналогового аттенюатора с непрерывным ослаблением, которое осуществляется за счет компенсации сигнала.

Для достижения высокой линейности в качестве передаточного вентиля используются параллельно включенные МОПТ n- и p-типа. Для обеспечения равной проводимости транзисторов обоих типов, ширина pМОП по сравнению с шириной nМОП была увеличена в 2,7 раз. Точка компрессии КМОП вентиля с $W_{nMOS} = 18$ мкм в открытом состоянии составила $P_{1dB}^{CMOS} = 18{,}5\ дБм$, в то время как для отдельного nМОП эта величина $P_{1dB}^{nMOS} = 8{,}5\ дБм$.

Структурная схема аттенюатора представлена на Рис. 2. Аттенюатор построен на основе мостового включения передаточных звеньев, что позволяет использовать для ослабления компенсацию сигнала. Использование мостового включения позволяет снизить вносимые потери на проход по сравнению с дискретными аттенюаторами.

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

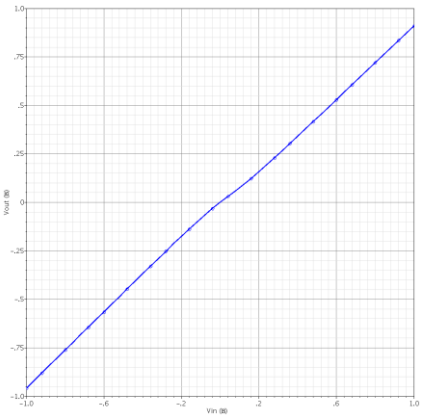


Рис. 1. Результат моделирования зависимости выходного напряжения передаточного звена от входного напряжения по постоянному току

Fig. 1. Simulation results of output transmission gate voltage dependence on input DC voltage

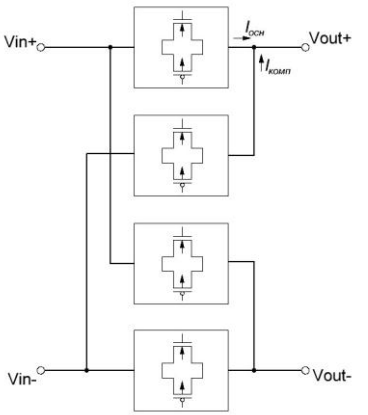


Рис. 2. Структурная схема разработанного аттенюатора

Fig. 2. Block scheme of proposed attenuator

Принцип компенсации сигнала состоит в следующем: на выходе сигнал основного канала складывается в противофазе с сигналом, проходящим через передаточный вентиль компенсации [7]. Регулируя отпирающее напряжение транзисторов основного и компенсирующего каналов можно получать ослабление сигнала. Регулировка напряжения на затворе осуществляется таким образом, что при возрастании отпирающего напряжения основного канала напряжение управления канала компенсации должно уменьшаться и наоборот. Следует отметить, что регулировка ослабления может осуществляется как аналоговым способом (непрерывно) так и цифровым (дискретно) с использованием схемы ЦАП. Расчетная регулировочная кривая на частоте 10 ГГц для случая аналогового управления показана на Рис. 3.

Интегральный аттенюатор был реализован в виде монолитной КМОП интегральной микросхемы на одном кристалле с проектными нормами 0,25 мкм. Расчеты подтверждают улучшение линейности и расширение полосы рабочих частот при использовании предлагаемого мостового включения КМОП передаточных звеньев.

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

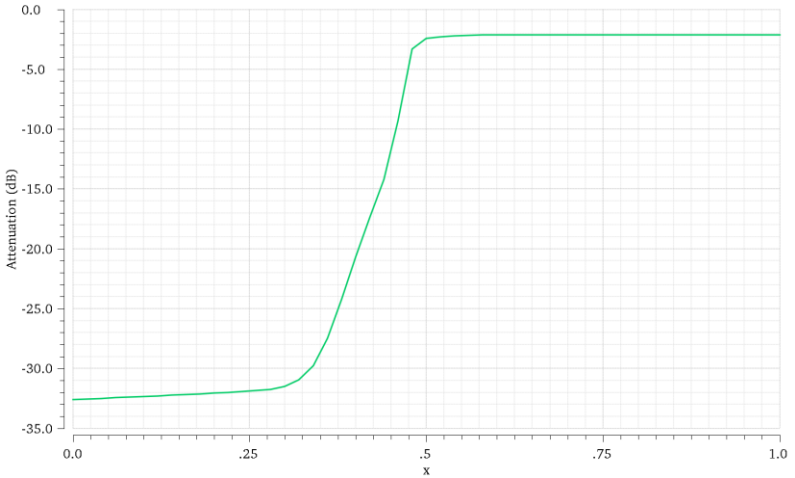


Рис. 3. Расчетный коэффициент передачи аттенюатора на 10 ГГц как функция управляющего напряжения

Fig. 3. Simulation results of attenuation on 10 GHz

4. Заключение

В данной работе были рассмотрены методы линеаризации КМОП микросхем. Параллельное включение nМОП и pМОП было использовано при разработке высоколинейного дифференциального аттенюатора СВЧ диапазона. Ослабление осуществляется непрерывно, дискретное переключение можно реализовать с помощью ЦАП. Благодаря тому, что аттенюатор представляет собой один блок в мостовом включении, удается снизить вносимые потери аттенюатора и получить широкую рабочую полосу. Аттенюатор позволяет осуществлять регулировку ослабления до 30 дБ, имеет низкое среднеквадратичное отклонение фазы (< 1°) и высокую линейность P_{1dB} = 8 дБм.

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

Список литературы

[1] Репин В.В., Дроздецкий М.Г., Мухин И.И. Современные КМОП ключи для СВЧ диапазона // Электронная техника. Серия 3. Микроэлектроника. 2015. Вып. 2 (158). С. 20-31.

[2] Catalao S., Costa T., Piedade M., Fernandes J. A New CMOS Switch Linearization Technique For Multi-Site Measurement Applications // In Conference on Design of Circuits and Integrated systems — DCIS10. 2010.

[3] Galhardo A.. Goes J., Paulino N. Novel Linearization Technique for Low-Distortion High-Swing CMOS Switches with Improved Reliability // 2006 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. 2006.

[4] Ahn M., Kim B.-S., Lee C.-H., Laskar J. A High-Power CMOS Switch Using A Novel Adaptive Voltage Swing Distribution Method in Multistack FETs // IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques. 2008. Vol. 56. No. 4. pp 849 — 858.

[5] F.-J. Huang. Single-pole double-throw CMOS switches for 900-MHz and 2.4-GHz applications on p/sup -/silicon substrates // IEEE J. Solid- State Circuits. 2004. Vol. 39. No. 1. pp. 35–41.

[6] Ahn M., Kim B.-S., Lee C.-H., Laskar J. A High Power CMOS Switch Using Substrate Body Switching in Multistack Structure // IEEE Microwave And Wireless Components Letters. 2007. Vol. 17. No. 9.pp. 682–684.

[7] Репин В., Мухин И., Дроздецкий М. Проектирование МОП-переключателей СВЧ-диапазона с высоким уровнем развязки // Электронные компоненты. 2016. № 6. С. 73-75.

References

[1] Repin V.V., Drosdetsky M.G., Mukhin I.I. Modern CMOS microwave switches. Electronic Engineering. Series 3. Microelectronics. 2015. No 2 (158). pp. 20-31.

[2] Catalao S., Costa T., Piedade M., Fernandes J. A New CMOS Switch Linearization Technique For Multi-Site Measurement Applications. In Conference on Design of Circuits and Integrated systems — DCIS10. 2010.

[3] Galhardo A.. Goes J., Paulino N. Novel Linearization Technique for Low-Distortion High-Swing CMOS Switches with Improved Reliability. 2006 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. 2006.

[4] Ahn M., Kim B.-S., Lee C.-H., Laskar J. A High-Power CMOS Switch Using A Novel Adaptive Voltage Swing Distribution Method in Multistack FETs. IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques. 2008. Vol. 56. No. 4. pp 849 — 858.

[5] F.-J. Huang. Single-pole double-throw CMOS switches for 900-MHz and 2.4-GHz applications on p/sup -/silicon substrates. IEEE J. Solid- State Circuits. 2004. Vol. 39. No. 1. pp. 35–41.

[6] Ahn M., Kim B.-S., Lee C.-H., Laskar J. A High Power CMOS Switch Using Substrate Body Switching in Multistack Structure. IEEE Microwave And Wireless Components Letters. 2007. Vol. 17. No. 9.pp. 682–684.

[7] Repin V., Mukhin I., Drosdetsky M. [The Design of Ultra High Frequency MOS Switches with High Level of Isolation]. Elektronniye komponenty. 2016. No 6. pp. 73-75 (In Russian).

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

Structural method of extending the dynamic range of integrated LNA

Eugenie A. Bogatyrev[1], Mikhail S. Bychkov[2]
[1]*NRU "Moscow Power Institute"*
Moscow, 111250, Russian Federation
BogatyrevYA@mpei.ru
[2]*JSC "NIIMA Progress"*
Moscow, 125183, Russian Federation
bychkov1975@yandex.ru

Abstract: *The report presents the results of a comparative analysis of a number of integrated low-noise amplifier with high dynamic range. Expansion was achieved by two methods: structural and compensation. The comparison was performed at a frequency of 1.6 GHz. The amplifiers have been designed on SiGe BiCMOS technology with design rules of 0.25 microns (IHP, Germany). In the investigated schemes LNA we saw the changes of the noise figure due to a partial compensation of noise.*

Keywords: *dynamic range, low noise amplifier, structural method, zero sensitivity, integrated circuit, SiGe technology, nonlinear distortion.*

Структурный метод расширения динамического диапазона интегральных МШУ

[1]Богатырев Е.А., [2]Бычков М.С.
[1]*НИУ «Московский Энергетический Институт»*
г. Москва, 111250, Российская Федерация
BogatyrevYA@mpei.ru
[2]*АО «НИИМА «Прогресс»*
г. Москва, 125183, Российская Федерация
bychkov1975@yandex.ru

Аннотация: *В докладе представлены результаты сравнительного анализа ряда интегральных малошумящих усилителей с расширенным динамическим диапазоном. Расширение достигалось с помощью двух методов: компенсации и структурного. Сравнение проводилось на частоте 1,6 ГГц. Усилители были реализованы на технологии SiGe БиКМОП с проектными нормами 0,25 мкм фирмы IHP (Германия). В исследованных схемах МШУ, полученных с помощью структурного метода, наблюдался эффект изменения нижней границы динамического диапазона за счет частичной компенсации шумов.*

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

Ключевые слова: динамический диапазон, малошумящий усилитель, структурный метод, нулевая чувствительность, интегральная микросхема, кремний-германиевая технология, нелинейные искажения.

1. Введение

Расширение динамического диапазона (ДД) малошумящих усилителей остается актуальной задачей. Цель данной работы заключается в оценке эффективности применения структурного метода как способа увеличения ДД относительно метода компенсации на примере разработки интегральных МШУ.

Структурный метод [1] состоит из двух основных этапов: синтез структур, обладающих нулевой чувствительностью и их реализация. Примером структурной схемы с нулевой чувствительностью является известная схема «со связью вперед» (ССВ, [2]). Задачу первого этапа метода в настоящее время можно считать решенной. Реализация ранее осуществлялась в базисе гибридных микросхем на микро-полосковых линиях связи [2] и было выяснено, что полоса рабочих частот, в которой осуществляется подавление нелинейных искажений, ограничивается временами задержки в элементах структуры. Новизна работы заключается в реализации структур на основе базового элемента (БЭ) в виде простейшего каскада с открытым коллектором. Последнее позволяет разрабатывать интегральные МШУ, обладающие конкурентными характеристиками.

Работа строилась следующим образом. Вначале формировался набор электрических схем усилителей. Набор состоял из схем, получаемых в результате реализацией структур с нулевой чувствительностью, а также двух схем БЭ, одна из которых разработана с использованием метода компенсации. В качестве технологического базиса схем выступала SiGe БиКМОП технология фирмы IHP (Германия) с проектными нормами 0,25 мкм. Устройства были промоделированы в пакете CADENCE и получен ряд параметров. В заключении проводился сравнительный анализ.

2. Формирование набора электрических схем МШУ

Формирование набора состояло за несколько шагов. Вначале из литературных источников выбирались подходящие структурные схемы [3]. Критериями выбора выступали ограничения: отсутствие в структурах обратных связей, отсутствие сумматоров на входе и количество БЭ должно быть не более трех. После наложения ограничений осталось три структуры, одна из которых ССВ. В них присутствуют оба способа достижения

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

нулевой чувствительности [4]: одна с самокомпенсацией (ССВ) и две с взаимокомпенсацией.

Второй шаг заключался в выборе схем базовых элементов. В качестве БЭ первого типа использовалась схема №2, исследованная в [5] и обладающая максимальным значением ДД. Схема БЭ второго типа представляет собой усеченную схему БЭ первого типа без канала компенсации. Возможность реализации на основе БЭ третьего типа (простейший каскад с открытым коллектором) следует из того, что во всех структурах с НЧ используется один и тот же прием: выходной сигнала основного БЭ приводится к одинаковому уровню с сигналом на его входе. Это позволяет ввести аттенюатор в состав БЭ и БЭ будет иметь два выхода. Первый предназначен для передачи полезного сигнала. Второй выход нужен для организации канала подавления НИ. На рис. 1а приведен пример схемы базового элемента третьего типа.

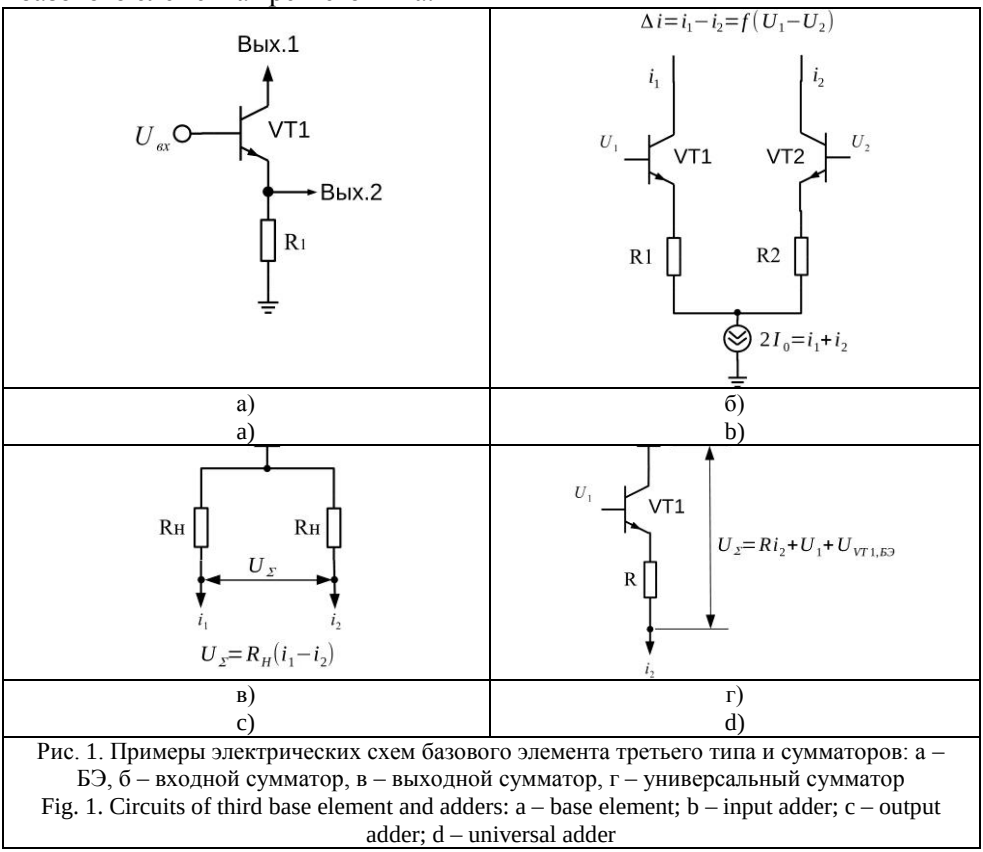


Рис. 1. Примеры электрических схем базового элемента третьего типа и сумматоров: а – БЭ, б – входной сумматор, в – выходной сумматор, г – универсальный сумматор

Fig. 1. Circuits of third base element and adders: a – base element; b – input adder; c – output adder; d – universal adder

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

Схемы сумматоров можно разделить на три группы: входные (рис. 1б), выходные (рис. 1в) и универсальные (рис. 1г). Разделение основывается на величине входного сопротивления. Переход от структурной схемы к схеме электрической формальный т.е если БЭ в виде простейшего каскада то мы не можем соблюдать условие компенсации, полученное для структуры. Последнее обстоятельство приводит к необходимости повторно искать условия компенсации для реализованных схем. Для поиска были использованы условия существования нулевой чувствительности [6].

Пример реализованной структуры ССВ с БЭ в виде простейшего каскада приведен на рис. 2. Схема МШУ состоит из следующих элементов. Основной БЭ собран на элементах VT1 и R1. Дифференциальный каскад на элементах VT2, VT3, R2, R3 выполняет функции первого сумматора и усилителя ошибки. Второй сумматор образован резисторами R4.1 и R4.2.

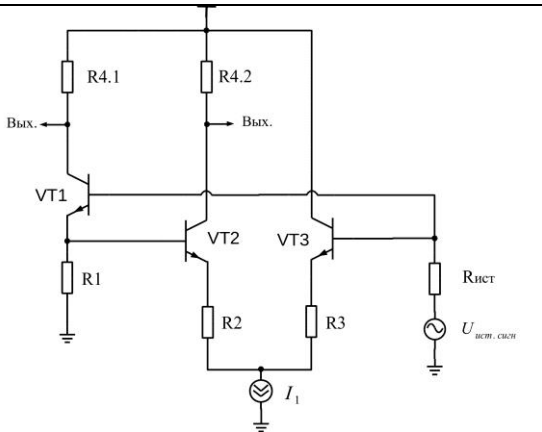


Рис. 2. Электрическая схема МШУ, реализация структуры №1
Fig. 2. Circuit of LNA, the implementation of the structural circuit №1

В итоге был сформирован набор из 21 схемы. Все схемы были приведены к единому виду: одинаковые размеры транзисторов БЭ и ток через них; одинаковая плотность тока на единицу эмиттера в транзисторах сумматоров; одинаковые коллекторные сопротивления. Введена система обозначений схем:

- первая цифра соответствует типу базового элемента;
- вторая цифра соответствует номеру реализованной структуры;
- третья цифра соответствует варианту реализации;
- буква «Д» указывает, что на вход подается дифференциальный сигнал.

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

3. Сравнительный анализ

Для сравнительного анализа использовался алгоритм многокритериального выбора [7]. Поиск нехудших вариантов осуществляется с помощью условий, ограничений, требования допустимости и критериев выбора (правил отбора). Перечень показателей качества (ПК):

- ПК1: точка компрессии — $СР_{1дБ}$ (дБм);
- ПК2: точка пересечения интермодуляционных искажений третьего порядка — IIP3 (дБм);
- ПК3: коэффициент шума — $К_{Ш}$ (дБ);
- ПК4: протекающий через схему ток — $I_{ПОТ}$ (мА);
- ПК5: коэффициент усиления — $К_{УС.ОБЩ}$ (дБ);
- ПК6: суммарная чувствительность к изменениям условий внешней среды (Δ_{Σ},%).

Все схемы из набора были промоделированы в пакете сквозного проектирования фирмы CADENCE (США) на частоте 1,6 ГГц. Результаты моделирования представлены в таблице 1.

Табл. 1. Результаты моделирования набора схем МШУ

Tabl. 1. Simulation's results of LNA

№	$I_{ПОТ}$ (мА)	$К_{УС.ОБЩ}$ (дБ)	$СР_{1дБ}$ (дБм)	IIP3 (дБм)	$К_{Ш}$ (дБ)	Δ_{Σ} (%)
№1	3,17	13,9	2,97	4,62	5,4	21,4
№111	78	12,2	1,94	14,9	20,8	2,9
№121	34,8	8,2	0,6	7,6	15,8	13,6
№131	50,8	10,08	1	6,8	12,2	34,5
№2	1,63	8,77	-9,4	0,79	5,54	4,6
№211	10,6	10,9	0,12	-0,24	16,8	7,3
№221	11,3	6,3	-9,4	0,97	17,1	7,4
№231	21	8,93	-9,4	0,78	15,75	6,5
№311	4,885	13,6	-8,3	2,28	5,1	8,9
№312	4,89	15,3	-9,4	0,9	5,42	10,2
№313	4,89	6,5	-3,3	8,64	8,7	4,0
№314	4,93	13,5	-1,89	8,7	9,19	7,5
№315Д	9,8	8,0	0,62	12,53	11,09	3,0
№316Д	6,52	11,11	-4,43	4,91	5,42	6,1
№317Д	6,52	13,73	1,47	5,5	6,62	3,5
№318Д	9,37	7,18	0,19	3,62	12,36	3,7
№321Д	6,52	6,19	-7,69	3,59	11,1	3,6
№322Д	6,52	9,93	-8,32	2,66	11,14	4,2
№323	3,22	11,23	-1,99	5,07	4,92	31,7
№324	3,22	18,03	0,42	6,52	6,46	26,4
№331Д	4,89	7,49	-13,96	-4,25	13,8	4,0

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

В табл. 1: №1 – БЭ первого типа; №2 – БЭ второго типа.

Показатели качества, описывающие границы динамического диапазона (ПК1, ПК3) в нашем случае доминирующие. С их помощью реализовывалось требование допустимости. В результате осталось множество допустимых альтернатив, состоящее из Парето слоев [7]:

$\Omega_Д$=Ω/ {ПК1, ПК3} = < {№1, №323}, {№317Д, №324, №316Д, №311}, {№131, №315Д, №314, №313, №2}>

Дальнейшее усечение множества осуществлялось с помощью π-постановки по остальным четырем показателям качества:

Ω_π=$\Omega_Д$ / {ПК2, ПК4, ПК5, ПК6} = < {№1, №311, 313, 314, №317Д, №324} >.

4. Заключение

В итоговой области присутствуют схемы, разработанные с помощью двух методов расширения ДД. Это означает, что структурный метод конкурентен относительно метода компенсации при проектировании интегральных МШУ с широким ДД. Следует подчеркнуть, что выбранная схема с каналом компенсации (№2, [5]) является одной из лучших по величине динамического диапазона в выбранном диапазоне частот. Схемы на основе БЭ первого и второго типа отсутствуют в итоговой области решений, что позволяет сделать вывод о слабой перспективе традиционного подхода при проектировании интегральных МШУ. Во всех схемах, оставшихся с итоговой области, присутствует расширение динамического диапазона и частичное подавление шумов основного БЭ. Выигрыш относительно БЭ второго типа достигает 9,7 дБ в схеме №317Д и 12,5 дБ в схеме №1.

Чувствительность к внешним факторам в схемах на основе простейших каскадов колеблется в неширокых пределах. В некоторых вариантах реализации наблюдается ее улучшение на 15 — 30 %, часть схем показала ухудшение стабильности на 52 — 63 %, хотя в отдельных случаях до 220% (№312). В схеме с компенсацией происходит резкое ухудшение чувствительности в 4,5 раза. Таким образом, схемы, реализующие структуры с нулевой чувствительностью, по величине динамического диапазона сопоставимы с устройствами на основе метода компенсации, но при этом обладают чувствительностью близкой к схемам с ООС.

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

Список литературы

[1] Богатырев Е. А. Микроэлектронные аналоговые и аналого-дискретные устройства приема и обработки радиосигналов: уч/пособие для вузов / Е. А. Богатырев. - М.: Издательский дом МЭИ, 2007. - 264с.

[2] Kenington P. B. High-linearity RF Amplifier Design / P. B. Kenington. - L: Artech House microwave library, 2000. - 552p.

[3] Богатырев Е. А, Шарова А. Н. Использование структурного метода для построения малошумящих СВЧ усилителей с расширенным динамическим диапазоном / Е. А. Богатырев, А. Н. Шарова // Радиотехника. - 1983. - №7. - С. 48 – 53.

[4] Богатырев Е. А, Гребенко Ю. А. Минимизация нелинейных искажений в транзисторных усилителях / Е. А. Богатырев, Ю. А. Гребенко // Труды Московского Энергетического Института. - 1980. - Вып. 463. - С.45 — 50.

[5] Бычков М. С. Динамический диапазон широкополосных МШУ с частичной компенсацией шума / М. С. Бычков // Радиотехника. - 2012. - №4. - С. 47 — 55.

[6] Богданович Б. М, Бачило Л. С. Проектирование усилительных устройств / Б. М. Богданович, Л. С. Бачило. - Минск: Из-во Вышэйшая школа, 1985. - 237с.

[7] Кандырин Ю. В. Методы и модели многокритериального выбора вариантов в САПР / Ю. В. Кандырин. - М.: Издательство МЭИ, 2004. - 170с.

References

[1] Bogatyrev E. A. [Mikrojelektronnye analogovye i analogo-diskretnye ustrojstva priema i obrabotki radiosignalov: uch/posobie dlja vuzov]. *Moscow*, 2007, 264 p. (In Russian).

[2] Kenington P. B. High-linearity RF Amplifier Design / P. B. Kenington. - L: Artech House microwave library, 2000. 552p.

[3] Bogatyrev E. A, Sharova A. N. [Ispol'zovanie strukturnogo metoda dlja postroenija maloshumjashhih SVCh usilitelej s rasshirennym dinamicheskim diapazonom]. *Radiotekhnika*, 1983, pp. 48 – 53. (In Russian).

[4] Bogatyrev E. A, Grebenko . Y. A. [Minimizacija nelinejnyh iskazhenij v tranzistornyh usiliteljah]. *Trudy Moskovskogo Jenergeticheskogo Instituta*, 1980, vol. 463, pp. 45 – 50. (In Russian).

[5] Bychkov M. S. [Dinamicheskij diapazon shirokopolosnyh MShU s chastichnoj kompensaciej shuma]. *Radiotekhnika*, 2012, vol. 4, pp. 47 – 55. (InRussian).

[6] Bogdanovich B. M, Bachilo L. S. [Proektirovanie usilitel'nyh ustrojstv]. *Minsk*, 1985, 237 p. (In Russian).

[7] Kandyrin Ju. V. [Metody i modeli mnogokriterial'nogo vybora variantov v SAPR]. *Moscow*, 2004, 170 p. (In Russian).

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

The influence modeling of destabilizing external factors on the LNA characteristics

Vladimir N. Vyuginov[1], Alexander G. Gudkov[2], Andrei A. Zybin[1], Svyatoslav I. Vidyakin[2], Igor A. Sidorov[3]

[1] *Closed Joint Stock Company "Svetlana-Electronpribor"*
St. Petersburg, 194156, Russian Federation
zybin_aa@svetlana-ep.ru

[2] *Bauman Moscow State Technical University*
Moscow, 105005, Russian Federation
bmsturl@gmail.com

[3] *Joint-Stock Company «Radio Engineering Corporation "VEGA"*
Moscow, 121170, Russian Federation
mail@vega.su

Abstract: *The investigation of the functional characteristics changes of a low noise amplifier under the influence of temperature changes with helping of a math modeling in particular CAD AWRDE Microwave Office programs was performed. The relative changes of the functional characteristics electrical parameters of a low noise amplifier at the fixed frequency in result of influence the environment temperature are studied. It is concluded that temperature change has a greater influence on concordance of the low noise amplifier than on the noise coefficient and the amplifier coefficient.*

Keywords: *low noise amplifier, monolithic integrated circuit, sensitivity, noise immunity, functional characteristics.*

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

Моделирование влияния дестабилизирующих внешних факторов на характеристики МШУ

[1]Вьюгинов В.Н., [2]Гудков А.Г., [1]Зыбин А.А., [2]Видякин С.И., [3]Сидоров И.А.

[1] *АО «Светлана Электронприбор»*
г. Санкт-Петербург, 194156, Российская Федерация
zybin_aa@svetlana-ep.ru
[2] *МГТУ им. Н.Э.Баумана*
г. Москва, 105005, Российская Федерация
bmsturl@gmail.com
[3] *АО "КОНЦЕРН "ВЕГА"*
г. Москва, 121170, Российская Федерация
mail@vega.su

Аннотация: *В работе проведено исследование изменений функциональных характеристик малошумящего усилителя при воздействии перепадов температуры с помощью математического моделирования в пакете прикладных программ САПР AWRDE Microwave Office. Изучены относительные изменения электрических параметров функциональных характеристик МШУ на фиксированной частоте в результате влияния температуры окружающей среды. Сделан вывод, что перепад температуры в большей степени влияет на согласование МШУ, чем на коэффициенты шума и усиления.*

Ключевые слова: малошумящий усилитель, монолитная интегральная схема, чувствительность, помехоустойчивость, функциональные характеристики.

1. Введение

СВЧ твердотельные усилители являются важнейшими полупроводниковыми устройствами, определяющими во многом основные характеристики современных РЭС. Чувствительность приемных трактов радиосистем СВЧ диапазона современных систем передачи информации определяется МШУ. В СВЧ диапазоне уровень внешних шумов и естественных радиопомех значительно ниже, чем в КВ и УКВ диапазонах, прием слабых сигналов в этой связи определяется шумовыми характеристиками приемника.

Для успешного проектирования и эксплуатации РЭС в условиях влияния внешних факторов необходимо определить кинетику функциональных характеристик малошумящих усилителей [1-7].

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

2. Исследуемая модель

Исследование функциональных характеристик малошумящего усилителя при воздействии перепадов температуры проводилась путем математического моделирования.

Для исследования чувствительности характеристик малошумящих усилителей в Microwave Office была разработана модель МИС МШУ 8 мм диапазона длин волн. Для исследование кинетики функциональных характеристик при воздействии перепадов температуры использована модель стандартного нелинейного элемента pHEMT.

Разработанная модель МШУ имеет следующие параметры:

- рабочая частота: $f_0 = 30$ ГГц;
- коэффициент усиления: $G \geq 20$ дБ;
- коэффициент шума: $NF \leq 5$ дБ;
- коэффициент отражения на входе: $S_{11} \leq -10$ дБ;
- коэффициент отражения на выходе: $S_{22} \leq -5$ дБ;
- материал подложки: GaAs;
- номинальная относительная диэлектрическая постоянная: $\varepsilon = 12{,}9$;
- тангенс диэлектрических потерь: $tg\delta = 1 \cdot 10^{-3}$;
- толщина подложки: H = 100 мкм;
- толщина металлизации: T = 3 мкм.

3. Практические результаты

При исследовании чувствительности электрических параметров функционально законченного устройства к внешним воздействиям (например, температуре окружающей среды) анализ необходимо начинать с изучения чувствительности входящих в его состав элементов (прежде всего активных). Исследуем влияние окружающей температуры на электрические параметры транзистора.

На рис. 1 представлены зависимости тока насыщения (IDSS – треугольные маркеры) и максимального тока (Idmax – квадратные маркеры) pHEMT с общей периферией затвора 100 мкм от окружающей температуры. Из графиков видно, что максимальный ток с ростом температуры от -80°C до +115°C падает на 10%, а ток насыщения – на 3%. При этом существенных изменений напряжения отсечки не обнаружено. Таким образом, в результате изменяются параметры ВАХ транзистора. Это влечет за собой изменение режима работы МШУ по току и, как следствие, изменение функциональных параметров, таких как коэффициент усиления и коэффициент шума.

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

Следует отметить, что при проектировании малошумящих усилителей, помимо выбора рабочей точки, разработчик оперирует такими параметрами pHEMT, как F_{min}, R_n, G_{opt}, G_a, где F_{min} – минимальный коэффициент шума при оптимальном согласовании входа; R_n – шумовая температура; G_{opt} – оптимальный коэффициент отражения от входа, соответствующий минимуму коэффициента шума; G_a – максимально допустимый коэффициент усиления транзистора. Первые три параметра входят в состав шумовой матрицы транзистора. Следуя из определений, можно констатировать, что любое изменение этих параметров транзистора повлечет за собой изменение шумовых параметров МШУ

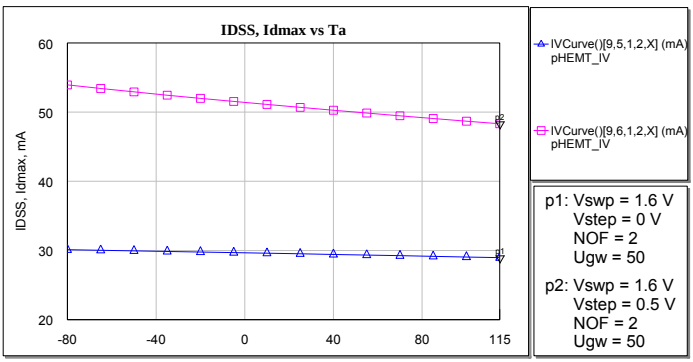


Рис. 1. Зависимость максимального тока и тока насыщения транзистора pHEMT от температуры.

Fig. 1. The dependence of the maximum current and the saturation current of pHEMT from the temperature

На рис. 2 представлены, зависимости F_{min}, R_n, G_a, от температуры окружающей среды, полученные в результате математического моделирования. С увеличением температуры в диапазоне от минус 80°С до +115°С параметры F_{min} и R_n монотонно увеличиваются на 34%, а G_a падает на 14%.

Далее была спроектирована МИС МШУ, топология которой представлена на рис. 3. Результаты электромагнитного моделирования в диапазоне температур от минус 80°С до 115°С во всей полосе и на фиксированной частоте представлены на рис. 4 и 5.

Анализируя полученные результаты на фиксированной частоте, можно сделать выводы о значении разбросов основных электрических параметров МШУ в результате влияния температуры окружающей среды. В табл. 1 сведены данные по относительным погрешностям изменения электрических параметров МШУ.

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

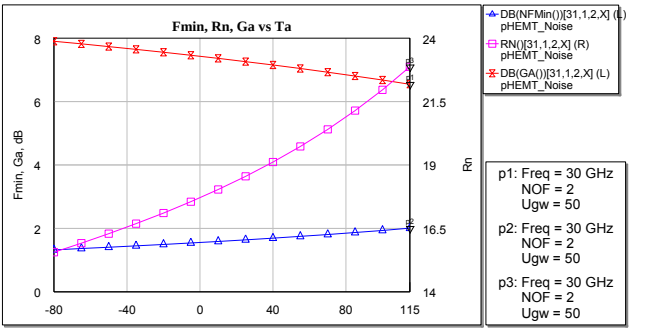


Рис. 2. Зависимости параметров шумовой матрицы транзистора от окружающей температуры на фиксированной частоте 30 ГГц.

Fig. 2. Dependences of the noise matrix parameters of the transistor from ambient temperature at a fixed frequency (30 GHz)

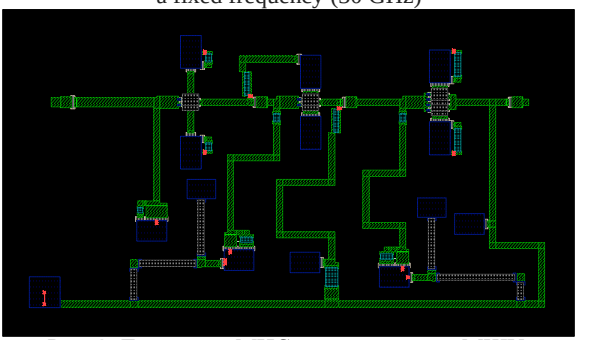


Рис. 3. Топология МИС трехкаскадного МШУ.

Fig. 3. MIC topology of three-stage LNA

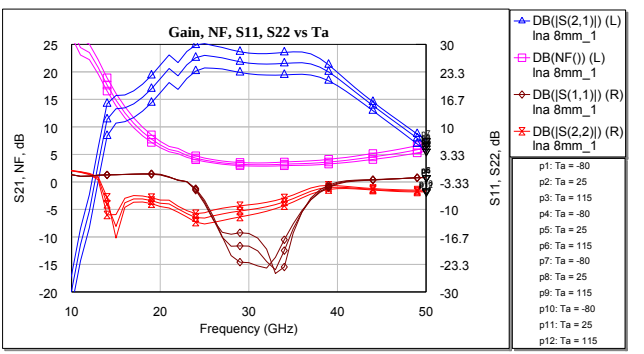


Рис. 4. Зависимости коэффициентов усиления, шума и отражения МИС МШУ при температуре окружающей среды в диапазоне от минус 80 °С до 115 °С.

Fig. 4. Dependences of the amplifier coefficient, the noise coefficient and the reflection coefficient of MIC LNA at ambient temperature ranging from - 80°C to +115°C

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

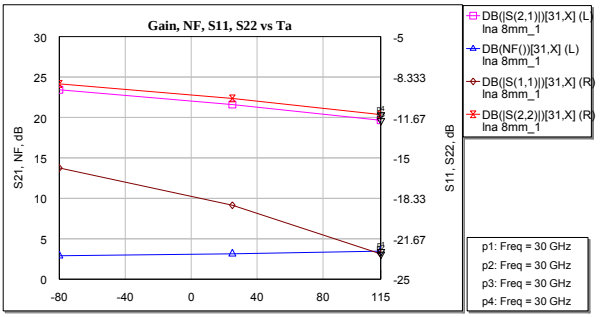


Рис. 5. Зависимости коэффициентов усиления, шума и отражения МИС МШУ от окружающей температуры на фиксированной частоте 30 ГГц.

Fig. 5. Dependences of the amplifier coefficient, the noise coefficient and the reflection coefficient of MIC LNA from ambient temperature at a fixed frequency (30 GHz)

Табл. 1. Относительные погрешности изменения электрических параметров МШУ.

Table 1. Ratio errors of changes of LNA electric parameters

Наименование параметра Name of parameter	Условное обозначение Identifier	Min	nom	max	R	δR
Температура окружающей среды, °С Ambient temperature, °С	T_A	-80	25	115	-	-
Коэффициент отражения на входе, дБ The reflection coefficient at the input, dB	S_{11}	-15,83	-18,9	-22,91	7,08	0,37
Коэффициент отражения на выходе, дБ The reflection coefficient at the output, dB	S_{22}	-8,896	-10,09	-11,42	2,524	0,25
Коэффициент усиления, дБ The amplifier coefficient, dB	G	2,899	3,136	3,467	0,568	0,18
Коэффициент шума, дБ The noise coefficient, dB	NF	23,43	21,6	19,66	3,77	0,17

4. Заключение

В заключении приведена гистограмма (рис. 6) относительных погрешностей изменения электрических параметров МШУ при воздействии перепада температуры. На основании данного графика можно сделать вывод, что перепад температуры в большей степени влияет на согласование МШУ, чем на коэффициенты шума и усиления. Аналогично может быть проведено влияние других факторов на характеристики усилителя.

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

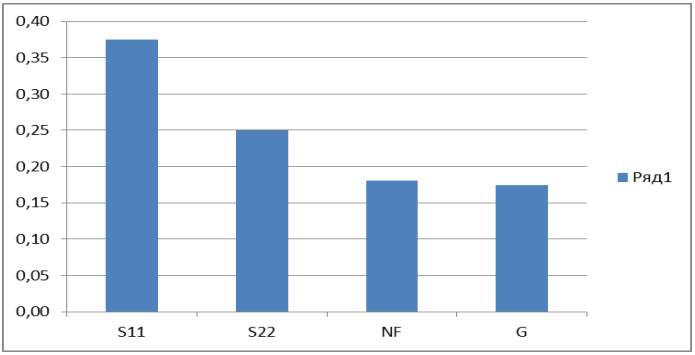


Рис. 6. Гистограмма относительной погрешности изменения основных электрических параметров МИС МШУ при изменении температуры окружающей среды.

Fig. 6. The histogram of ratio error of changes of basic electric parameters of LNA MIC from ambient temperature changes

Источники финансирования

Работа выполнена в рамках государственного контракта (соглашения) № 14.574.21.0116, уникальный идентификатор прикладных научных исследований и экспериментальных разработок (проекта) RFMEFI57414XO116.

Список литературы

[1] Amplifier Design. Low Noise Amplifier // UMS. 2011. Sept. P.113-118

[2] Friis H. T. Noise Figures of Radio Receivers // Proc. of the IRE. 1944. July. P.419-422.

[3] Gemener J. J., Oliva J. A., Septier A. Very low noise cryodenic. MESFET amplifier // Evropean Macrowave Conf. 1973. V. l. P. 123-126.

[4] Weinreb S. Low-noise cooled GASFET amplifier // IEEE Trans. 1980. V. MTT-28. No.10. P. 1041-1054.

[5] Vyuginov V.N., Gudkov A.G., Dobrov V.A., Leushin V.Yu., Meshkov S.A., Popov V.V. Account of inheritable characteristics in terms of complex technological optimization of MMIC// 2011 21th Int. Crimean Conf. “Microwave & Telecommunication Yechnology” (CriMiCo’2011). Sevastopol . 2011. P.709.

[6] Gudkov A.G., Leushin V.Yu., Meshkov S.A., Popov V.V. Account Application of complex technological optimization for monolithic circuits designing// 2008 18th Int. Crimean Conf. “Microwave & Telecommunication Yechnology” (CriMiCo’2008). Sevastopol. 2008. P.535-536.

[7] Gudkov A.G. Complex technological optimization of microwave devices// 2007 17th Int. Crimean Conf. “Microwave & Telecommunication Yechnology” (CriMiCo’2007). Sevastopol. 2007. P.521-522.

References

[1] plifier Design. Low Noise Amplifier // UMS. 2011. Sept. P.113-118

[2] Friis H. T. Noise Figures of Radio Receivers. *Proc. of the IRE*, 1944, July, pp.419-422.

[3] Gemener J. J., Oliva J. A., Septier A. Very low noise cryodenic. MESFET amplifier. *Evropean Macrowave Conf*, 1973, vol. l, pp. 123-126.

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

[4] Weinreb S. Low-noise cooled GASFET amplifier. *IEEE Trans*, 1980, vol. MTT-28, no.10, pp. 1041-1054.

[5] Vyuginov V.N., Gudkov A.G., Dobrov V.A., Leushin V.Yu., Meshkov S.A., Popov V.V. [Account of inheritable characteristics in terms of complex technological optimization of MMIC]. *2011 21th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Yechnology" (CriMiCo'2011)*, Sevastopol, 2011, pp.709. (In Russian).

[6] Gudkov A.G., Leushin V.Yu., Meshkov S.A., Popov V.V. [Account Application of complex technological optimization for monolithic circuits designing]. *2008 18th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Yechnology"* (*CriMiCo'2008),* Sevastopol, 2008, pp.535-536. (In Russian).

[7] Gudkov A.G. [Complex technological optimization of microwave devices]. *2007 17th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Yechnology" (CriMiCo'2007*), Sevastopol, 2007, pp.521-522. (In Russian).

Acknowledgements

This study was supported by the Ministry of Education and Science of the Russian Federation (agreement on grant no. 14.574.21.0116, the unique project identifier is RFMEFI57414XO116).

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

The experimental research of the transient behavior of step recovery diodes in the switching mode

Anatoly M. Bobrwshov, Alexey S. Zhabin,
Vladislav A. Stepkin, Gregory K. Uskov
Voronezh State University
Voronezh, 394006, Russian Federation
bobreshov@phys.vsu.ru

Abstract: *The experimental research of the transient behavior of step recovery diodes (SRD) in the switching mode is described in the paper. The difference in potentials between the anode and the cathode caused by the stored charge in the active region is shown in the experiment. Also in this work the several diodes in the serial connection instead of the single one were utilized. Based on the results of this research, the recommendations for ultra-short pulse generator developers were made.*

Keywords: *step recovery diode, ultra-wide band signals, sub-nanosecond pulses, ultra-short pulse generator.*

Экспериментальное исследование работы диодов с накоплением заряда в режиме переключения

Бобрешов А.М., Жабин А.С., Степкин В.А., Усков Г.К.
Воронежский государственный университет
г. Воронеж, 349006, Российская Федерация
bobreshov@phys.vsu.ru

Аннотация: *В работе описано экспериментальное исследование особенностей работы диодов с накоплением заряда в режиме переключения, которое показало, что накопление заряда в его активной области обусловливает появление разности потенциалов между анодом и катодом. Также представлены результаты исследования работы нескольких последовательно включенных ДНЗ. По результатам проведенных исследований даны рекомендации для разработчиков генераторов сверхкоротких импульсных сигналов на базе диодов с накоплением заряда*.

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

Ключевые слова: диод с накоплением заряда, сверхширокополосные сигналы, субнаносекундный импульс, генератор сверхкоротких импульсов.

1. Введение

Диоды с накоплением заряда (ДНЗ) получили широкое применение в генераторах сверхкоротких импульсных сигналов в качестве полупроводниковых размыкателей тока с середины 60-х годов прошлого века. Сегодня эти приборы стали представлять особый интерес с точки зрения их использования в мобильных СШП генераторах с низкими напряжениями питания. Наиболее важным параметром для таких систем является амплитуда формируемого сверхкороткого импульса (СКИ). В работах [1 5, 10, 13] было показано, что она во многом определяется значением тока, который протекает через ДНЗ перед его переключением в закрытое состояние.

В данной работе было проведено экспериментальное исследование особенностей работы ДНЗ в режиме переключения. Экспериментально было показано, что на стадии высокой обратной проводимости на выводах диода возникает разность потенциалов (φ_d), вызванная перераспределением носителей заряда в полупроводниковой структуре. В мощных генераторах СКИ, эта величина мала по сравнению с рабочими напряжениями. Однако, в формирователях импульсных сигналов, проектируемых для низковольтных радиосистем, φ_d может существенно влиять на параметры сигнала на выходе устройства.

2. Постановка эксперимента

Для исследования диодов с накоплением заряда в режиме переключения использовалась схема, представленная на рисунке 1. Работу схемы можно разделить на три стадии. На первой - диод с накоплением заряда был смещен в прямом направлении, при закрытом состоянии транзистора *VT*. При этом через диод протекал прямой ток от источника напряжения V_2, величина которого ограничивалась резистором R_2. С открытием транзистора *VT* управляющим сигналом внешнего генератора импульсов начиналась вторая стадия. Ток через диод менял направление, и спустя некоторое время наступала третья стадия, на которой происходил обрыв тока через диод и стремительный рост его обратного сопротивления. Величина обратного тока через диод определялась значениями напряжения источника питания V_1 и суммарного активного сопротивления цепи диода. Для измерения разности потенциалов между анодом и като-

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

дом, ранее обозначенной как φ_d, в отсутствии обратного смещения, исток транзистора *VT* был подключен к общему проводу. Переходные характеристики ДНЗ регистрировалось на нагрузке R_3 стробоскопическим осциллографом DCA-X86100D с полосой пропускания 20 ГГц. На экспериментальной плате устройства для измерения переходных характеристик предусмотрено посадочное место как одного, так и для нескольких ДНЗ, соединенных последовательно.

3. Результаты экспериментального исследования

Переходные характеристики ДНЗ для различных значений прямого тока и обратного напряжения показаны на рисунке 2. На первой стадии работы измерительной схемы протекающий через диод прямой ток вызывает инжекцию носителей зарядов из легированных областей в *I* область. Эта стадия работы длится до момента времени t_1. Причем t_1 достаточно большое, чтобы достигалось состояние динамического равновесия, когда процессы, связанные с утечкой носителей заряда, их рекомбинацией и инжекцией уравновешивают друг друга. На второй стадии работы схемы ($t_1<t<t_2$) под действием приложенного обратного поля происходит экстракции накопленного заряда из активной области ДНЗ. На третьей стадии – по достижении нуля концентрации свободных носителей заряда в активной области, наблюдается обрыв тока через ДНЗ, то есть его переключение в состояние с высоким обратным сопротивлением [7, 8]. Необходимо отметить, что выбор режима работы ДНЗ определяет основные параметры его переключения. Так, увеличение прямого тока на первой стадии работы влечет рост накопленного в структуре диода заряда, а значит и увеличение интервала времени, в течение которого происходит его экстракция (рисунок 2,а). Если же увеличивать обратное напряжение на второй стадии работы при неизменном прямом токе, то указанный интервал времени уменьшается, причем значение обратного тока растет (рисунок 2,б). Выбор режима работы ДНЗ в схемах генерации сверхкоротких импульсов определяет такие параметры выходного сигнала, как его амплитуду и длительность.

Особое внимание в работе было уделено процессу переключения без приложенного обратного смещения, то есть V_1=0. На второй стадии работы накопленный ранее в полупроводниковой структуре заряд вследствие неравновесности перераспределяется, что влечет за собой появление на выводах ДНЗ разности потенциалов φ_d.

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

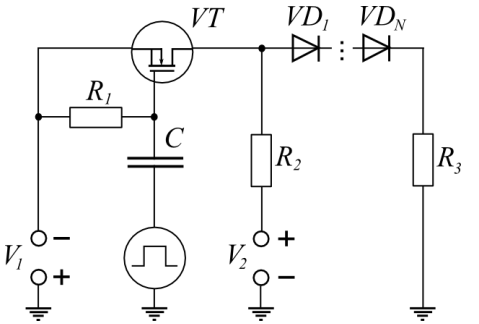
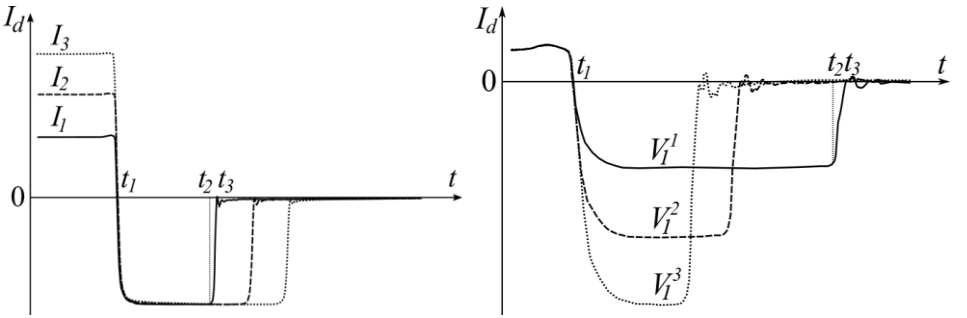


Рис. 1. Схема устройства для измерения переходных характеристик ДНЗ.

Fig. 1. Scheme of the device for measuring transient characteristics of SRD.



а б

Рис. 2. Переходные характеристики ДНЗ:
а) для разных прямых токов $I_1<I_2<I_3$,
б) для разных обратных напряжений $V_1^1<V_1^2<V_1^3$.

Fig. 2. Transient characteristics of SRD:
(a) for different forward currents $I_1<I_2<I_3$,
(b) for different reverse voltages $V_1^1<V_1^2<V_1^3$.

Зависимость φ_d от времени, полученная из экспериментальных данных в отсутствии обратного смещения, представлена на рисунке 3. Как видно из рисунка, величина φ_d монотонно убывает после прекращения действия прямого смещения. Вероятно, это связано с тем, что встроенное поле диода уносит накопленные носители заряда из активной области обратно в легированные области ДНЗ. При этом плотность объемного заряда в P^+ и N^+ областях, которая являлась причиной возникновения (обуславливала появление) φ_d, уменьшается. Переключение диода в закрытое состояние происходит после того как все свободные носители заряда поки-

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

дают *I* область. Чтобы сравнить результаты экспериментов для различных режимов работы ДНЗ, была введена величина U_d. Она определяется как абсолютное значение максимальной разности потенциалов на выводах ДНЗ на второй стадии его работы.

Как видно из рисунка 3, при различных значениях прямого тока величина U_d оставалась неизменной. С ростом обратного смещения она убывала, однако, изменение было незначительным и составило менее 10%, при увеличении отрицательного напряжения V_1 от 0В до -15В. Характер этой зависимости обусловлен тем, что с увеличением отрицательного напряжения V_1 неосновные носители заряда у границ переходов *P-I* и *I-N* перераспределяются более равномерно [9, 12], градиент их концентрации уменьшается, следовательно, значение U_d также уменьшается.

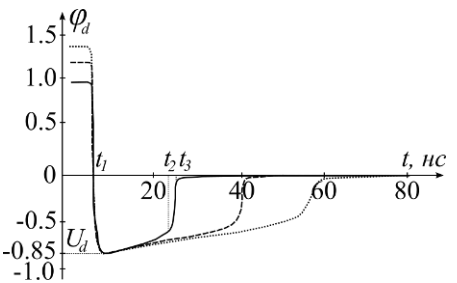


Рис. 3. Разность потенциалов между выводами ДНЗ после снятия с него прямого смещения.

Fig. 3. The potential difference between terminals of SRD after removal forward bias

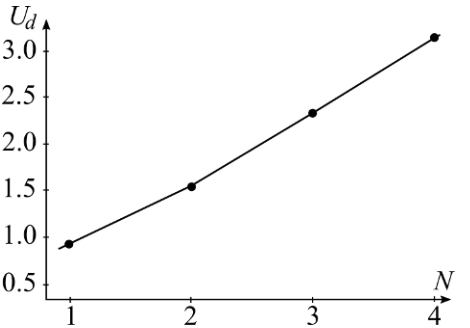


Рис. 4. Зависимость величины U_d от количества последовательно соединенных диодов.

Fig. 4. The dependence of U_d to the number of series-connected diodes

В настоящей работе также проведено исследование работы последовательно подключенных нескольких ДНЗ. На стадии высокой обратной проводимости измерялась разность потенциалов φ_d между крайними выводами этой серии диодов. Экспериментально была определена зависимость величины U_d от количества используемых диодов (рисунок 4). Как видно из рисунка, увеличение величины U_d происходило кратно числу установленных ДНЗ.

Эффект появления разности потенциалов φ_d может использоваться при проектировании портативных радиосистем. Например, в схемах генерации сверхкоротких импульсов пропадает необходимость в использовании источника отрицательного напряжения питания. В этом случае экс-

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

тракция накопленного заряда будет происходить за счет поля, обусловленного распределением носителей в полупроводниковой структуре диода, и их рекомбинации. Помимо этого, использование последовательного соединения нескольких диодов с накоплением заряда, позволяет увеличить величину обратного смещения. При этом в схеме генератора СКИ возрастает обратный ток через диод, что должно приводить к росту амплитуды импульсного сигнала на выходе устройства.

4. Заключение

Таким образом, в работе представлены результаты экспериментального исследования особенностей переключения ДНЗ. Экспериментально показано, что накопление заряда приводит к появлению разности потенциалов между анодом и катодом диода. Кроме того, при последовательном включении нескольких ДНЗ разность потенциалов между их крайними выводами увеличивается пропорционально количеству диодов. Описываемые эффекты могут быть использованы для увеличения амплитуды формируемого импульсного сигнала.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена в рамках в рамках государственного задания ВУЗам в сфере научной деятельности на 2014-2016 годы (Проект №978) при финансовой поддержке гранта РФФИ (проект №16-07-01238а).

Список литературы

[1] Носов Ю.Р. Полупроводниковые диоды с накоплением заряда и их применение // М.: Сов. Радио. 1966. С. 153.

[2] Moll J.L., Krakauer S., Shen R. P-n junction charge storage diode // Proc. IRE. 1962. V. 50. No 1. P. 43-53.

[3] Moll J.L., Hamilton S.A. Physical modeling of the step recovery diode dor pulse and harmonic generation circuits // Proceedings of IEEE. V. 37. P. 1250-1259.

[4] Кюрегян А.С., Теория дрейфовых диодов с резким восстановлением // Журнал технической физики. 2004. Т. 74. С. 57-64.

[5] Pendharkar S.P., Trivedi M., Shenai K. Dynamics of reverse recovery of high-power p-i-n diodes // IEEE Transactions on electronic devices. 1996. V. 43. No. 1.

[6] Грехов И.В., Месяц Г.А. Полупроводниковые наносекундные диоды для размыкания больших токов // Успехи физических наук, июль 2005. С. 735-744.

[7] Benda H., Spenke E. Reverse recovery processes in silicon power rectifiers // Proceedings of IEEE 1967, V. 55. No. 8.

[8] Shuster K., Spenke E., The voltage step at switching of alloyed pin rectifiers // Solid-state Electronics 1965, V. 8, P 881-882.

[9] Шалимова К.В. Физика полупроводников // М.: Энергоатомидат, 1985. С. 392.

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

[10] Бобрешов А.М., Степкин В.А., Китаев Ю.И., Усков Г.К. Генерация сверхкоротких импульсных сигналов // Физика волновых процессов. 2011. Т. 14. № 3. С. 103-108.

[11] Усков Г.К. Физика диодов с накоплением заряда при генерации сверхкоротких импульсов // Теория и техника радиосвязи 2012. № 4. С. 100-105..

[12] Зи С. Физика полупроводниковых приборов // Пер. с англ., под ред. Трупко А.Ф. М.: Энергия 1973. С. 655.

[13] Бобрешов А.М., Жабин А.С., Степкин В.А., Усков Г.К. Расчет генератора субнаносекундных импульсов на основе диодов с накоплением заряда // Радиотехника. 2016. № 2. С. 101-107.

References

[1] Nosov U.R. Semiconductor step recovery diode and their applications // *Moscow: Soviet radio*. 1966. C. 153. (In Russian).

[2] Moll J.L., Krakauer S., Shen R. P-n junction charge storage diode // *Proc. IRE.* 1962. vol. 50. no 1. pp. 43-53.

[3] Moll J.L., Hamilton S.A. Physical modeling of the step recovery diode dor pulse and harmonic generation circuits // *Proceedings of IEEE.* vol. 37. pp. 1250-1259.

[4] Kyuregyan A.S., Theory of the drift step recovery diodes // *Journal if technical physics.* 2004. vol. 74. pp. 57-64. (In Russian).

[5] Pendharkar S.P., Trivedi M., Shenai K. Dynamics of reverse recovery of high-power p-i-n diodes // *IEEE Transactions on electronic devices.* 1996. vol. 43. no. 1.

[6] Grekhov I.V., Mesyats G.A. Semiconductor nanosecond time diodes for cutoff large currents // *Successes of physical science* 2005. pp. 735-744. (In Russian).

[7] Benda H., Spenke E. Reverse recovery processes in silicon power rectifiers // *Proceedings of IEEE* 1967, vol. 55. no. 8.

[8] Shuster K., Spenke E., The voltage step at switching of alloyed pin rectifiers // *Solid-state Electronics* 1965, vol. 8, pp 881-882.

[9] Shalimova K.V. Physics of semiconductors // *Moscow: Energoatomidat*, 1985. pp. 392. (In Russian).

[10] Bobreshov A.M., Stepkin V.A., Kitaev U.I., Uskov G.K. Ultra-short pulse generation // *Physics of wave processes.* 2011. vol. 14. no 3. pp. 103-108. (In Russian).

[11] Uskov G.K. The physics of step recovery diodes for ultra-short pulse generation // *Theory and technic of radio* 2012. no 4. pp. 100-105. (In Russian).

[12] Sze S.M. Physics of semiconductor devices // Trans. from eng., by Trupko A.F. Moscow: Energy 1973. pp. 655. (In Russian).

[13] Bobreshov A.M., Zhabin A.S., Stepkin V.A., Uskov G.K. Analysis of subnanosecond pulse generator based on step recovery diode // *Radiotekhnika* 2016. no 2. pp. 101-107. (In Russian).

Acknowledgements

The paper was conducted in the framework of the State Task for Universities in Scientific Activities (Project N978) and grant of the Russian Foundation for Basic Research No. 16-07-01238a.

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

Channel temperature and the thermal resistance of 4-watt microwave AlGaN/GaN HEMT

[1,2]Nikolay A. Torkhov, [1,2]Eduard V. Semenov, [1]Mihail M. Mihalitskiy
[1]*Scientific- Research Institute of Semiconductors*
Tomsk, 634034, Russian Federation
trkf@mail.ru
[2]*Tomsk State University of Control System and Radioelecrtronics*
Tomsk,634050, Russian Federation

Abstract: *Abstract: The method of indirect thermal characterization (ITC) of semiconductor elements using voltage dependence $U_{gd} = U_{gd}(T)$ of the input current-voltage gate characteristics of the temperature T is the basic thermal parameters of 4-watt AlGaN/GaN HEMT with a gate length of 0.5 microns and a channel width of 200 × 6 = 1200 microns. At 9.96 W power dissipation and efficiency = 30.86% thermal resistance gate region - the case was investigated HEMT R_q=10.4 K/W, and the temperature of the channel below the gate 125*°C*, which agrees quite well with the results of device-technological modeling using CAD Synopsys TCAD.*

Keywords: *gallium nitride, silicon carbide, HEMT, the channel temperature, the thermal resistance.*

Температура канала и тепловое сопротивление 4-ваттных СВЧ AlGaN/GaN HEMT

[1,2]Торхов Н.А., [1,2]Семенов Э.В., [1]Михалицкий М.М.
[1]*Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов*
г. Томск, 634034, Российская Федерация
trkf@mail.ru
[2]*Томский университет систем управления и радиоэлектроники*
г. Томск, 634061, Российская Федерация

Аннотация: *Методом косвенной температурной характеризации (КТХ) полупроводниковых элементов с использованием зависимости прямого напряжения $U_{ЗС}=U_{ЗС}(T)$ входной вольтамперной характеристики затвора от температуры определены основные тепловые параметры 4-ваттного AlGaN/GaN HEMT с длиной затвора 0.5 мкм и шириной канала 200×6=1200 мкм. При рассеиваемой мощности 9.96 Вт и КПД = 30.86% тепловое сопротивление подзатворная область - корпус исследуемого HEMT составило R_q = 10.4 К/Вт, а температура канала под*

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

затвором +125 °C, что достаточно хорошо согласуется с результатами приборно-технологического моделирования с использованием САПР Synopsys TCAD.

Ключевые слова: *нитрид галлия, карбид кремния, HEMT, температура канала, тепловое сопротивление.*

1. Введение

Для определения температуры канала T_C, общего теплового сопротивления R_θ и общего времени релаксации по температуре τ – тепловых параметров мощных AlGaN/GaN HEMT-транзисторов в настоящее время используются в основном тепловизионные методы [1] и методы приборно-технологического моделирования [2]. Данные методы либо достаточно дорогостоящи, либо требуют много вычислительных ресурсов и не всегда могут быть использованы для оперативного контроля тепловых параметров конкретных транзисторов. В связи с этим в данной работе для определения основных тепловых параметров мощных AlGaN/GaN HEMT-транзисторов впервые используется более доступный основанный на ГОСТ 19656.15-84 метод косвенной температурной характеризации (КТХ) полупроводниковых элементов с использованием эффекта зависимости прямого напряжения от температуры.

2. Методика и эксперимент

Для применения метода КТХ достаточно включить затвор и исток исследуемого транзистора в электрическую цепь измерительной установки. При такой схеме включения сам затвор Шоттки выступает в качестве детектора, температурная зависимость входных вольт-амперных (ВАХ) $I_{gs}(U_{gs}(T))$ характеристик которого используется для количественного определения тепловых параметров прилегающих к затвору областей гетероэпитаксиальных слоев HEMT. Коротко суть метода заключается в следующем. Сначала при заданном токе I_{gs} определяется температурный коэффициент напряжения (ТКН) по изменению напряжения затвор-исток $\Delta U_{gs}=U_{gs}(T_1)-U_{gs}(T_0)$ при остывании транзистора от температуры T_1 до температуры T_0. После этого определяется тепловое сопротивление по формуле

$$R_\Theta = \Delta U_{gs} / (\text{ТКН} \times P), \quad (1)$$

где P – рассеиваемая (греющая) мощность. Температура прилегающей к затвору области рассчитывается по формуле

$$T_C = (\Delta U_{gs} / \text{ТКН}) + T_0) \quad (2)$$

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

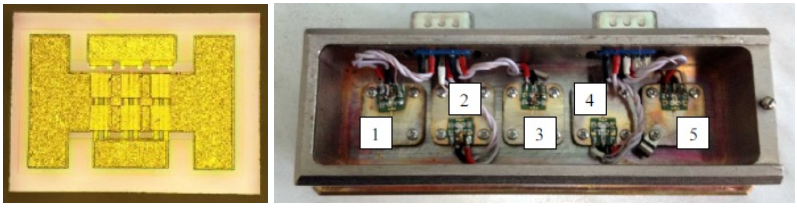
где T_0 – температура окружающей среды. Для реализации метода использовалась интегрированная измерительная система (далее - установка) на базе оборудования National Instruments, включающая генератор тестовых сигналов PXI-5412, осциллограф PXIe-5122, источник питания PXI-4130 и оригинальный измерительный преобразователь с усилителем. Управление измерительной установкой осуществлялось оригинальными программными утилитами I-CAP 2.0 (для импульсного измерения ВАХ с последующим определением температурного коэффициента напряжения (ТКН), длительность импульса 4 мкс) и T-CAP 2.0 (для измерения теплового сопротивления транзистора и температуры канала). Обеспечивалась погрешность измерения малых токов ±80 мкА. Для нагрева оснастки использовалась цифровая система подогрева Термопро ТП 1-10 КД.

Объектом измерения являлся изготовленный на 4H-SiC{0001} подложке из карбида кремния 6×200 мкм=1200 мкм AlGaN/GaN HEMT-транзистор (далее – транзистор, рис. 1, *a*) со следующими мощностными СВЧ-характеристиками: максимальным значением выходной мощности P_{out}(4 ГГц) при 3-дБ компрессии 4.1 Вт (3.4 Вт/мм) (U_{DS}=30 В, I_{DS}=400 мА, U_{GS}=-5 В, K_y=12.7 дБ, η=30.86%, PAE=31.6%) и максимальным значением КПД η=51.99% (U_{DS}=15 В, I_{DS}=95 мА, U_{GS}=-4.5 В, P_{out}=1.49 Вт, K_y=13.74 дБ, PAE=49.79%,). Общая толщина буферного слоя гетероэпитаксиальной HEMT-структуры составляла 3000 нм, гетерослоев AlN – 0,7 нм, $Al_{28}Ga_{72}N$ -спейсера 1.5 нм, высоколегированного (N_D=3×10^{18} см$^{-3}$) $Al_{27}Ga_{73}N$:Si n^+-слоя – 18 нм, капсулирующего нелегированного GaN слоя 2 нм. Концентрация электронов в двумерном (2D) электронном газе N_S=1,1×10^{13} см$^{-2}$, подвижность μ(T=300 K)>2000 см^2/(В×с). После утонения и металлизации обратной стороны SiC-подложки со сформированными на лицевой стороне транзисторами пластина разделялась на отдельные кристаллы, которые припаивались на медный теплоотвод и в таком виде по пять штук собирались в измерительную оснастку для проведения испытаний (рис. 1, *b*).

На рис. 2, *a* графически продемонстрирована методика нахождения ΔU_{gs}(T) и, соответственно, ТКН. Из зависимости ТКН от тока I_{gs} (рис. 2, *b*) видно, что значение I_{gs}=40 мА является минимальным для данного эксперимента, меньше которого величина ТКН начинает резко возрастать.

Согласно используемой методики, для определения теплового сопротивления строилась кривая остывания транзистора U_{gs}(t) (рис. 3, *a*). Для этого на транзистор подавался импульс греющего тока. Длительность Δt=8 мс и мощность P импульса выбирались исходя из допустимых мощностных характеристик транзистора. Используемые затворы выдерживали

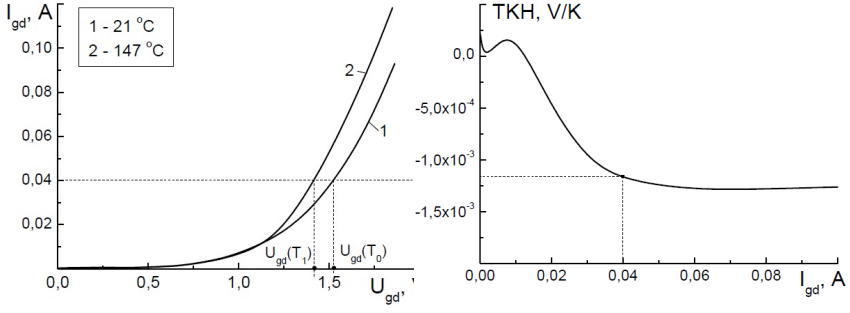
Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.



a *b*

Рис. 1. Кристалл AlGaN/GaN HEMT-транзистора – *a*) и измерительная оснастка с распаянными на медные теплоотводы пятью (1, 2, 3, 4 и 5) транзисторами – *b*).

Fig.1. Crystal of AlGaN/GaN HEMT-transistor - a), and measuring a snap of transistors(1, 2, 3, 4 and 5) witch was soldered on five copper heat sinks - b).



a *b*

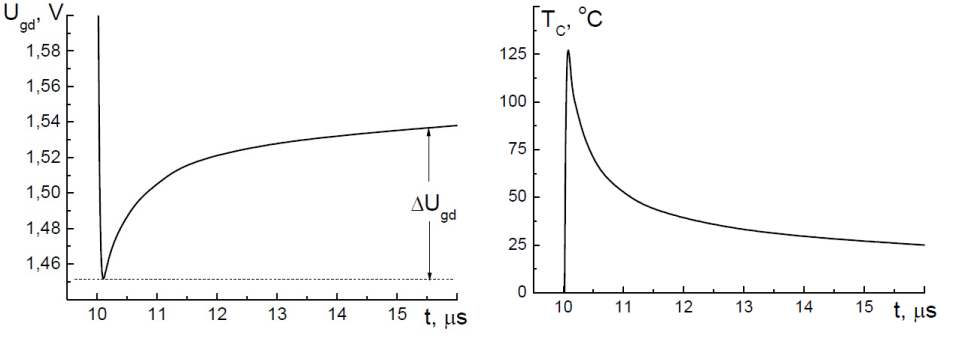
Рис. 2. Входные ВАХ снятые при 21 °C – (1) и при 147 °C – (2) – *a*) и ТКН для этого же транзистора – *b*).

Fig.2. Input IV taken at 21°C - (1) and 147°C - (2) - a) and TVC for the same transistor - b).

импульсное (8 мс) воздействие греющим током до 1.6 А. По релаксационному участку $U_{gs}(t)$ легко определяется максимальное изменение напряжения ΔU_{gs} при остывании транзистора и, затем, по формуле (1) определяется тепловое сопротивление R_θ, значения которого в зависимости от рассеиваемой мощности P приведены в табл. 1. Анализ записанной в полулогарифмическом масштабе зависимости $\ln(U_{gs}(t))$ показал, что она образована четырьмя кусочно-линейными участками, каждый из которых может быть охарактеризован своей постоянной времени релаксации по температуре τ_1=0.37 мс, τ_2=0.62 мс, τ_3=0.98 мс и τ_4=1.15 мс, соответствующими, по всей вероятности, барьерному, легированному, спэйсеру и буферному слоям гетероэпитаксиальной структуры.

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

Полученные данные позволяют также измерить температуру нагрева и характер остывания подзатворной области делением изменения напряжения на затворе при остывании транзистора на соответствующий ТКН – выражение (2) (рис. 3, *b*). Значения максимальной температуры подзатворной области в зависимости от рассеиваемой мощности также приведены в табл. 1.



a *b*

Рис. 3. Кривая $U_{gs}(t)$, характеризующая время релаксации напряжения при рассеиваемой на транзисторе мощности P=9.96 Вт – *a*) и кривая остывания подзатворной области – *b*).

Fig. 3. Curve U_{gs} (t), which characterizes the stress relaxation time at the transistor power dissipation P = 9.96 W - a) and the gate region cooling curve - b).

Табл. 1. Значения тепловых параметров в зависимости от рассеиваемой мощности.

Tabl. 1. The values of thermal transistor parameters depending on power dissipation.

Греющая мощность P, Вт	Тепловое сопротивление R_θ, К/Вт	Максимальная температура под затвором T_c, °C
0.211	8.4	23
0.489	7.7	25
1.180	7.3	30
3.040	7.5	44
9.960	10.4	125

4. Заключение

Таким образом, в работе показано, что основанный на ГОСТ 19656.15-84 метод косвенной температурной характеризации (КТХ) полупроводниковых элементов может быть успешно использован для оперативного определения основных тепловых параметров мощных AlGaN/GaN HEMT-транзисторов. С использованием этого метода в работе определены

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

основные тепловые параметры 4-ваттного AlGaN/GaN HEMT с длиной затвора 0.5 мкм и шириной канала 200×6=1200 мкм. При рассеиваемой мощности 9.96 Вт и КПД = 30.86% тепловое сопротивление подзатворная область - корпус исследуемого HEMT составило R_θ = 10.4 К/Вт, а температура канала под затвором +125 °С, что достаточно хорошо согласуется с результатами приборно-технологического моделирования с использованием САПР Synopsys TCAD [3].

Список литературы

References

[1] A. Prejs, S. Wood, R. Pengelly, W. Pribble. Thermal Analysis and its application to High Power GaN HEMT Amplifiers // Reprinted from the June 2009 IEEE MTT-S International Microwave Symposium. http://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/203/product/115/thermal_analysis_and_its_application_to_high_power_gan_hemt_amplifiers.pdf.

[2] Jon C. Freeman, Wolfgang Mueller. Channel Temperature Determination for AlGaN/GaN HEMTs on SiC and Sapphire. NASA/TM—2008-215444 // http://gltrs.grc.nasa.gov.

[3] Minin O. N., Kupreichik A. F., Babak L. I. AlGaN/GaN HEMT Channel Temperature Determination by Means of Physical Simulation // 2015 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology. 6 - 12 September. Sevastopol. Crimea. Russia. P. 117-118. IEEE Cat. Nr. CFP 15788.

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

Physical and topological model of functionally integrated microwave switcher with driven rearrangement of electron density maximum

Boris G. Konoplev, Eugeny A. Ryndin
Southern Federal University
Taganrog, 347928, Russian Federation
rynenator@gmail.com

Abstract: *In this paper a drift-diffusion finite-difference model of functionally integrated microwave switchers with driven spatial rearrangement of electron density maximum for combination of two different sets of variables with applying implicit first-order upwind scheme of discretization has been proposed. An analysis of numerical simulation results has been carried out.*

Keywords: *integrated switcher, drift-diffusion model, finite-difference method.*

Физико-топологическая модель функционально интегрированного СВЧ-коммутатора с управляемой передислокацией максимума плотности электронов

Коноплев Б.Г., Рындин Е.А.
Южный федеральный университет
г. Таганрог, 347928, Российская Федерация
rynenator@gmail.com

Аннотация: *Предложена диффузионно-дрейфовая конечно-разностная модель функционально интегрированных СВЧ-коммутаторов с управляемой пространственной передислокацией максимума плотности электронов для комбинации двух базисов переменных с использованием явной и противопоточной схем дискретизации. Проведен анализ результатов численного моделирования.*

Ключевые слова: интегральный коммутатор, диффузионно-дрейфовая модель, метод конечных разностей.

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

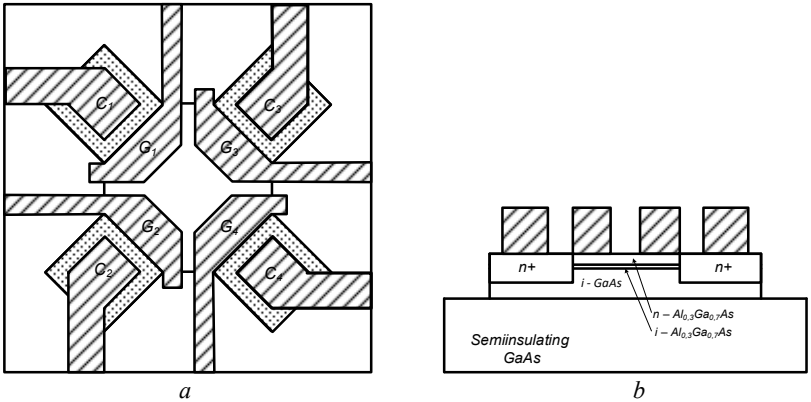
1. Введение

Одними из основных элементов монолитных интегральных схем сверхвысоких частот (МИС СВЧ), находящих все более широкое применение в высокоскоростных широкополосных системах передачи данных, являются интегральные СВЧ-коммутаторы. Причем развитие цифровых технологий требует, чтобы время переключения СВЧ сигналов было сравнимо с периодом несущих колебаний [1].

Для решения данной задачи в работах [2, 3] предложены СВЧ-коммутаторы на основе вертикально интегрированных связанных квантовых ям, характеризующиеся, согласно результатам моделирования, субпикосекундным временем переключения [2, 3], но при этом имеющие низкое (менее 10) отношение проводимостей активной области в «открытом» и «закрытом» состояниях и сложнореализуемые вертикально интегрированные области омических контактов [2, 3]. Первый из перечисленных недостатков существенно ограничивает области применения коммутаторов, а второй приводит к значительному повышению токов утечки, а также к необходимости модернизации технологических маршрутов производства интегральных схем и, как следствие, к увеличению стоимости МИС СВЧ.

2. Метод построения функционально интегрированных СВЧ-коммутаторов

С целью решения данных проблем в [4] предложены топология и структура коммутатора, представленные на рис. 1.



a *b*

Рис. 1. Топология (*a*) и структура (*b*) функционально интегрированного СВЧ-коммутатора

Fig. 1. Topology (*a*) and structure (*b*) of functionally integrated microwave switcher

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

Основу коммутатора составляет нормально открытая HEMT (High Electron Mobility Transistor) структура с четырьмя управляющими затворами Шоттки (G_1 — G_4) и соответствующим числом коммутируемых омических контактов (C_1 — C_4). Подача запирающих напряжений на различные пары затворов приводит к горизонтальной пространственной передислокации максимума плотности двумерного электронного газа (ДЭГ), обеспечивающей коммутацию определенных пар омических контактов [4]. Топология коммутатора обеспечивает высокое отношение проводимостей активной области в «открытом» и «закрытом» состояниях, а также, что особенно важно, полную технологическую совместимость с маршрутами изготовления МИС СВЧ на основе нормально открытых HEMT структур.

Для анализа эффективности и быстродействия представленных в [4] планарных коммутаторов необходимо, прежде всего, на основе результатов моделирования дать количественную оценку возможности уменьшения времени переключения при сохранении неизменного суммарного числа электронов в процессе их передислокации в активной области коммутатора с учетом того, что проектные нормы значительной части МИС СВЧ отечественного производства составляют 500 nm и более. Результаты такого моделирования и их анализ и являются целью данной работы.

3. Модель функционально интегрированного коммутатора

Разработка модели коммутатора выполнялась с учетом необходимости анализа как минимум двумерных пространственных распределений концентрации электронов в различные моменты переходного процесса, поскольку продольная передислокация максимума плотности электронов инициируется поперечным полем управляющих затворов. При этом определяющая роль продольного транспорта электронов в исследуемых коммутаторах приводит к тому, что для получения адекватной сравнительной оценки их быстродействия в различных режимах управления учет размерного квантования энергии в области ДЭГ является второстепенным фактором, в отличие от эффектов, определяющих подвижность электронов (зависимости подвижности от температуры, концентрации легирующих примесей и напряженности электрического поля, эффекты насыщения и «всплеска» дрейфовой скорости, влияние междолинных переходов).

В результате была разработана конечно-разностная диффузионно-дрейфовая модель, имеющая в нормированной форме следующий вид:

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

$$\left(\Delta y_j + \Delta y_{j-1}\right)\left(\left(\varepsilon_{i+1,j} + \varepsilon_{i,j}\right)\frac{\varphi_{i+1,j} - \varphi_{i,j}}{\Delta x_i} - \left(\varepsilon_{i,j} + \varepsilon_{i-1,j}\right)\frac{\varphi_{i,j} - \varphi_{i-1,j}}{\Delta x_{i-1}}\right) +$$

$$+ \left(\Delta x_i + \Delta x_{i-1}\right)\left(\left(\varepsilon_{i,j+1} + \varepsilon_{i,j}\right)\frac{\varphi_{i,j+1} - \varphi_{i,j}}{\Delta y_j} - \left(\varepsilon_{i,j} + \varepsilon_{i,j-1}\right)\frac{\varphi_{i,j} - \varphi_{i,j-1}}{\Delta y_{j-1}}\right) = \quad (1)$$

$$= \left(\Phi_{ni,j} e^{\varphi_{i,j} + V_{ni,j}} - N_{i,j}\right)\left(\Delta x_i + \Delta x_{i-1}\right)\left(\Delta y_j + \Delta y_{j-1}\right);$$

$$n^*_{i,j} = n_{i,j} + \Delta t_m \left\{ \frac{2}{\Delta x_i + \Delta x_{i-1}} \left[\left(\mu_{ni+1,j} e^{\varphi_{i+1,j} + V_{ni+1,j}} \theta\left(\Phi_{ni,j} - \Phi_{ni+1,j}\right) + \mu_{ni,j} e^{\varphi_{i,j} + V_{ni,j}} \times \right.\right.\right.$$

$$\left.\left.\left. \times \theta\left(\Phi_{ni+1,j} - \Phi_{ni,j}\right)\right) \frac{\Phi_{ni+1,j} - \Phi_{ni,j}}{\Delta x_i} - \left(\mu_{ni,j} e^{\varphi_{i,j} + V_{ni,j}} \theta\left(\Phi_{ni-1,j} - \Phi_{ni,j}\right) + \right.\right.\right.$$

$$\left.\left.\left. + \mu_{ni-1,j} e^{\varphi_{i-1,j} + V_{ni-1,j}} \theta\left(\Phi_{ni,j} - \Phi_{ni-1,j}\right)\right) \frac{\Phi_{ni,j} - \Phi_{ni-1,j}}{\Delta x_{i-1}} \right] + \frac{2}{\Delta y_j + \Delta y_{j-1}} \times \right. \quad (2)$$

$$\times \left[\left(\mu_{ni,j+1} e^{\varphi_{i,j+1} + V_{ni,j+1}} \theta\left(\Phi_{ni,j} - \Phi_{ni,j+1}\right) + \mu_{ni,j} e^{\varphi_{i,j} + V_{ni,j}} \theta\left(\Phi_{ni,j+1} - \Phi_{ni,j}\right)\right) \times \right.$$

$$\times \frac{\Phi_{ni,j+1} - \Phi_{ni,j}}{\Delta y_j} - \left(\mu_{ni,j} e^{\varphi_{i,j} + V_{ni,j}} \theta\left(\Phi_{ni,j-1} - \Phi_{ni,j}\right) + \right.$$

$$\left.\left. + \mu_{ni,j-1} e^{\varphi_{i,j-1} + V_{ni,j-1}} \theta\left(\Phi_{ni,j} - \Phi_{ni,j-1}\right)\right) \frac{\Phi_{ni,j} - \Phi_{ni,j-1}}{\Delta y_{j-1}} \right] - R_{i,j} \right\},$$

где n — концентрация электронов; φ — электростатический потенциал; Φ_n — экспонента квазиуровня Ферми; N — эффективная концентрация легирующих примесей; V_n — гетероструктурный потенциал; ε — относительная диэлектрическая проницаемость полупроводника; μ_n — подвижность электронов; R — разность скоростей генерации и рекомбинации носителей заряда; Δx_i, Δy_j — шаги координатной сетки; Δt_m — шаг временной сетки; $\varphi_{i,j}$, $\Phi_{ni,j}$, $n_{i,j}$, $V_{ni,j}$, $\mu_{ni,j}$, $R_{i,j}$, $N_{i,j}$ — значения соответствующих сеточных функций в момент времени t_m; $n^*_{i,j}$ — узловые значения концентрации электронов в момент времени t_{m+1}; θ — функция Хевисайда.

Модель (1), (2) была разработана на основе метода конечных разностей для неравномерных координатной и временной сеток с использованием явной схемы [5], причем, в отличие от известных вариантов дискретизации, в уравнениях (2) использованы комбинация двух базисов переменных ($\{n, \varphi\}$ и $\{\Phi_n, \varphi\}$) и противопоточная схема.

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

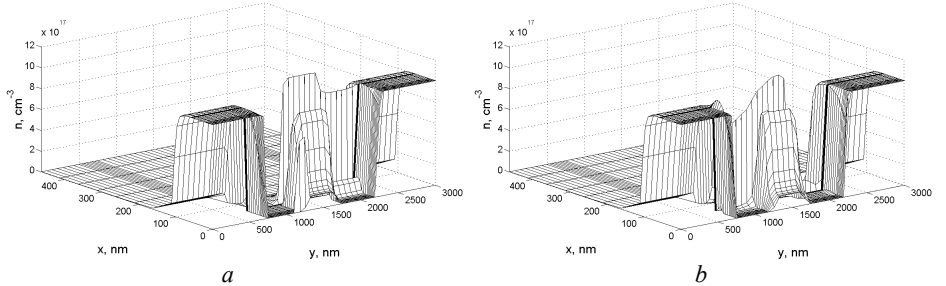
3. Результаты моделирования

На рис. 2 приведены пространственные распределения концентрации электронов, полученные в результате моделирования гетероструктуры (рис.1,*b*) с основными параметрами, приведенными в табл. 1.

Табл. 1. Основные параметры гетероструктуры коммутатора

Table 1. The main parameters of switcher's heterostructure

Толщина слоя, нм Thickness of the layer, nm			Концентрация доноров в n-$Al_{0,3}Ga_{0,7}As$, $см^{-3}$ Donor concentration in n-$Al_{0,3}Ga_{0,7}As$, cm^{-3}	Длина затвора, нм Gate length, nm	Расстояние между затворами, нм Distance between gates, nm
n-$Al_{0,3}Ga_{0,7}As$	i-$Al_{0,3}Ga_{0,7}As$	i-GaAs			
60	5	400	10^{18}	500	500



a *b*

Рис. 2. Пространственные распределения концентрации электронов в СВЧ-коммутаторе в моменты переходного процесса $t = 0$ (*a*), $t = 0{,}1$ пс (*b*)

Fig. 2. Spatial distributions of the electron density in microwave switcher in the moments of transient process $t = 0$ (*a*), $t = 0{,}1$ ps (*b*)

На рис. 3 приведены временные зависимости слоевых концентраций ДЭГ n_{S1}, n_{S2}, усредненных по длине соответствующих подзатворных областей СВЧ-коммутатора, полученные в результате интегрирования представленных на рис. 2 пространственных распределений концентрации электронов, для противофазных (в интервале 0—0,2 ps) и синфазных (в интервале 0,2—0,57 ps) управляющих напряжений $U_{IN1}(t)$, $U_{IN2}(t)$.

Приведенные на рис. 3 результаты показывают, что при противофазном изменении управляющих напряжений на затворах коммутатора суммарное число электронов в области ДЭГ остается неизменным, о чем свидетельствует симметрия временных зависимостей усредненных слоевых концентраций на интервале времени 0—0,2 ps. В результате при противофазном изменении управляющих напряжений на затворах амплитуда изменений усредненных слоевых концентраций в подзатворных областях

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

ДЭГ достигает 0,7 от разности слоевых концентраций, соответствующих стационарному состоянию, за время менее 0,1 ps даже при сравнительно большой длине затворов 500 nm, тогда как синфазное изменение управляющих напряжений (в интервале 0,2—0,57 ps), приводящее к значительному изменению суммарного числа электронов в области ДЭГ, более чем в три раза увеличивает длительность активной фазы переходного процесса.

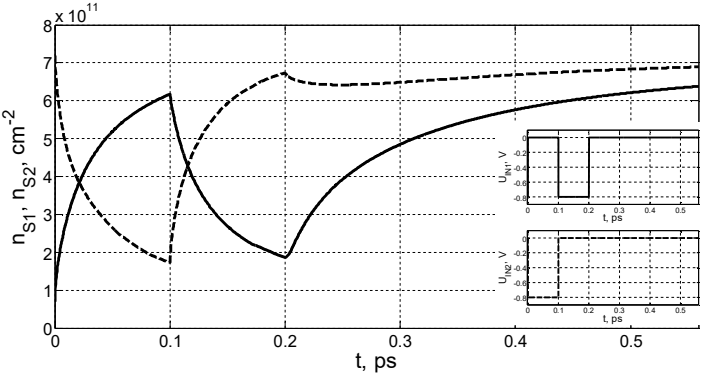


Рис. 3. Временные зависимости усредненных по длине затворов СВЧ-коммутатора слоевых концентраций ДЭГ при противофазных (0—0,2 пс) и синфазных (0,2—0,57 пс) управляющих напряжениях $U_{IN1}(t)$, $U_{IN2}(t)$ (на вставке)

Fig. 3. Time dependencies of the 2D electron gas layer density is averaged over the gates length of microwave switcher for antiphase (0—0,2 ps) and in-phase (0,2—0,57 ps) control voltages $U_{IN1}(t)$, $U_{IN2}(t)$ (in insertion)

4. Заключение

Таким образом, полученные результаты численного моделирования показывают, что даже при сравнительно большой длине затворов 500 nm использование принципов управляемой передислокации максимума плотности электронов обеспечивает трехкратное уменьшение времени переключения коммутатора (до 0,1 ps) по сравнению с коммутацией, основанной на традиционном подходе. Приведенные количественные оценки получены без учета параметров внешних цепей коммутатора, которые могут быть учтены в процессе схемотехнического моделирования.

Источники финансирования

Результаты получены с использованием оборудования Центра коллективного пользования и научно-образовательного центра «Нанотехнологии» Института нанотехнологий, электроники и приборостроения Южного федерального университета (г. Таганрог) при

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

финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант 16-07-00018) и Министерства образования и науки Российской Федерации (проект 8.797.2014К).

Список литературы

[1] Викулов И. Монолитные интегральные схемы СВЧ. Технологическая основа АФАР // Электроника: наука, технология, бизнес. 2012. № 7. С. 60-73.

[2] Рындин Е.А. Сверхбыстродействующие электронные коммутаторы на основе управляемой передислокации максимума волновой функции носителей заряда // Вестник Южного научного центра РАН. 2006. Т. 2. № 2. С. 8-16.

[3] Konoplev B.G., Ryndin E.A., Denisenko M.A. Components of Integrated Microwave Circuits based on Complementary Coupled Quantum Regions // Russian Microelectronics. 2015. V. 44. No. 3. P. 190-196.

[4] Konoplev B.G., Ryndin E.A. Functionally integrated microwave switcher with spatial rearrangement of electron density maximum // 25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology”. Sevastopol. 2015. IEEE Cat. Nr. CFP 15788. P. 713-714.

[5] Абрамов И.И. Проблемы и перспективы физики и моделирования приборных структур микро- и наноэлектроники. Часть II. Модели полуклассического подхода // Нано- и микросистемная техника. 2006. № 9. С. 26-36.

References

[1] Vikulov I. Monolitnye integral'nye skhemy SVCh. Tekhnologicheskaya osnova AFAR [Monolithic microwave integrated circuits. Technological basis of APAA]. *Elektronika: nauka, tekhnologiya, biznes*, 2012, no. 7, pp. 60 - 73. (In Russian).

[2] Ryndin E.A. [High-speed integrated switchboards on the basis of control rearrangement of carrier wave function maximum]. *Vestnik Yuzhnogo nauchnogo tsentra RAN*, 2006, vol. 2, no. 2, pp. 8 - 16. (In Russian).

[3] Konoplev B.G., Ryndin E.A., Denisenko M.A. Components of Integrated Microwave Circuits based on Complementary Coupled Quantum Regions // *Russian Microelectronics*, 2015, vol. 44, no. 3, pp. 190 - 196.

[4] Konoplev B.G., Ryndin E.A. [Functionally integrated microwave switcher with spatial rearrangement of electron density maximum]. *25th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology”. Sevastopol*, 2015, IEEE Cat. Nr. CFP 15788, pp. 713 - 714.

[5] Abramov I.I. [Problems and Principles of Physics and Simulation of Micro- and Nanoelectronics Devices. II. The Models of Semiclassical Approach]. *Journal of Nano and Microsystem Technique*, 2006, no. 9, pp. 26 - 36. (In Russian).

Acknowledgements

Results were received with use of the equipment of the Center of Collective Use and the Scientific and Educational Center «Nanotechnologies», Institute of Nanotechnologies, Electronics and Equipment Engineering of Southern Federal University (Taganrog) under the financial support of the Russian Foundation for Basic Research (project 16-07-00018) and the Ministry of Education and Science of Russian Federation (project 8.797.2014K).

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

Whisker diode compact model for THz band

[1,2]Nikolay A. Torkhov, [2]Leonid I. Babak, [2]Andrey A. Kokolov
[1]*Scientific- Research Institute of Semiconductors*
Tomsk, 634034, Russian Federation
trkf@mail.ru
[2]*Tomsk State University of Control System and Radioelectronics*
Tomsk, 634050, Russian Federation

Abstract: *This paper presents the accurate novel compact model of the whisker diode with air contact for CAD, that model diode behavior up to THz band. Compact model consist of 23 elements, which describe linear and nonlinear diode characteristics. To improve simulation accuracy, the new equivalent circuit elements, that model mutual influence of the nonlinear elements, are added*

Key words: *Schottky diode, compact model, air contact, whisker, THz band.*

Компактная модель диода с вискером терагерцового диапазона

[1,2]Торхов Н.А., [2]Бабак Л.И., [2]Коколов А.А.
[1]*Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов*
г. Томск, 634034, Российская Федерация
trkf@mail.ru
[2]*Томский университет систем управления и радиоэлектроники*
г. Томск, 634050, Российская Федерация

Аннотация: *Для эффективного моделирования в САПР поведения диодов с воздушным выводом с вискером в СВЧ, КВЧ и ТГц диапазонах предложена подробная компактная модель диода, содержащая двадцать три эквивалентных элемента описывающих конструктивные элементы диода с линейными и нелинейными приборными характеристиками с применением новых физических моделей электрических взаимосвязей, более точно учитывающих взаимное влияние между нелинейными элементами.*

Ключевые слова: *диод Шоттки, компактная модель, воздушный вывод, вискер, терагерцовый диапазон.*

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

1. Введение

Диоды с объемными, балочными и воздушными выводами используются для создания как дискретных сверхвысокочастотных (СВЧ), крайне высокочастотных (КВЧ) и терагерцовых (ТГц) диодов, так и монолитных интегральных схем (МИС) модуляторов, смесителей, умножителей, переключателей, аттенюаторов, фазовращателей, детекторов и др. на их основе. В современных диодах Шоттки СВЧ, КВЧ и ТГц диапазонов значения параметров основного нелинейного элемента – выпрямляющего контакта Шоттки, часто бывают соизмеримы, или даже меньше значений аналогичных параметров остальных конструктивных линейных элементов диода. В совокупности это приводит к сильному электромагнитному взаимодействию, как между отдельными конструктивными элементами самих диодов, так и между конструктивными частями МИС на их основе. Поэтому для эффективного повышения и расширения рабочего диапазона частот, проектируемых МИС не всегда нужно стремиться к использованию предельно достижимых топологических норм – например, минимизации диаметров контактов D. Как показывает анализ литературных данных [1 – 3], часто бывает достаточно просто скомпенсировать нежелательное влияние линейных (в том числе, и паразитных) элементов диода влиянием элементов электрической схемы МИС. Так, например, известные электрические компактные модели диодов Шоттки с ограниченным набором параметров (C, I(U) и R_S) пригодны для проектирования относительно низкочастотных МИС L- и S-диапазонов [4]. Увеличение количества параметров (C_J, R_J, C_P, L_S и R_S) приводит к уточнению компактных моделей ДБШ и повышению частотного диапазона проектируемых на их основе МИС до 75-110 ГГц [5, 6]. Все это указывает на то, что при проектировании МИС по диодным технологиям в СВЧ, КВЧ и ТГц диапазонах необходимо использовать более точные компактные модели таких диодов.

В связи с этим, работа посвящена разработке компактной модели диода Шоттки терагерцового диапазона с вискером в виде подробной электрической эквивалентной схемы, с описанием практически всех конструктивных элементов и учетом новых шумовых моделей и современных физических представлений о баллистическом переносе горячих электронов и токопрохождении в контактах металл-полупроводник с барьером Шоттки.

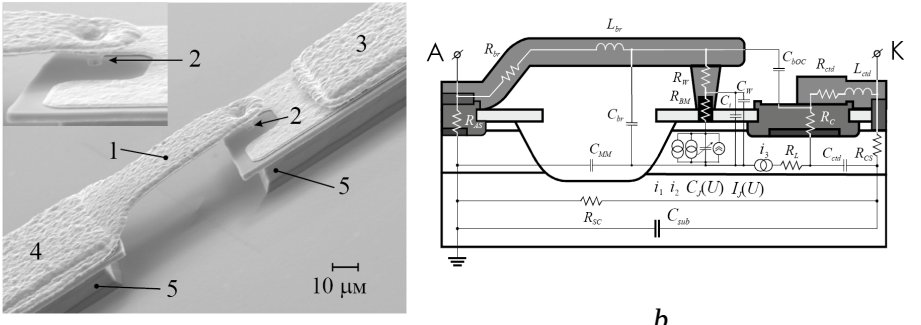
Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.
Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2016)
Sevastopol, Russia, September 4—10, 2016

2. Описание компактной модели

Поставленная цель достигается, с одной стороны, за счет составления более подробной компактной модели диода с воздушным мостом и вискером (рис. 1, *а*), а, с другой стороны, за счет использования при моделировании нелинейных амплитудных, фазовых, емкостных и шумовых характеристик выпрямляющих контактов (генераторов тока $I_J(U)$) новых физических моделей баллистического переноса электрических зарядов в эпитаксиальных и сложных гетероэпитаксиальных структурах с изменяющемся составом и профилем легирования [8, 9], однородности контакта [10] и нелинейных размерных эффектов [11]. Использование в САПР таких моделей позволяет скомпенсировать паразитные параметры диодов, повысить рабочий частотный диапазон проектируемых МИС и минимизировать их шумовую температуру в КВЧ и ТГц диапазонах при использовании гораздо больших топологических норм – диаметров выпрямляющих контактов. Компактная модель диодов с вискерами в виде электрической эквивалентной схемы [7], выполненных по технологии “Меза-Меза”, описывающая электрические характеристики всех внутренних и внешних элементов диодов, представлена на рисунке 1, *b*. Внутренние элементы диода могут быть описаны элементами эквивалентной схемы внутреннего диода: $I_J(U)$ – генератором тока выпрямляющего контакта с учетом баллистической модели переноса горячих электронов, краевых эффектов, фрактальной геометрии интерфейса и гетероэпитаксиальных слоев; $C_J(U)$ – нелинейной емкостью выпрямляющего контакта; R_{BM} – сопротивлением барьерной металлизации; C_i – емкостью диэлектрика между периферией контакта и поверхностью; R_L – сопротивлением гетероэпитаксиальных слоев между контактом Шоттки и омическим контактом; R_C – сопротивлением катода; i_1 – генератором фликкер-шума; i_2 – генератором дробового шума; i_3 – генератором теплового шума. Внешние элементы диода представлены остальными элементами эквивалентной схемы: R_W – сопротивлением вискера; C_W – емкостью вискер-поверхность; R_{br} – сопротивлением воздушного моста; L_{br} – индуктивностью воздушного тмоста; C_{br} – емкостью между воздушным мостом и гетероэпитаксиальными слоями мезаструктуры; C_{MM} – емкостью между основанием воздушного моста и гетероэпитаксиальными слоями мезы; C_{bOC} – емкостью между шляпкой вискера и омическим контактом (поверхностью); R_{ctd} – сопротивлением вывода омического контакта; L_{ctd} – индуктивностью вывода омического контакта; C_{ctd} – емкостью между выводом омического контакта и гетероструктурой; C_{sub} – емкостью подложки; R_{SC} – электрическим сопротивлением подлож-

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

ки; R_{CS} – электрическим сопротивлением катодной контактной площадки; R_{AS} - электрическим сопротивлением анодной контактной площадки.



a *b*

Рис. 1. Трехмерное электронномикроскопическое изображение кристалла диода Шоттки с воздушным мостом 1, вискером 2, анодом (А) 3, катодом (К) 4 и мезой 5 выполненного по технологии Меза-Меза – *a*) и его компактная модель в виде электрической эквивалентной схемы – *b*).

Fig. 1. 3D electron microscopical image of the Schottky diode with air contact 1, whisker 2, anode 3, cathode 4 and mesa 5, made on technology Mesa-Mesa – *a*) and its equivalent circuit compact model – *b*).

Моделирование нелинейных амплитудных (генераторов тока $I_J(U)$), и фазовых характеристик (фазовые времена переноса t=$t(E)$, шумовые параметры генераторов шума i_1, i_2 и i_3) выпрямляющих контактов осуществляется с использованием оригинальных моделей баллистического переноса электронов в сложных гетероэпитаксиальных структурах с изменяющемся профилем легирования [8, 9] (1), неоднородного токопрохождения в контактах [10] и нелинейных размерных эффектов [11].

$$J(E)=\frac{4p\ \ qm^{*}kT}{\mathbf{h}^{3}}\int_{0}^{\infty}\widetilde{\mathbf{T}}(j\,(E),E)\ln\left[\frac{1+\exp\left((E_F-E)/kT\right)}{1+\exp\left((E_F-E-qU)/kT\right)}\right]dE\,, \qquad (1)$$

где q – заряд электрона; m_i^{*} – эффективная масса электрона в i-ом гетероэпитаксиальном слое; k – постоянная Больцмана, T – температура; $\mathbf{h}$ – приведенная постоянная Планка, $\widetilde{\mathbf{T}}(j\,(E),E)$ – коэффициент прохождения, $j\,(E)$=$j\,(E,x)$ – потенциальный барьер произвольной формы, образованный эпитаксиальными слоями с заданным профилем легирования, E_F – уровень Ферми, E – энергия электрона, U – величина падения напряжения. Аналитические рекуррентные соотношения для $\widetilde{\mathbf{T}}(j\,(E),E)$ и фазовых времен прохождения t=$t(E)$ подробно представлены в [12]. Данное выражение пригодно для расчета статических ВАХ как контактов металл-полупроводник

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

с БШ, p-n и p-*i*-n – переходов, так и статических ВАХ сложных планарно-легированных барьерных гетроэпитаксиальных структур, так как учитывает рассеяние электронов на потенциальных барьерах произвольной формы практически любых гетероэпитаксиальных структур с изменяющемся профилем легирования. Выражение (1) применимо в случае баллистического переноса, когда протяженность гетероэпитаксиальной структуры не превышает длину свободного пробега $l_{\text{пробег}}$ баллистических (горячих, или неравновесных) электронов. Например, для арсенида галлия $l_{\text{пробег}}$<0.8 мкм.

Учет влияния размерных эффектов (2), периферии и неоднородности токопрохождения в выпрямляющих и омических контактах при моделировании генераторов тока $I_J(U)$ в нелинейных компактных моделях осуществляется с использованием полученных в [11] результатов.

$$M_i = M_0 \left(\frac{\mathrm{W}_0}{\mathrm{W}_i} \right)^{D_T - D_f}, \qquad (2)$$

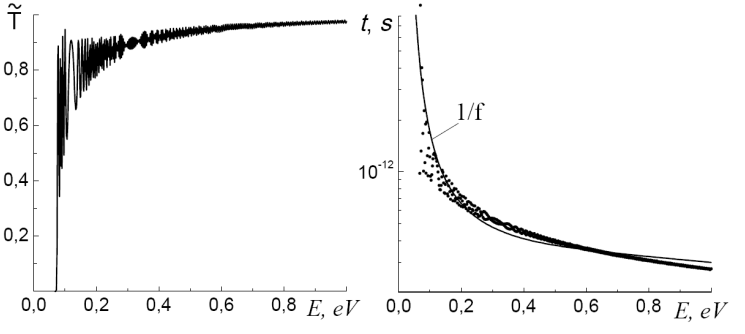
где M_i – искомое значение параметра элемента (например, $\mathrm{M}_i \equiv r_i$ – удельное сопротивление омического контакта Ом×см^2, $\mathrm{M}_i \equiv \mathrm{J}_i$ – плотность тока, А/см^2 и др.), M_0 – известное значение параметра элемента линейным размером W_0, W_i – линейный размер элемента, D_f – фрактальная размерность объекта в топологическом пространстве размерностью D_T. Выражение (5) справедливо в локальном пределе, когда один или несколько линейных размеров элемента конструкции диода меньше предела локального приближения L. Обычно L≈50-100 мкм.

Моделирование шумовых характеристик выпрямляющих контактов – генераторов шума (рис. 1, b, i_1, i_2, i_3), осуществляется с использованием математического аппарата теорий фликкер, дробового и теплового шумов.

Авторы [1] указывают на значительное влияние и необходимость учета фликкерного 1/f электронного шума вплоть до ТГц диапазона частот. Согласно моделированию фликкерный электронный шум в ДБШ на высоких частотах может проявляться в результате рассеяния электронов на потенциале $\varphi(x)$, сформированном контактом металл-полупроводник с барьером Шоттки [8]. Согласно модели баллистического переноса, электроны эффективно взаимодействуют с барьером Шоттки не только при подбарьерном $E \le \varphi(x)$, но и при надбарьерном $E > \varphi(x)$, прохождении, что приводит к их эффективному рассеянию. Расчеты показывают, что в этом случае на зависимости коэффициента прохождения $\tilde{\mathbf{T}}(E)$ (рис. 2, *a* [8]) по-

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

являются заметные флуктуации, обусловленные переотражением электронной волны от эффективных точек поворота. Такое взаимодействие с барьером приводит и к заметному изменению фазовых характеристик электронной волны, приводящее к появлению уменьшающихся при возрастании частоты фликкерных флуктуаций на зависимости времени прохождения электрона $t(E)$ (рис. 2, *b* [8]) через область барьера. Из рис. 2, *b* видно, что они хорошо аппроксимируются характерной для фликкерных шумов зависимостью 1/f.



a *b*

Рис. 2. Квантовомеханический расчет методом матрицы переноса параметров баллистического прохождения электронов с учетом процессов рассеяния на потенциале контакта металл-полупроводник с БШ: коэффициента прохождения $\widetilde{\mathbf{T}}(E)$ – *a*) и времени прохождения $t(E)$ (1/f – аппроксимация) – *b*) [8].

Fig. 2. A quantum-mechanical calculation using transfer matrix method of the ballistic electrons transmission parameters, taking into account the scattering process on the potential of the metal-semiconductor contact with Schottky barrier: transmission coefficient $\widetilde{\mathbf{T}}(E)$ – *a*) and transmission time $t(E)$ (1/f – approximation) – *b*) [8].

3. Заключение

Таким образом, была предложена подробная электрическая компактная модель диодов с вискерами, более точно учитывающая природу токопрохождения в контактах Шоттки, баллистический перенос горячих электронов, размерные и шумовые эффекты, и пригодная для использования в САПР при проектировании МИС по диодным технологиям Меза-Меза в СВЧ, КВЧ и ТГц частотных диапазонах и описана природа фликкер-шумров на высоких частотах.

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

В настоящее время разрабатываются методики по восстановлению значений параметров компактной модели вплоть до ТГц частотного диапазона.

References

[1] Artdrzej Jelenski, Andreas Grub, Viktor Krozer, and Hans L. Hartnagel. New Approach to the Design and the Fabrication of THz Schottky Bamier Diodes // IEEE TRANSACTIONSON MICROWAVETHEORY AND TECHNIQUES, 1993. V.41. No.4. P. 549-557.

[2] Jean-Marie Dieudonn6, Bernd Adelseck, Karl-Ernst Schmegner, Rainer Rittmeyer, Alexander Colquhoun. Technology Related Design of Monolithic Millimeter-Wave Schottky Diode Mixers // IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, 1992. V. 40. No. 7. P. 1466-1474.

[3] www.virginiadiodes.com

[4] Arykov V. S., Dedkova O. A., Gusev A. N., Yushchenko A. Y. L- S-band Schottky Diode Limiter. 20th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology”. 2010. 13-17 September, Sevastopol, Crimea, Ukraine, 147-148. ISBN: 978-966-335-329-6. IEEE Catalog Number: CFP10788.

[5] John W. Archer, Seniormember, IEEE, Roberta. Bachelor, and D. C. J. Smith. Low-Parasitic, Planar Schottky Diodes for Millimeter-Wave Integrated Circuits // IEEE Transactions on Microvave Theory and Techniques. 1990. V. 38, No. 1. P. 15-22.

[6] K. Zeljami, J. Gutierrez, J. P. Pascual, T. Fernandez, A. Tazon, and M. Boussouis. Characterization and Modeling of Schottky Diodes Up To 110 GHz For Use in Both Flip-Chip and Wire-Bonded Assembled Environments // Progress In Electromagnetics Research, 2012. V. 131. P. 457-475.

[7] Torkhov N.A. Whisker diode compact model for THz band. Application number 2016104780 from 11.02.2016.

[8] Torkhov N.A., Eremeev S.V. Current transport in Me.n−n+ structures with Shottky barrier // Fizika i Tekhnika Poluprovodnikov, V. 34, No.1. P. 106–112.

[9] Torkhov N.A. Effect of Ballistic Electron Transport in Metal–n-GaAs–n+-GaAs Schottky-Barrier Structures // 2001. Semiconductors, V. 35, No. 7, P. 788–795.

[10] Torkhov N.A. Effect of the Periphery of Metal–Semiconductor Contacts with Schottky Barriers on their Static Current–Voltage Characteristic // Semiconductors, 2010. V. 44. No. 5. P. 1–12.

[11] Torkhov N.A. Method To Determine the Interface’s Fractal Dimensions of Metal-Semiconductor Electric Contacts from Their Static Instrumental Characteristics // Journal of Surface Investigation. X-ray, Synchrotron and Neutron Techniques. 2010. V. 4. No. 1. P. 45–58.

[12] N.L. Chuprikov // Fizika i Tekhnika Poluprovodnikov, 1996.V. 30, No.3. P. 443.

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

A model of X-band receiver/transmitter module for development of specifications for a mutually consistent set of microwave MMIC

Valery S. Berdyev[1], Igor V. Zimin[1], Maksim M. Mitrofanov[1]
[1]*Moscow Institute of Physics and Technology*
(state university)
Moscow, 117303, Russian Federation
iv.zimin@mail.ru

Abstract: *We consider a model of receiving and transmitting X-band module designed to determine the performance specifications for a mutually consistent set of MMIC. The components of the model and selected criteria to optimize the MMIC characteristics of the receiving and transmitting channels as well as some results of modeling of the MMIC characteristics are presented.*

Keywords: *Monolithic Microwave Integrated Circuit (MMIC), mutually consistent set of MMIC, model of receiving and transmitting module, X-band.*

Модель приемо-передающего модуля X-диапазона для разработки требований к взаимосогласованному комплекту СВЧ МИС

[1]Бердыев В.С., [1]Зимин И.В., [1]Митрофанов М.М.
[1] *Московский физико-технический институт*
(государственный университет)
г. Москва, 117303, Российская Федерация
iv.zimin@mail.ru

Аннотация: *Рассматривается модель приемо-передающего модуля X-диапазона, предназначенная для определения требований к характеристикам взаимосогласованного комплекта СВЧ МИС. Приведены составные части модели и выбранные критерии оптимизации характеристик СВЧ МИС передающего и приемного каналов. Представлены результаты моделирования характеристик СВЧ МИС.*

Ключевые слова: сверхвысокочастотные монолитные интегральные схемы, взаимосогласованный комплект СВЧ МИС, модель приемо-передающего модуля, X-диапазон.

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

1. Введение

В настоящее время при проектировании РЭА отечественные разработчики либо используют готовые импортные СВЧ МИС, либо разрабатывают собственные специализированные СВЧ МИС.

Второй подход представляется более оптимальным, поскольку позволяет добиться характеристик РЭА наиболее близких к заданным. При этом обычно требования к каждому виду СВЧ МИС, входящему в состав РЭА, формулируются отдельно. Вызывает большой интерес разработка таких моделей РЭА, с помощью которых можно было бы сформулировать требования не только к каждой СВЧ МИС, но и ко всему комплекту СВЧ МИС, входящему в состав РЭА, в целом. Важность рассмотрения такой задачи обусловлена тем, что этом случае имеется возможность заранее сделать комплект СВЧ МИС взаимосогласованным, что позволяет сократить время разработчика на следующих этапах разработки.

Это означает, что комплект СВЧ МИС взаимосогласован не только по электрическим характеристикам входных и выходных сигналов каждого из видов СВЧ МИС, но и по всему комплексу технических характеристик в целом.

В настоящее время имеется достаточно большое число работ по исследованию различных моделей конкретных СВЧ МИС, входящих в состав приемо-передающих модулей (ППМ) [1-4]. Речь идет о моделях фазовращателей, атеннюаторов, усилителей мощности, МШУ и т.д..

Однако авторам не известны работы, посвященные разработке моделей приемо-передающих модулей в целом, используя которые можно было бы сформулировать упомянутые выше требования к комплекту СВЧ МИС в целом.

В данной работе представлены результаты разработки модели приемо-передающего модуля (ППМ) X-диапазона.

Модель предназначена для разработки требований к характеристикам взаимосогласованного комплекта СВЧ МИС, входящего в состав ППМ. Она была реализована в среде AWR Design Environment.

2. Модель приемо-передающего модуля

Рассматриваемый в работе ППМ состоит из 16 одинаковых каналов.

Рабочий диапазон частот составляет ($f_o \pm 0{,}5$) ГГц, где f_o - центральная частота сигнала в X-диапазоне.

Выходная импульсная мощность на передачу $P_{выхпер}$ в каждом приемо-передающем канале ППМ должна быть не менее 7 Вт.

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

В каждом канале ППМ должен быть обеспечен коэффициент усиления $К_{упр}$ не менее 25 дБ.

Коэффициент шума $К_ш$, приведенный к любому из 16 входов приемных каналов при нулевом состоянии аттенюатора должен быть не более 4,5 дБ.

Поскольку СВЧ МИС находятся непосредственно в приемо-передающих каналах ППМ, то именно модели передающего и приемного каналов являются определяющими.

Передающий канал ППМ состоит из следующих СВЧ МИС:

- предварительная МИС (предварительный усилитель передающего тракта);
- цифровой 6-разрядный фазовращатель передающего тракта;
- предвыходная МИС (усилитель передающего тракта);
- выходная МИС (выходной усилитель передающего тракта).

Структурная схема передающего канала приемо-передающего модуля представлена на Рис. 1.

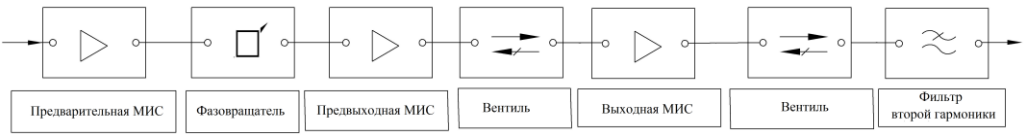


Рис. 1. Структурная схема передающего канала ППМ.

Fig. 1. Block diagram of the transmission channel of R/T module.

Параметры, которые подлежат определению – это технические характеристики активных и пассивных СВЧ МИС, входящих в передающий канал ППМ. Для предварительной, предвыходной и выходной МИС такими характеристиками являются выходная мощность $Р_{вых}$ и коэффициент усиления $К_{у.}$ Для фазовращателя - вносимые потери $\delta_{фв}$.

Для передающего канала в качестве критерия оптимизации выбран заданный уровень выходной мощности при ограничении коэффициента усиления.

Таким образом задача формулируется следующим образом:

найти значения характеристик СВЧ МИС $Р_{вых,}$ $К_у$ и $\delta_{фв}$, при которых выходная импульсная мощность на передачу $Р_{выхпер}$ не менее заданной при ограничении коэффициента усиления $К_{упер}$.

Приемный канал ППМ состоит из следующих СВЧ МИС:

- МИС - защитное устройство (ЗУ) приемного тракта;
- приемная МИС - малошумящий усилитель (МШУ) приемного

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

тракта;

- цифровой 6-разрядный аттенюатор (АТТ) приемного тракта;
- еще одна приемная МИС – МШУ приемного тракта;
- цифровой 6-разрядный фазовращатель (ФВ) приемного тракта.

Структурная схема приемного канала приемо-передающего модуля представлена на Рис. 2.

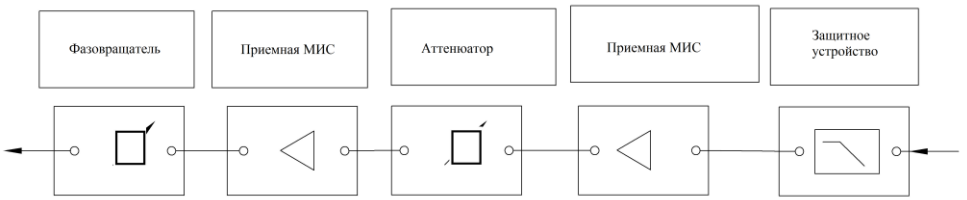


Рис. 2. Структурная схема приемного канала ППМ.

Fig. 2. Block diagram of the receiving channel of R/T module.

Параметры, которые подлежат определению – это технические характеристики активных и пассивных СВЧ МИС, входящих в приемный канал ППМ. Для МШУ такой характеристикой является коэффициент усиления $К_{у.}$ Для фазовращателя, атеннюатора и защитного устройства - вносимые потери $\delta_{фв}$, $\delta_{ат.}$и $\delta_{зу.}$

Для приемного канала в качестве критерия выбран минимальный уровень коэффициента шума $К_{ш}$ при заданном коэффициенте усиления $К_{упр}$.

Таким образом задача формулируется следующим образом:

найти значения характеристик СВЧ МИС $К_{у}$ и $\delta_{фв}$, $\delta_{ат.}$и $\delta_{зу}$, при которых достигается минимум коэффициента шума $К_{ш}$ при заданном коэффициенте усиления $К_{упр}$.

3. Результаты моделирования характеристик СВЧ МИС

С помощью модели было проведено моделирование характеристик СВЧ МИС передающего и приемного каналов ППМ.

В качестве начальных значений для характеристик СВЧ МИС передающего канала были выбраны следующие:

предварительная МИС: выходная мощность $Р_{вых}$ – 0,2 Вт, коэффициент усиления $К_{у}$ – 23 дБ;

цифровой 6-разрядный фазовращатель: вносимые потери $\delta_{фв}$ – 6 дБ;

предвыходная МИС: выходная мощность $Р_{вых}$ – 1 Вт, коэффициент

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

усиления $К_у$ – 20 дБ;

выходная МИС: выходная мощность $Р_{вых}$ – 10 Вт, коэффициент усиления $К_у$ – 20 дБ.

Для заданного набора характеристик СВЧ МИС в среде САПР AWR Design Environment рассчитывались выходная мощность передающего канала ППМ $Р_{выхпер}$ при ограничении на коэффициент усиления $К_{упер}$ в заданной полосе частот.

Далее характеристики СВЧ МИС изменялись от начальных значений в сторону ухудшения результирующих характеристик передающего канала ППМ. Итерационный процесс прекращался, если при очередном шаге нарушалось выполнение критерия оптимизации.

На Рис. 3 представлен график зависимости выходной мощности (в дБм) передающего канала ППМ $Р_{выхпер}$ от частоты при значении выходной мощности выходной МИС $Р_{вых}$=7.9 Вт (39 дБм).

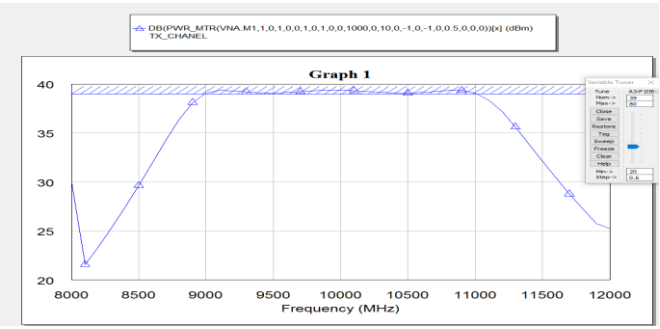


Рис. 3. График зависимости выходной мощности (в дБм) передающего канала от частоты при значениях выходной мощности в выходной СВЧ МИС 7,9 Вт (39 дБм).

Fig. 3. Dependence of the transmission channel power (dBm) on frequency at the output power 7,9 W (39 dBm) in the output MMIC.

Анализ графика показывает, что при выходной мощности выходной МИС $Р_{вых}$=7,9 Вт выходная мощность передающего канала $Р_{выхпер}$ не превышает необходимой величины 7 Вт. Это говорит о том, что значение выходной мощности выходной МИС $Р_{вых}$=7,9 Вт является граничным, т.е. при значениях $Р_{вых}$ меньше 7.9 Вт выходная мощность передающего канала $Р_{выхпер}$ становится меньше требуемой.

Расчеты зависимости коэффициента усиления передающего канала от частоты при различных значениях коэффициента усиления выходной МИС показывают, что $К_{упер}$ что сохраняет значение не менее 25 дБ вплоть до значений $К_у$ выходной МИС в 5дБ.

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

В качестве начальных значений для характеристик СВЧ МИС приемного канала выбирались следующие:

защитное устройство: вносимые потери $\delta_{зу}$ – 6 дБ;

приемная МИС-МШУ: коэффициент усиления $К_у$ – не менее 22 дБ;

аттенюатор: вносимые потери $\delta_{ат}$. – 5,5 дБ;

еще одна приемная МИС-МШУ: коэффициент усиления $К_у$ – не менее 22 дБ;.

фазовращатель: вносимые потери $\delta_{фв}$ – 6 дБ.

Для заданного набора характеристик СВЧ МИС в среде САПР AWR Design Environment рассчитывался коэффициент шума приемного канала при ограничении на коэффициент усиления в рабочем диапазоне частот.

Далее характеристики СВЧ МИС изменялись от начальных значений в сторону ухудшения результирующих характеристик передающего канала ППМ. Итерационный процесс прекращался, если при очередном шаге нарушалось выполнение критерия оптимизации.

На Рис. 4 представлен график изменения коэффициента шума (в дБ) приемного канала при значении потерь в защитном устройстве $\delta_{зу}$=1.5 дБ.

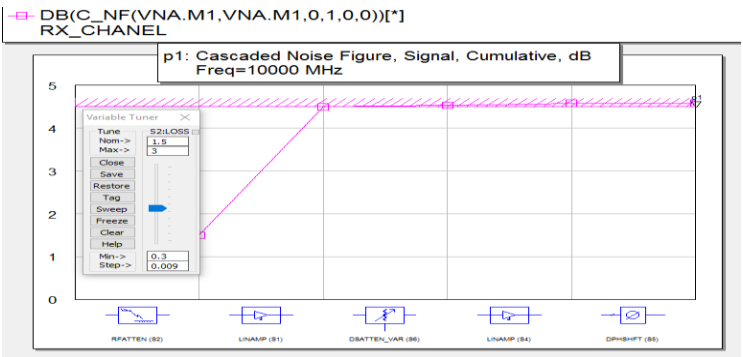


Рис. 4. График изменения $К_ш$ при значении потерь в защитном устойстве 1.5 дБ.

Fig. 4. Behavior of K_n at the losses of 1.5 dB in the protector.

Данные графика говорят о том, что значение потерь в защитном устойстве $\delta_{зу}$=1.5 дБ является граничным, поскольку при превышении его коэффициента шума становится больше требуемого.

4. Заключение

Рассмотренная в работе модель приемо-передающего модуля X-диапазона была использована для моделирования характеристик СВЧ

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

МИС передающего и приемного каналов ППМ. Приведенные примеры моделирования показывают, что модель позволяет определять допустимые диапазоны изменения этих характеристик, что в свою очередь позволяет сформулировать требования к взаимосогласованному комплекту СВЧ МИС, входящему в состав ППМ.

Источники финансирования

Доклад подготовлен по итогам исследования (уникальный идентификатор RFMEFI57815X0105), проведенного в рамках составной части комплексного проекта федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014 —2020 годы».

Список литературы

[1] Коколов А.А., Шеерман Ф.И., Бабак. Л.И. Обзор математических моделей // Доклады ТУСУРа. 2010. часть 1. № 2 (22).

[2] Golio M. RF and microwave circuits, measurements and modeling. Second edition // CRC Press. Taylor & Francis Group. LLC. 2008. P.1954.

[3] Angelov I., Rorsman N., Stenarson J., Garcia M., Zirath H. An Empirical Table-Based FET Model // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 2002. V. 37. № 5. P. 605–616.

[4] Curtice W.R., Ettenberg M. A Nonlinear GaAs FET Model for Use in the Design of Output Circuitsfor Power Amplifier // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1985. V. 33. № 12. P. 1383–1394.

References

[1] Kokolov A.A., Sheerman F.I., Babak. L.I. [Review of mathematical models]. *Доклады ТУСУРа*, 2010, part 1, № 2 (22). (In Russian).

[2] Golio M. RF and microwave circuits, measurements and modeling. Second edition. *CRC Pres, Taylor & Francis Group, LLC,* 2008, p.1954.

[3] Angelov I., Rorsman N., Stenarson J., Garcia M., Zirath H. An Empirical Table-Based FET Model. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 2002, vol. 37, no. 5, pp. 605 - 616.

[4] Curtice W.R., Ettenberg M. A Nonlinear GaAs FET Model for Use in the Design of Output Circuitsfor Power Amplifier. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1985, vol. 33, no. 12, pp. 1383 – 1394.

Acknowledgements

The paper is based on the research results (unique identification number RFME-FI57815X0105) obtained in the framework of an integrated project included in the federal target program «Research and development in priority areas of Russian scientific and technological complex in the years 2014 -2020».

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

Solid-state modules for the generation of microwave radiation in the frequency range up to 200 GHz

Nikolay F. Karushkin[1], Ilya A. Obukhov[2], Valery M. Balabanov[2], Elizaveta A. Smirnova[3]
[1]*State Research Institute «Orion»*
Kiev,03680, Ukraine
[2]*Research & Development Company "System Recourses",*
Moscow, 141070, Russian Federation
[3]*Moscow State University n.a. M.V. Lomonosov,*
Moscow, 119991, Russian Federation
el_smirnova@systemres.ru

Abstract: *This report examines the possibility of IMPATT diode applications for the generation of microwaves and frequency multiplication for the range of 100-300 GHz. Energy and impedance characteristics of avalanche diode in the case are researched. The calculations results of the values of the elements of equivalent circuit of the IMPATT diode oscillator are presented.*

Keywords: *IMPATT diodes, frequency multiplication, modeling.*

Твердотельные модули для генерации СВЧ-излучения в диапазоне частот до 200 ГГц

[1]Карушкин Н.Ф., [2]Обухов И.А., [2]Балабанов В.М., [3]Смирнова Е.А.
[1]*Научно-исследовательский институт «Орион»,*
г. Киев, 03680, Украина
[2]*НПП «Системные Ресурсы»,*
г. Москва, 141070, Российская Федерация
[3] *Московский государственный университет им. М.В. Ломоносова,*
г. Москва, 119991, Российская Федерация
el_smirnova@systemres.ru.

Аннотация: *Рассмотрена возможность применения лавинно-пролетного диода для генерации и умножения частоты в диапазоне 100-300 ГГц. Исследованы энергетические и импедансные характеристики прибора в корпусе. Представлены результаты расчетов значений параметров элементов эквивалентной схемы.*

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

Ключевые слова: лавинно-пролетный диод, умножение частоты, моделирование.

1. Введение

Создание высокостабильных генераторов в диапазоне частот 200–300 ГГц представляет значительный интерес, так как они позволяют обеспечить недоступные в других участках спектра информативность и помехоустойчивость, одновременно минимизируя массогабаритные характеристики и параметры энергопотребления. Один из способов построения таких источников основан на применении лавинно-пролётных диодов (ЛПД) в режиме эффективного преобразования частоты высокостабильного низкочастотного сигнала [1,2,3]. Этот режим обеспечивает уровень мощности выходного сигнала на N-ой гармонике $P_{вых} \sim 1/n$, что существенно превосходит достижимые характеристики умножителей на диодах с накоплением заряда, для которых $P_{вых} \sim 1/n^2$ [4]. Теоретическое рассмотрение характеристик умножителя частоты на ЛПД основано на схеме включения диода в СВЧ-цепь генератора и подведении к ЛПД напряжения $U(t) = U_0 + U_m\sin(\omega t)$. В результате действия опорного напряжения с частотой ω при достаточно большой амплитуде $U_н$ в высокочастотной цепи, в течение временных интервалов τ_n, проходят импульсы высокой частоты ω_0, лежащие в рабочей полосе частот генератора. При определённых условиях происходит фазовая синхронизация высокочастотных колебаний n-ой гармоники опорного сигнала и в результате возникает последовательность когерентных СВЧ-сигналов с частотой $\omega_0 = n\omega$.

Механизм преобразования высокой кратности с применением ЛПД в настоящее время полностью не раскрыт и в разных работах трактуется неоднозначно. В одних работах полагается, что прежде всего, значительная нелинейность лавинного процесса в ЛПД играет первостепенную роль в достижении высокой эффективности умножения частоты и при этом анализируются методы обострения импульсов тока через диод с целью увеличения содержания гармоник. В других работах [5,6] показывается, что высокая эффективность активного умножения частоты на ЛПД определяется в основном механизмом возбуждения колебаний $I_m(t)$ в пределах длительности тока через диод и фазовой синхронизацией этих СВЧ-колебаний гармониками периодической последовательности импульсов тока. Механизм активного умножения частоты в электронных приборах известен и описан в книге [7].

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

2. Модель

Более точное представление о работе ЛПД в режиме умножения даёт её исследование в самосогласованном режиме. В нашем случае такие исследования проводились в предположении, что на ЛПД подаётся напряжение смещения и заданное напряжение низкой частоты, а нагрузкой ЛПД является параллельный контур, настроенный на высокую частоту. Эквивалентная схема представлена на рис. 1.

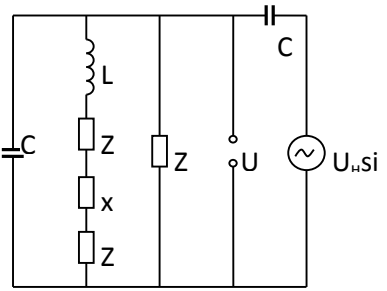


Рис. 1. Схема замещения генератора на ЛПД
Fig. 1. The equivalent circuit of the IMPATT diode oscillator

Здесь приняты следующие обозначения: $C_к$ – ёмкость корпуса; r_s – сопротивление растекания; L_s – индуктивность контактов; r_d – отрицательное сопротивление ЛПД; x_d – реактивное сопротивление диодной структуры ЛПД; $Z_н$ – сопротивление нагрузки.

Эта схема не учитывает ряда особенностей, связанных с управлением током ЛПД. Совместное решение уравнений, описывающих процессы в ЛПД и в контуре в принципе позволяет исследовать характер высокочастотных колебаний в нагрузке контура (амплитуду колебаний, её зависимость от времени, частоту колебаний, возможность самовозбуждения). В нашем случае параметры контура подбирались таким образом, чтобы частота генерации в режиме самовозбуждения была выше частоты низкочастотного сигнала на заданную величину.

Важным является вопрос о том, определяется ли частота и фаза ВЧ-колебаний только частотой и фазой низкочастотного сигнала, который предполагается высокостабильным, либо они зависят от других факторов. Как показано в [6], если фаза ВЧ-колебаний в момент появления нового импульса колебаний постоянна относительно фазы низкочастотного напряжения, то спектр колебаний не будет зависеть от частоты контура

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

(которая может быть нестабильной), а определяется только частотой низкочастотного сигнала, что и требуется для эффектной синхронизации. Как правило, в режиме самовозбуждения ГЛПД синхронизация наблюдается только в очень узкой полосе. В режиме усиления на отрицательном сопротивлении ЛПД синхронизация наблюдается в достаточно широком интервале изменений низкой частоты.

Несмотря на потенциальные возможности работы ЛПД на очень высоких частотах, следует отметить, что существует целый ряд явлений, ограничивающих работу ЛПД в этом диапазоне частот. Одним из основных ограничений является влияние последовательного сопротивления растекания подложки и сопротивления контактов. С увеличением частоты удельное отрицательное сопротивление активного слоя ЛПД падает, и частота на которой сопротивление растекания становится равным отрицательному сопротивлению, является предельной для данного диода.

Особое внимание при разработке генераторов и умножителей в коротковолновой части миллиметрового диапазона следует обращать на тепловые режимы работы диода, поскольку, перегрев *p*–*n*-перехода может не позволить реализовать для данного диапазона необходимое значение плотности тока. Важной причиной, ограничивающей выходную мощность ЛПД на высоких частотах, является трудность согласования очень малого импеданса диода с импедансом внешней электродинамической СВЧ-системы.

Анализ импедансных амплитудно-частотных характеристик ЛПД показывает, что при величинах амплитуд сигнала, соответствующих максимальной электронной мощности, оптимальном диаметре *p*–*n*-перехода модуль отрицательного сопротивления полупроводниковой структуры не превышает 1–1,5 Ом. В связи с этим, при непосредственном включении ЛПД в высокочастотную цепь с нагрузкой, равной волновому сопротивлению линии передачи $Z_в$, необходимо обеспечить высокий коэффициент трансформации активной составляющей импеданса нагрузки. Обеспечение высоких коэффициентов трансформации импеданса диода при включении его в цепь СВЧ и является основной особенностью создания высокочастотных систем генераторно-преобразовательных и усилительных устройств на ЛПД с минимальными энергетическими потерями. При выполнении такого трансформатора с минимальными собственными потерями и коэффициентом трансформации импедансов (К) в высокочастотную цепь включают трансформированные отрицательные сопротивления диода, модуль которого превышает сопротивление потерь в

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

цепи включения диода. В нашем случае в качестве трансформатора импеданса целесообразно рассматривать диэлектрический корпус диода.

3. Результаты расчета

На рис. 2 представлены результаты расчёта КСВН и коэффициента отражения высокочастотной системы с ЛПД, эквивалентная схема которой изображена на рис. 1. Видно, что на частотах 200–300 ГГц выполняется условие резонанса высокочастотной цепи ЛПД при следующих значениях параметров: $C_к$ = 0,025 пФ, L_s = 0,025 нГн, r_s = 0,5 Ом, d_{pn} = 20 мкм, $–r_d$ = 0,8–1,5 Ом.

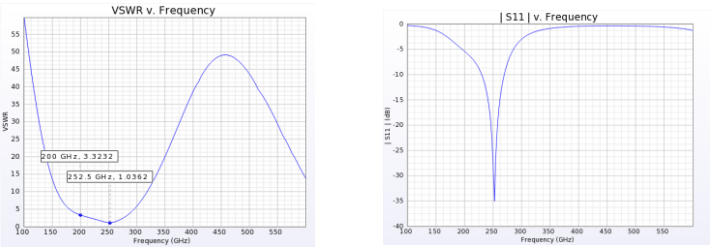


Рис. 2. КСВН и коэффициент отражения корпусированного диода
Fig. 2. VSWR and S11 of the diode in the case

На рис. 3 представлены зависимости мощности СВЧ в нагрузке контура, отнесённой к единице площади кристалла от фазы низкочастотного сигнала.

Из графика рис. 3 видно, что резкое снижение выходной мощности при изменении номера гармоники умножителя не наблюдается, как это могло бы следовать из простого спектрального разложения формы тока. Таким образом, анализ зависимости выходной мощности от режима, работы и параметров внешней электродинамической системы позволяют сделать вывод, что радиоимпульсное умножение происходит одновременно с усилением сигнала ВЧ-гармонической составляющей.

При увеличении добротности ВЧ-контура максимальные значения выходной СВЧ-мощности резко падают, так как колебания в контуре нарастают медленнее. Кроме того, при увеличении добротности срыв режима синхронизации (т.е. граница области, где фаза ВЧ-колебаний привязана к периоду НЧ-колебаний) наблюдается при меньших плотностях тока. Таким образом, для обеспечения оптимальной работы ЛПД в режиме умножения добротность ВЧ-контура должна быть минимальной.

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

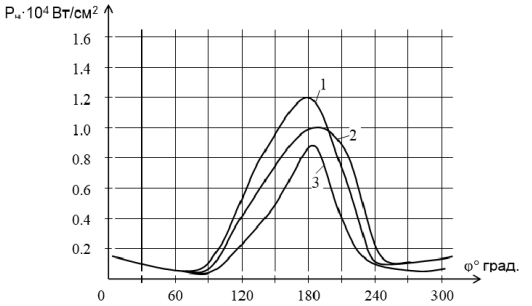


Рис. 3. Зависимость выходной мощности ($P_н$) в нагрузке ВЧ-контура от фазы φ напряжения НЧ при различных значениях подводимой низкой частоты
$1 – \omega_0/\omega_{нч} = 10$; $2 – \omega_0/\omega_{нч} = 15$; $3 – \omega_0/\omega_{нч} = 20$
Fig. 3. Dependence of output power ($P_н$) in loading of HF - circuit from a phase φ of LF voltage in the cases of different values of the low frequency
$1 – \omega_0/\omega_{lf} = 10$; $2 – \omega_0/\omega_{lf} = 15$; $3 – \omega_0/\omega_{lf} = 20$

Важным фактором для получения оптимальных характеристик умножителя является оптимизация профиля легирования структуры диода, которая позволяет уменьшить сопротивление области пролёта при напряжении на диоде меньшем напряжения прокола и удаляет область лавинного резонанса от рабочей области частот. Нарастание колебаний возникает при токе питания $I_0(t)$, превышающей пусковой ток I_n. При введении в цепь питания внешнего гармонического сигнала с частотой ω на определённых временных интервалах при условии $I_0 > I_n$, суммарное сопротивление контура $R_\Sigma = (-r_d + r_s) < 0$, т.е. возникают условия для нарастания колебаний в высокочастотной цепи nω, близкой к собственной частоте ω_0.

4. Заключение

Приведённое рассмотрение работы активного умножителя частоты на ЛПД высокой кратности в диапазоне до 300 ГГц позволяет сделать следующие выводы:

1. Эффективное умножение частоты достигается при реализации резонанса высокочастотной цепи ЛПД. При этом необходимо обеспечить условие $X_d < 1/\omega_0 C_k b$ и удалить область лавинного резонанса из рабочей полосы частот. Последнее можно достичь формированием профиля легирования структуры, близкой к *p–i–n*-диоду.

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

2. Параметры высокочастотной цепи целесообразно выбирать такими, при которых её добротность минимальна и выполняется условие резонанса вблизи рабочей частоты ω_0.

3. Принципиально важным является обеспечение эффективного теплоотвода от диода.

Список литературы

[1] Rolland P.A., Constatnt E., Derycke A., Michel J. [Multiplication de frequence par diode an avalanche en ondes millimetriques]. *Acta Electronica*. 1973, vol.17, no 2, pp.213 - 228.

[2] Rolland P.A., Waterkowski J. L., Constatnt E., Salmer G [New model of operation for Avalanche Diodes: Frequency Multiplication and Upconversion]. *IEEE Trans. MTT* 1976, vol.24, no 11, pp. 768-775.

[3] Белоусов Н.П., Гудзь И.А., Новожилов В.В., Чайка В.Е. Исследование характеристик кремниевых ЛПД в коротковолновой части миллиметрового диапазона//Электронная техника. – Сер. 1. - Электроника СВЧ – Вып. 2. – 1979. – С. 55 - 63.

[4] Соболев А.И., Котов Ю.А., Модестов Л.А. Умножители частоты сверхвысокой кратности// Полупроводниковые приборы и их применение. – Вып. 23. – М.: 1970. – С. 109-132.

[5] Касаткин Л.В., Чайка В.Е. / Полупроводниковые устройства диапазона миллиметровых волн. Севастополь: Вебер. 2006. 319 с.

[6] Дворниченко В.П., Карушкин Н.Ф., Мальцев С.Б., Чайка В.Е. Работа ЛПД в режиме радиоимпульсного умножения частоты // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. 1985. Вып. 4.

[7] Григулович В.И., Иммореев И.Я. / Радиоимпульсное преобразование частоты. Москва: Сов. Радио, 1966. 335 с.

References

[1] Rolland P.A., Constatnt E., Derycke A., Michel J. Multiplication de frequence par diode an avalanche en ondes millimetriques. *Acta Electronica*, 1973, Vol. 17, No 2, pp. 213 - 228.

[2] Rolland P.A., Waterkowski J. L., Constatnt E., Salmer G. New Model of Operation for Avalanche Diodes: Frequency Multiplication and Upconversion. *IEEE Trans. MTT*, 1976, Vol.24, No 11, pp. 768-775.

[3] Belousov N.P., Gudz I.A., Novozhilov V.V., Chajka V.E. [Investigation of characteristics of silicon IMPATT diodes in the short wavelength part of the millimeter band]. *Electronic equipment.* 1979, No 2, pp. 55-63. (In Russian).

[4] Sobolev A.I., Kotov Y.A., Modestov L.A. [Frequency multipliers ultra-high multiplicity]. *Semiconductor devices and their application*. 1970, No 23, pp. 109-132. (In Russian).

[5] Kasatkin L.V, Chajka V.E. *Semiconductor Devices for Millimeters Range of Waves*. Sevastopol, Veber, 2006, 319 p. (In Russian).

[6] Dvornicshenko V.P., Karushkin N.F., Malt'sev S.B, Chajka V.E. [IMPATT Diode Functioning in Regime of Frequency Multiplication]. Electronnaj Technika. Ser. 1. Electronika SVCH, No 4, 1985 (In Russian).

[7] Grigulovicsh V.I., Immoreev I. Ja. *Radio-Impulse Frequency Transformation*. Moscow, Sov. Radio, 1966, 335 p. (In Russian).

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

Model of 10 – 30 GHz dynamic chaos generator

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: *Possibility of forming ultrawideband chaotic oscillations of 10-30 GHz frequency band using modern microelectronic technologies is investigated. A model of chaotic generator on 130-nm Si-Ge technology library elements is proposed and designed. Dynamics of oscillation modes is investigated, generator's efficiency is analyzed.*

Keywords: *ultrawideband signal, chaotic oscillations, chaos generator, microwave band, Si-Ge technology.*

Модель генератора динамического хаоса диапазона 10 – 30 ГГц

[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 исследуется возможность формирования сверхширокополосных хаотических колебаний в диапазоне частот 10-30 ГГц на основе современных технологий микроэлектроники. Предложена и разработана модель генератора хаотических колебаний на основе элементов библиотеки кремний-германиевой технологии 130 нм. Исследована динамика колебательных режимов и проведен анализ энергоэффективности генератора.*

Ключевые слова*: сверхширокополосный сигнал, хаотические колебания, генератор хаоса, микроволновой диапазон, кремний-германиевая технология.*

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

1. Введение

Активное исследование и разработка беспроводных сверхширокополосных коммуникационных систем на основе хаотических сигналов [1] и перспективы их применения в сверхширокополосных беспроводных сетях связи [2-4], требуют создания соответствующей возникающим задачам элементной базы, в частности генераторов хаотических колебаний. На сегодняшний день предложен и апробирован подход к разработке источников хаоса микроволнового диапазона на основе автоколебательных систем с сосредоточенными параметрами [5]. Разработан и изготовлен ряд устройств на дискретных элементах, обеспечивающих генерацию хаотических колебаний в различных участках диапазона 3-10 Гц [6-7]. Показана возможность создания генераторов хаотических колебаний микроволнового диапазона в виде интегральных микросхем и получены экспериментальные образцы источников хаоса на кремний-германиевой технологии 250 нм, генерирующие полосовой хаотический сигнал в диапазоне 3-7 ГГц [8]. Дальнейшее развитие сверхширокополосных источников хаоса и их потенциальное применение в задачах передачи информации, радиолокации, навигации, в сенсорных сетях и робототехнических системах, требует освоения новых диапазонов радиочастотного спектра.

Данная работа посвящена разработке генератора сверхширокополосных хаотических колебаний микроволнового диапазона 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 [8]. В работе показано хорошее соответствие между схемотехнической моделью на основе элементов технологической библиотеки и экспериментальным образцом интегральной микросхемы в условиях высокой чувствительности режимов нелинейной динамической системы к значениям параметров. Экспериментальный образец интегральной микросхемы генератора хаоса продемонстрировал хорошую воспроизводимость характеристик от образца к образцу. Это позволяет использовать предложенный подход для разработки генераторов в других диапазонах частот и на других технологиях.

Предварительные расчеты показали, что в генераторе на технологии 250 нм можно получить хаотические колебания в диапазоне частот выше 10 ГГц. Однако энергетическая эффективность такой системы крайне низкая, поскольку основная мощность колебаний сосредоточена ниже 10 ГГц.

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

Для создания генератора хаотических колебаний диапазона 10-30 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.

Принципиальная схема генератора хаоса представлена на рис. 1.

Автоколебательная система представляет собой активный элемент (биполярный транзистор) и пассивный четырехполюсник, замкнутые в кольцо обратной связи. Сигнал циркулирующий в кольце обратной связи отводится через дополнительный элемент, представляющий собой по сути фильтр высоких частот. Этот элемент играет в системе двоякую роль. С одной стороны он ограничивает полосу частот сигнала снизу. С другой стороны за счет отсутствия буферного элемента между основной петлей обратной связи и фильтром он непосредственно участвует в формировании динамики системы.

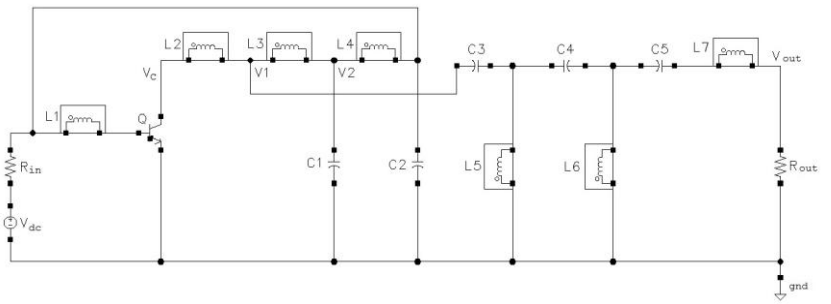


Рис. 1. Электрическая схема генератора.
Fig. 1. Electric scheme of the generator.

3. Исследование динамики модели генератора

При моделировании использовались элементы технологической библиотеки кремний германиевой технологии IHP 130 нм.

Значения параметров элементов были подобраны так, чтобы основная мощность генерируемых хаотических колебаний лежала в диапазоне

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

частот 10-30 ГГц. На рис. 2 приведена биффуркационная диаграмма режимов модели генератора. На рис. 3 показана зависимость спектральной плотности мощности от частоты для нескольких режимов генератора.

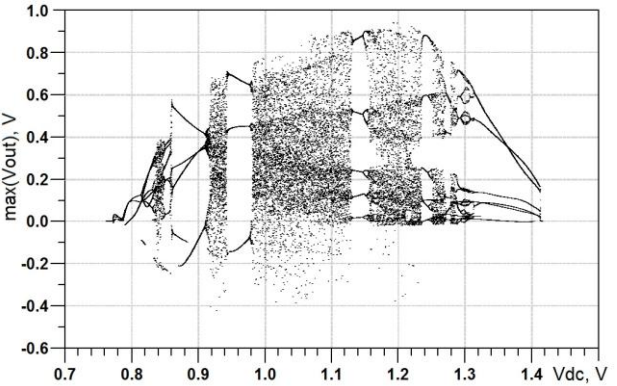


Рис. 2. Бифуркационная диаграмма режимов генератора.
Fig. 2. Genereter mode bifurcation diagram.

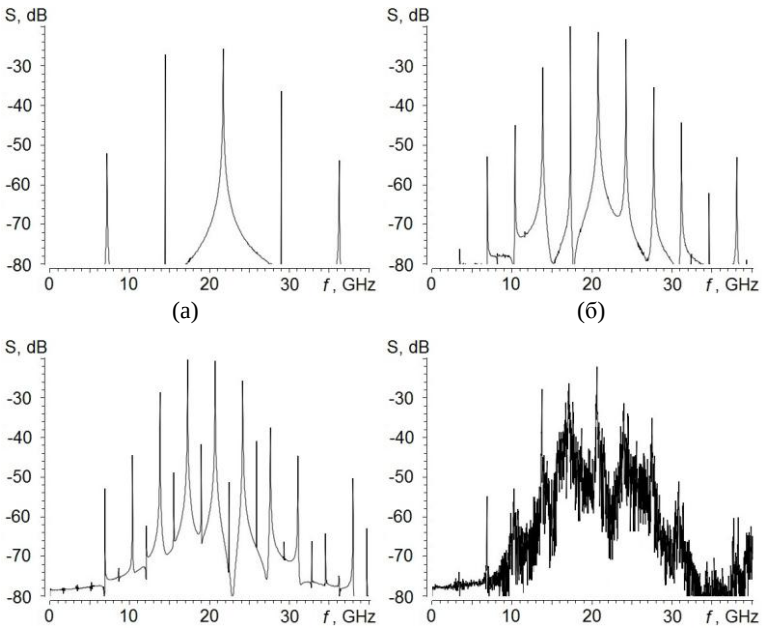


Рис. 3. Зависимость спектральной плотности мощности от частоты, а) Vdc =0.81 В, б) Vdc =0.83 В, в) Vdc =0.833 В, г) Vdc =0.84 В
Fig. 3. Power spectrum density of generator vs frequency, a) Vdc =0.81 V, b) Vdc =0.83 V, c) Vdc =0.833 V, d) Vdc =0.84 V.

Copyright © 2016 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. 3а). Затем происходит ряд бифуркаций удвоения периода (рис.3б, 3в) с последующим переходом к хаотическому режиму (рис. 3г). В дальнейшем наблюдется чередование зон хаотических и периодических режимов колебаний. Как видно из диаграммы в интервале значений напряжения питания от Vdc=0.98 В до Vdc=1.12 В наблюдается широкая зона хаотических режимов.

В качестве рабочего режима выбран режим из середины этой зоны. На рис. 4 показаны фрагмент временной реализации сигнала при Vdc=1.05 В, зависимость спектральной плотности мощности от частоты и проекция фазового портрета автоколебательной системы на плоскость значений напряжений Vout и V1.

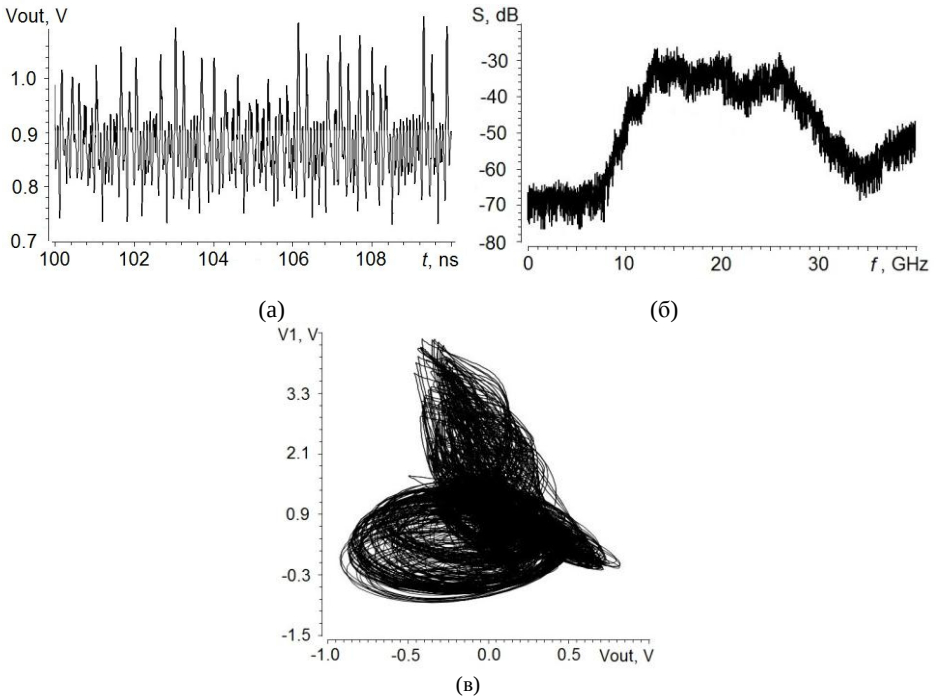


Рис. 4 Vdc=1.05 В. а) Фрагмент временной реализации сигнала, б) зависимость спектральной плотности мощности от частоты, в) проекция фазового портрета автоколебательной системы на плоскость значений напряжений Vout и V1.

Fig. 4. Vdc=1.05 V. a) Waveform, b) power spectrum density, c) phase portrait projection on Vout vs V1 plane.

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

В рассматриваемом режиме генератор обеспечивает формирование сверхширокополосных хаотических колебаний в полосе частот 10-30 ГГц. Мощность, поглощаемая генератором от источника питания равна 17.7 мВт, мощность генерируемого хаотического сигнала равна 1.68 мВт, коэффициент полезного действия системы 9%.

4. Заключение

Показана возможность формирования сверхширокополосных хаотических колебаний в диапазоне частот 10-30 ГГц в системе на основе кремний-германиевой технологии 130 нм. Разработана и исследована модель генератора хаотических колебаний, проведен анализ энергоэффективности системы. Модель генератора может быть использована для разработки экспериментального макета микросхемы генератора хаотических колебаний диапазона 10-30 ГГц на основе кремний-германиевой технологии 130 нм.

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] IEEE 802.15.4a Standard for Information technology; Am. 1: Add Alternate PHYs //2007.

[3] IEEE P802.15.6/D01 // 2010.

[4] Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Клецов А.В., Кузьмин Л.В., Лактюшкин А.М., Юркин В. Ю. Сверхширокополосная беспроводная связь и сенсорные сети // Радиотехника и электроника. 2008. Т. 53. №10. С. 1278-1289.

[5] Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Панас А.И., Максимов Н.А. Генерация хаоса – М.: Техносфера, 2012, 424 с.

[6] 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.

[7] 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.

[8] Ефремова Е.В. Генератор сверхширокополосных хаотических колебаний СВЧ диапазона в интегральном исполнении // Труды науч. конф. «V Всероссийские Армандовские чтения». Муром. Россия. 2015. С. 18-22.

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

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] IEEE 802.15.4a Standard for Information technology; Am. 1: Add Alternate PHYs //2007.

[3] IEEE P802.15.6/D01 // 2010.

[4] Dmitriev A.S., Efremova E.V., Kletsov A.V., Kuzmin L.V., Laktyushkin A.M., Yurkin V.Yu. [UWB wireless communications and sensor networks] Radiotekhnika i elektronika, 2008, vol. 53, no. 10, pp. 1278-1289 (in Russian).

[5] Dmitriev A.S., Efremova E.V., Panas A.I., Maksimov N.A. [Generation of chaos]. Tekhnosfera, Moscow, 2012, 424 p. (in Russian).

[6] 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).

[7] 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).

[8] Efremova E.V. [Generator IC of ultrawideband microwave chaotic oscillations]. Proc.V Nat. Scientific Radiophysics Conf. in memory of N.A. Armand, Murom, Russia, 2015 (in Russian).

Acknowledgements

This study is supported the Russian Science Foundation (project №16-19-00084).

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

Irregular computational grid for the simulation of submicron semiconductor structures

[1]Grigoriy V. Kilessa, [1]Ernest E. Asanov,
[1]Sergey A. Zuev, [1]Vladimir V. Starostenko
[1] *V.I. Vernadsky Crimean Federal University*
Simferopol, 295007, Russian Federation
kilessa@gmail.com

Abstract: *The article introduces an approach of using a non-uniform computational grid for simulation of semiconductor devices Monte Carlo on the example of MESFET n-GaAs. It contains an analysis of its effectiveness and it is shown that the greatest computational cost optimization can be achieved for the calculation of the Boltzmann equation. Also in question is affected by the implemented algorithm parallelization and given the calculation results on a multi-core CPU.*

Keywords: *irregular computational grid, the Monte Carlo method, semiconductor film.*

Неравномерная расчетная сетка для моделирования субмикронных полупроводниковых структур

[1]Килесса Г.В., [1]Асанов Э.Э., [1]Зуев С.А., [1]Старостенко В. В.
[1]*Крымский федеральный университет им. В. И. Вернадского*
г. Симферополь, 295000, Российская Федерация
kilessa@gmail.com

Аннотация: *В работе предложен подход, использующий неравномерную расчетную сетку для моделирования полупроводниковых приборов методом Монте-Карло на примере ПТШ на n-GaAs. Проанализирована его эффективность и показано, что наибольшей оптимизации вычислительных затрат удается достичь при решении уравнения Больцмана. В работе затрагивается вопрос распараллеливания реализованного алгоритма и приводятся результаты расчета на многоядерном CPU.*

Ключевые слова: неравномерная расчетная сетка, метод Монте-Карло, полупроводниковые плёнки.

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

1. Введение

Метод Монте-Карло получил широкое применение в моделировании субмикронных полупроводниковых приборов и структур [1]. Данный подход в квазиклассическом приближении требует значительных вычислительных затрат для расчёта интеграла столкновений в уравнении Больцмана и нахождения внешней силы, действующей на заряды.

Макрочастичный подход сводится к представлению функции плотности свободных носителей тока в фазовом и координатном пространстве через совокупность областей, называемых макрочастицами. Законы, описывающие поведение ансамбля макрочастиц определяются коллективным состоянием плазмы, для их нахождения вводится Эйлерова сетка на оси времени и в координатном пространстве и проводятся вычисления на пространственной сетке в моменты времени, соответствующие узлам временной сетки.

В реальных полупроводниковых приборах все физические процессы протекают в малой области, а остальная часть прибора определяет скорее граничные условия и общий режим работы. При моделировании приборов в такой постановке задачи удобно использовать адаптивную сетку с различным шагом в активной области и остальном пространстве. В связи с этим возникают вопросы интерпретации метода макрочастиц для задач с произвольной сеткой.

Цель данной работы разработать подход, позволяющий проводить моделирование приборов методом крупных частиц на неравновесной сетке и проанализировать его эффективность. Данный подход позволит добиться нужной детализации решения в активных областях прибора, и при этом снизить вычислительные затраты в целом.

2. Описание метода

В работе [2] подробно описан алгоритм моделирования полупроводниковых приборов в кинетическом приближении методом макрочастиц. Уравнение Больцмана в методе макрочастиц интерпретируется через уравнения движения для отдельных частиц, при этом интеграл рассеяний в правой части учитывается через вероятности рассеяния носителей на неоднородностях решетки методом Монте-Карло.

Использование неравновесной сетки при решении уравнений Пуассона и Больцмана методом макрочастиц сопряжено с решением ряда алгоритмических задач, в частности адресации ячеек, перехода крупной частицы из ячейки с одним размером в ячейку с другим размером, решения уравнения Пуассона на неравномерной сетке.

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

Для определения внешней силы, действующей на носители заряда, необходимо решить краевую задачу:

$$\Delta\varphi = 4\pi / \varepsilon\varepsilon_0 [\sum_i f_i d\vec{k} - N] \qquad (1)$$

где N - концентрация ионов примеси в активной области прибора. Для численного решения данной задачи на прямоугольной расчетной сетке оптимальным алгоритмом является FACR, так как он требует значительно меньшего числа итераций, чем, к примеру, метод прогонки, а также хорошо распараллеливается [3]. Однако метод FACR накладывает ряд ограничений на вычислительную сетку – количество узлов по одной из оси должно быть равным 2^n+1, при этом шаг пространственной дискретизации (Δx и Δy) должен быть равномерным. В связи с этим использовать алгоритм FACR на неравномерной расчетной сетке затруднительно. Однако можно применить подход “вложенных” сеток – сначала методом FACR рассчитывается вся область с большими значениями Δx_1 и Δy_1, после чего в активной области строиться еще одна расчетная сетка с уже меньшими значениями Δx_2 и Δy_2. На этой сетке также можно использовать FACR, так как легко добиться условий описанных выше. При этом результаты первого прохода для сетки на всей области используются в качестве граничных условий для детальной сетки в активной области моделируемой структуры. Для сглаживания функции распределения можно использовать несколько вложенных сеток, с различными значениями Δx и Δy.

При таком подходе во время перехода макрочастицы из одной области в другую для нее необходимо пересчитать коэффициент укрупнения. При его уменьшении эта процедура не требует значительных вычислительных затрат – достаточно добавить с такими же параметрами дополнительную частицу и обновить значение коэффициента укрупнения. Однако в случае увеличения коэффициента укрупнения необходимо найти ближайшую частицу с тем же значением коэффициента в нескольких соседних ячейках расчетной сетки и выполнить процедуру “слияния”. В результате вместо двух макрочастиц мы получим одну с большим коэффициентом укрупнения.

3. Практические результаты

Для анализа эффективности разработанного метода была проведена серия вычислительных экспериментов по расчёту характеристик полевого транзистора с затвором Шоттки на n-GaAs для различного количества узлов расчетной сетки и коэффициента укрупнения. Параметры моделируемой области приведены на рис. 1.

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

При расчете учитывались следующие механизмы рассеяния: электрон-фононное взаимодействие, рассеяние на примесях, рассеяние на дефектах и электрон-электронное рассеяние [4].

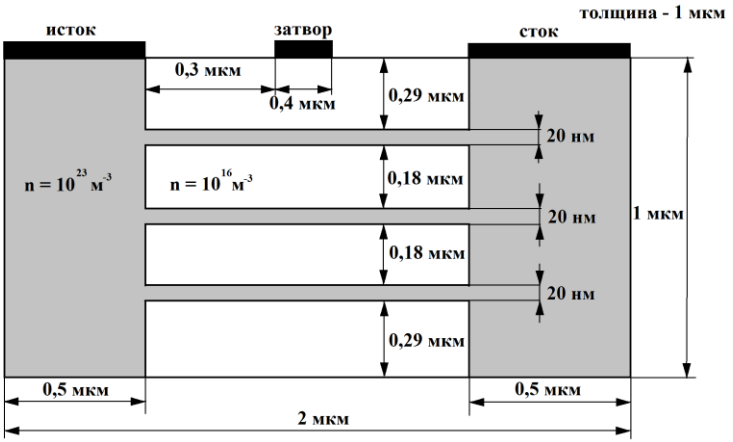


Рис.1. Параметры моделируемого устройства.
Fig.1. Parameters of modeled device

Временные затраты на различные этапы алгоритма представлены в таблице 1. Из таблицы видно, что наибольших вычислительных затрат требует этап рассеяния носителей заряда, в связи с чем механизм адаптивного укрупнения макрочастиц дает наибольший выигрыш именно для него. При этом дополнительный этап адаптации коэффициента укрупнения занимает всего лишь 3% от общего времени расчета.

Табл. 1. Время расчета в секундах на 1000 итераций для различных входных параметров.
Table 1.The computation time in seconds for 1000 iterations for a variety of input parameters

Входные параметры	Решение уравнения Пуассона	Адаптация коэффициента укрупнения	Рассеяние носителей заряда	Уравнение движения
Статический коэфициент укрупнения 2,65	170	0	273	164
Динамический коэфициент укрутпнения – 1,3 в активной области прибора, 2,65 – в остальных областях	136	12	165	99

Для оценки эффективности распараллеливания описанного подхода были проведены вычислительные эксперименты с различным числом по-

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

токов выполнения на четырех ядерном CPU. Результаты представлены на рис. 2. Из полученных данных можно сделать вывод, что наибольший выигрыш при распараллеливании получается на этапе расчета интеграла столкновений.

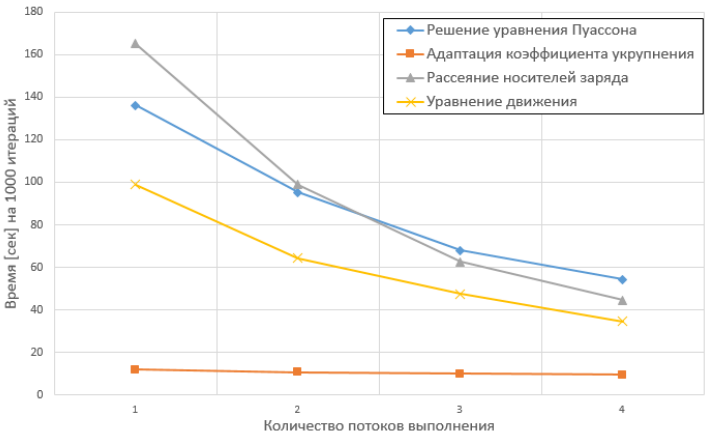


Рис. 2. Зависимость времени решения задачи от числа потоков наCPU.
Fig. 2. The dependence of the solution of the problem of the number of CPU threads

4. Заключение

В данной работе исследованы вопросы интерпретации метода макрочастиц для задачи моделирования полупроводниковых приборов с использованием неравномерной пространственной сетки и адаптивного коэффициента укрупнения. Из полученных результатов видно, что реализованный подход позволяет добиться значительной оптимизации вычислительных затрат без потери точности решения.

Список литературы

[1] C. Jacoboni, P. Lugli. The Monte Carlo Method for Semiconductor Device Simulation. ComputationalMicroelectronics (1989). 261pp.

[2] Зуев С.А., Килесса Г.В., Асанов Э.Э., Старостенко В.В., Покрова С.В. Зависимость проводимости от толщины активной области в тонкопленочных диодах Шоттки на GaAs // Физика полупроводниковых приборов, 2016, № 6, Т.50, 825 – 830 С.

[3] Асанов Э. Э., Килесса Г. В., Зуев С. А., Слипченко Н. И. Модель омического контакта ПТШ с использование крупных частиц // 22-я международная конференция «КрыМиКо 2012»

[4] Assanov E. E., Kilessa G. V., Slipchenko N. I., Starostenko V. V.Selection of kinetic parameters for the transfer current in GaAs // TELECOMMUNICATIONS AND RADIO ENGINEERING, 2014, № 14, V. 73, pp. 1273 – 1292.

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

References

[1] C. Jacoboni, P. Lugli. The Monte Carlo Method for Semiconductor Device Simulation. Computational Microelectronics (1989). 261 pp

[2] Zuev S.A., Kilessa G.V., Asanov E. E., Starostenko V. V., Pokrova S.V. Conductivity dependence on the thickness of the active region in a thin film on GaAs Schottky diodes // Physics of Semiconductor Devices, 2016, № 6, V.50, 825 – 830 C. [In Russian]

[3] Asanov E. E., Kilessa G. V., Zuev S. A., Slipchenko N. I. Model of ohmic contact in MESFET with large particle calculation method // 22-th international conference «CriMiCo 2012» [In Russian]

[4] Assanov E. E., Kilessa G. V., Slipchenko N. I., Starostenko V. V.Selection of kinetic parameters for the transfer current in GaAs // TELECOMMUNICATIONS AND RADIO ENGINEERING, 2014, № 14, V. 73, pp. 1273 – 1292.

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

Field emission carbon structures with large current for THz electronics

Michael V. Davidovich[1,2], Nikolai A. Bushuev[2,1], Ravil K. Yafarov[3,1]
[1]*Saratov State University n.a. N.G. Chernyshevsky*
Saratov, 410012, Russian Federation
davidovichmv@yandex.ru
[2]*JSC ALMAZ, Saratov,*
Saratov, 410033, Russian Federation
nabush2009@yandex.ru
[3]*Sartov Branch of* ***Institute of*** *Radioengineering and Electronics of RAS,*
Saratov, 410019, Russian Federation
pirpc@yandex.ru

Abstract: *We* investigate *the field emission structure in the form of a thin conducting plate coated on two sides of diamond-graphite nanoclusters, pulling mesh and with the rotation to 90 degrees of the trajectories of electrons emitted normal, and also the structures of dielectric chess type on a flat cathode with a planar anode. Experimentally and theoretically it is shown that in such structures the surface-averaged current density and overall integral current are significantly increased.*

Keywords: *field emission, diamond-graphite clusters, potential barrier, a ribbon beam, the equation of motion, the cathode, grid, anode.*

Автоэмиссионные углеродные структуры с большим током для ТГц электроники

[1,2]Давидович М.В., [2,1]Бушуев Н.А., [3,1]Яфаров Р.К.
[1]*Саратовский государственный университет им. Н.Г. Чернышевского*
г. Саратов, 410012, Российская Федерация
davidovichmv@yandex.ru
[2]*ОАО «НПП «Алмаз», Саратов*
г. Саратов, 410033, Российская Федерация
nabush2009@yandex.ru
«ИРЭ РАН имени В.А. Котельникова», Саратовское отделение
г. Саратов, 410019, Российская Федерация
pirpc@yandex.ru

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

Аннотация: *Исследуются автоэмиссионные структуры в виде тонкой проводящей пластины с нанесенными на две ее стороны алмазо-графитовыми нанокластерами, вытягивающей сеткой и поворотом траекторий эмитируемых нормально электронов на 90 градусов, а также структуры типа диэлектрических шахмат на плоском катоде с плоским анодом. Экспериментально и теоретически показано, что в таких структурах существенно возрастают усредненная по поверхности плотность тока и в целом интегральный ток.*

Ключевые слова: автоэлектронная эмиссия, алмазо-графитовые кластеры, потенциальный барьер, ленточный пучок, уравнение движения, катод, сетка, анод.

1. Введение

В последнее время исследуются автоэмиссионные структуры из наноалмазных и алмазо-графитовых кластеров, графитовых и графеновых чешуйчатых структур, углеродных нанотрубок, фуллеренов и ряда других перспективных для эмиссии элементов на подложках из графита, стеклоуглерода, полупроводников и металлов [1—6]. Было обнаружено, что для нанокластеров углерода возбуждение автоэмиссии имеет место при очень низких полях (на 2−3 порядка меньших, чем необходимых для эмиссии из традиционных металлов и полупроводников) [3]. Указанный эффект не объясняется микронеровностями (влиянием острий), и в работе [3] был объяснен на основе модели размерного квантования и резонансного туннелирования. Ранее в работе [5] а затем в [4] этот эффект был объяснен на основе классического подхода как уменьшение ширины и высоты потенциального барьера, образованного силами электростатических изображений из-за влияния диэлектрической проницаемости наноразмерной пленки из алмазо-графитовых кластеров. Соответствующие экспериментальные данные приведены в [6]. Ряд структур был изготовлен путем магнетронного распыления в плазме низкого давления и исследован экспериментально. Теоретически показано, что усиление эмиссии происходит в триодной наноструктуре катод-сетка-анод за счет квантоворазмерного эффекта, связанного с наличием тонких пленок на катоде, имеющих полупроводниковые или диэлектрические свойства. Также предложены и экспериментально исследованы шахматные структуры, в которых туннелирование имеет ступенчатый характер – катод-полупроводниковый кластер – вакуум. В [2, 4, 5] предложен ряд конструкций автоэмиссионных катодов с большой поверхностью эмиссии и тянущей сеткой, которые позволят, как минимум, на порядок увеличить ток по сравнению со структурами типа Григорьева-Шестеркина и Абаншина-Горфинкеля с возможностью получения ленточных пучков. По-видимому, направление на создание острий-

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

ных матричных автоэмиссионных катодов не оправдало ожиданий. Основной их проблемой является низкая долговечность из-за сильного разогрева острий и образования взрывной эмиссии [1]. Кроме того, такие катоды из-за малой (порядка процента) эмитирующей поверхности острий не обеспечивают нужные для электроники интегральные токи, хотя плотность тока на остриях может доходить до предельной [1]. Другая проблема – технологическая сложность и плохая воспроизводимость. Третья проблема – сильная подверженность обратной бомбардировке ионами и разрушение острий. Это относится и к стеклоуглеродным матричным структурам [2]. Наметившийся прорыв, основанный на использовании углеродных структур и кластеров, позволяет преодолеть эти проблемы из-за хорошей эмиссионной способности, способности структур восстанавливаться, использованию больших эмитирующих поверхностей, пористости и ряду других факторов. Перспективны структуры, у которых практически вся поверхность эмитирует. В целях управления эмиссией и понижения напряжений привлекательно использовать вытягивающие электроны сетки [2]. При потенциалах сетки порядка нескольких или нескольких десятков вольт промежуток катод-сетка является наноразмерным, при этом нанесенная на катод пленка из кластеров также является наноразмерной. Для углеродных структур, а тем более трехмерных наноразмерных структур с сеткой обычная формула Фаулера-Нордгейма не работает. Эта формула верна в плоском диоде для бесконечно удаленного анода, когда определена только нормальная компонента электрического поля на катоде и можно использовать работу выхода с атомарно гладкого катода. В случае наличия углеродных нанокластеров и сетки форма барьера искажается и зависит от промежутка катод-сетка [2, 5]. В случае трехмерных структур для вычисления тока эмиссии необходимо, вообще говоря, определять траектории при туннелировании из каждой точки поверхности, определять форму барьера и коэффициент туннелирования вдоль каждой из траекторий, а затем вычислять интегральный ток с учетом распределения электронов по энергиям, хотя основной вклад в коэффициент туннелирования вносит форма барьера на участке катод-сетка. Цель работы – исследование возможности электростатической и магнитной фокусировок с поворотом траекторий пучка и эффектов размерного туннелирования.

2. Исследуемая модель

Рассмотрим тонкую (толщины t_0), широкую с шириной w и длинную с длиной d проводящую пластину (катод), на обе поверхности которой

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

нанесена пленка с диэлектрической или полупроводниковой фазой толщины *t*, а поверх нее сетка рис. 1. Такие структуры с сеткой и без были исследованы экспериментально и показали возможность получения больших интегральных токов и плотностей тока до 10^3 А/см^2. Схема эксперимента показана на рис. 1 (справа). Увеличение тока пучка достигается увеличением *w* и *d*, т.е. площадью эмитирующей поверхности. Для ТГЧ электроники перспективны широкие и тонкие релятивистские ленточные пучки с большим током, поэтому для формирования тонкого пучка необходим фокусирующий электрод, при этом особых ограничений на ширину и длину нет. Будем рассматривать потенциалы электродов, например, анода U_a, не приводящие к релятивистским скоростям. Тогда для получения релятивистского пучка необходим второй анод и, возможно, еще один фокусирующий электрод. Для наших целей удобно считать катод с сеткой заземленным, пренебречь напряжением на сетке и поперечным размером катода $t_0 + 2t$, считая, что он расположен в плоскости x=0, считать, что электроны эмитируются нормально (вдоль направления *x*) со скоростью Ферми v_F и равномерно по *z*, а плотность тока эмиссии определяется в основном малым потенциалом сетки. В этом поперечном направлении электроны движутся из точки $x = 0, z = z_0$ по закону

$$x(t) = v_F t - eU_0 t^2 / (2mx_0(z_0)), \qquad (1)$$

где $-U_0$ – отрицательный потенциал фокусирующего электрода, а функция $x_0(z_0)$ описывает искомую форму фокусирующего электрода. Если $mv_F^2 / 2 > eU_0$, то в момент $t_1 = mv_F x_0(z_0)/(eU_0)\left[1 - \sqrt{1 - 2eU_0/(mv_F^2)}\right]$ происходит отражение электрона от фокусирующего электрода. Будем рассматривать условие $mv_F^2 / 2 < eU_0$, при котором отражение (поворот) происходит при $x < x_0$, а отличие мало. Характерный потенциал $U_0 \sim 3$ В. Для упрощения считаем, что за время $t_0 = 2mv_F x_0(z_0)/(eU_0)$ возвращения электрона в плоскость $x = 0$ он под действием поля $E_z(z)$ выходит из пространства катод-фокусирующий электрод в точку $z = d + \delta$ расположения анода. Компонента $E_z(z)$ есть усредненная по координате *x* величина. Имеем $t_0(z_0) \approx 4x_0(z_0)/v_F$. Время вылета определено также так:

$$t_0(z_0) = \int_{z_0}^{d+\delta} \frac{dz}{v_z(z)} = \frac{m}{e} \int_0^{t_0(z_0)} \frac{v_z'(z_0, t_0(z_0), t)}{E_z(z(z_0, t_0(z_0), t))} dt \ . \qquad (2)$$

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

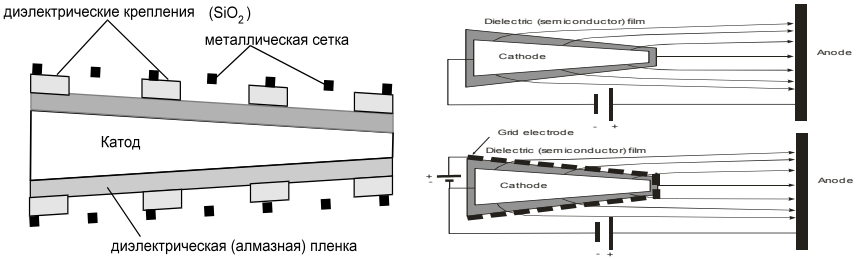


Рис. 1. Конструкция протяженного катода с тонкой наноразмерной диэлектрической пленкой (наноалмазная фаза), диэлектрическими креплениями и проводящей сеткой (слева) и схематическое изображение вакуумного диода и триода (справа)

Fig. 1. Design of an extended cathode with a nanosized dielectric thin film (nano-diamond phase), the dielectric mounts and a conductive mesh (left) and schematic representations of a vacuum diode and triode (right)

Поскольку в области $(d, d+\delta)$ поле не экранируется, минимальное расстояние $x_0(d)$ определяет время $t_0(d) \approx 4x_0(d)/v_F \approx \delta(2m/eU_a)^{1/2}$. Решать рассмотренную обратную задачу необходимо численно как краевую задачу совместно с уравнениями движения, но использование простых аппроксимаций позволяет сделать оценки. Ищем решение в виде

$$z(z_0, t_0, t) = (d + \delta - z_0)(t/t_0)^{\alpha} + \delta\beta(t/t_0)^2, \qquad (3)$$

где $\delta \ll d$, $\alpha > 2$, $\beta \ll 1$. Считая, что ускоряющий электрод расположен в точке $z = d + \delta$, для скорости на выходе имеем $v(z_0, t_0) = v_0 = [\alpha(d + \delta - z_0) + 2\delta\beta]/t_0(z_0) = \sqrt{2U_a e/m}$, откуда определяем α и β по двум временам вылета из точек $z_0 = 0$ и $z_0 = d$. Конфигурация фокусирующего электрода должна быть такой, чтобы усредненная компонента поля удовлетворяла уравнению

$$eE_z(z)/m = [\alpha(\alpha-1)(d + \delta - z_0)(t/t_0)^{\alpha-2} + 2\delta\beta]/t_0^2(z_0). \qquad (4)$$

Выражая из него t/t_0 и подставляя в (3), получаем условие, в которое входят только координаты. Недостаток формулы (4) состоит в зависимости от точки вылета. Рассмотренная структура с линейно спадающей функцией $x_0(z_0)$ (двумерным полуконусом) и плоским анодом была промоделирована в пакете CST и было показано, что существует минимальный потенциал U_a, при котором все электроны вылетают в область мало-

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

го пятна на аноде. Возможна и фокусировка продольным магнитным полем как в области катода, так и в области первого и второго анодов.

3. Практические результаты

Экспериментально исследован ток эмиссии диодной структуры (рис. 1, справа, сверху) при толщинах от нескольких до 70 нм алмазной фазы на графите и стекле, нанесенной магнетронным напылением. Получена плотность тока больше 100 А/см^2. Экспериментально исследована автоэмиссия структур кремния, покрытых пленкой SiO_x толщины порядка мкм с шахматным расположением окон 2х2 мкм, для которых установлена повышенная эмиссионная способность. Теоретически ее можно обосновать сложной трехмерной конфигурацией поля, приводящей к уменьшению барьера при туннелировании в диэлектрик с дальнейшим туннелированием части электронов через боковые поверхности.

4. Заключение

В работе исследованы протяженные автоэмиссионные структуры с поворотом траекторий и структуры с диэлектрической маской с шахматным расположением окон. Расчет интегрального тока выполнен с учетом распределения электронов по энергиям по методике, изложенной в (1). Показана возможность увеличения на порядок и более интегральных токов с возможностью формирования ленточных пучков.

Источники финансирования

Доклад подготовлен по результатам исследования, проведенного в рамках проектной части государственного задания в сфере научной деятельности № 3.1155.2014/К Министерства образования и науки РФ, и гранта РНФ № 16-19-10033.

Список литературы

[1] Фурсей, Г. Н. Автоэлектронная эмиссия. СПб.; М.; Краснодар: Лань, 2012. 322 с.

[2] Алехин Ю.В., Апин М.П., Бурцев А.А., Бушуев Н.А., Воронков О.В., Григорьев Ю.А., Давидович М.В., Данилов А.Б., Исаев В.М., Кабанов И.Н., Кудряшов В.П., Куцько П.П., Мещанов В.П,, Насенков И.Г., Рафалович А.Д., Роговин В.И., Рожнев А.Г., Шестеркин В.И. Сверхширокополосные лампы бегущей волны. Исследование в СВЧ- КВЧ- и ТГЧ-диапазонах. Внедрение в производство / под ред. Н.А. Бушуева. М.: Радиотехника, 2015. 480 с.

[3] Фурсей Г.Н., Поляков М.А., Кантонистов А.А., Яфясов А.М., Павлов Б.С., Божевольнов В.Б. Автоэлектронная и взрывная эмиссия из графеноподобных структур // Журнал технической физики. 2013. Т. 58, вып. 6. С. 71-77.

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

[4] Davidovich M.V., Bushuev N.A. Field Emission in Diode and Triode Vacuum Nanostructures // 2014 Tenth International Vacuum electron Sources Conference and Second International Conference on Emission Electronics. Saint-Petersburg, Saint-Petersburg State University, 2014. P. 58-59.

[5] Давидович М.В., Яфаров Р.К., Доронин Д.М. Туннелирование электронов при наличии диэлектрической пленки на катоде // Труды 20-й Международной Крымской конференций СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (CriMiKo'2010). Севастополь. 2010. С. 733-734.

[6] Н.А. Бушуев, П.Д. Шалаев, А.Р. Яфаров, Р.К. Яфаров. Влияние режима осаждения в СВЧ-плазме на полевую эмиссию электронов из наноалмазографитовых композитов // Письма в ЖТФ. 2015. Т. 41, вып. 10. С. 57-64.

References

[1] Fursey, G.N. Field emission. SPb.; M.; Krasnodar: LAN', 2012. 322 p. (In Russian).

[2] AlekhinY.V., Apin M.P., Burtsev A.A., Bushuev N.A., Voronkov O.V., Grigoriev Yu.A., Davidovich M.V., Danilov A.B., Isaev V.M., Kabanov, I.N., Kudryashov V.P., Kuzko P.P., Meshanov V.P, Nasenkov I.G., Rafalovich, A.D., Rogovin V.I.,Rozhnev A.G., Shesterkin V.I. Ultra-Wideband traveling wave tube. A study in a microwave - MMW and THZ bands. Introduction to production / ed. N.A. Bushuev. M.: Radio Engineering, 2015. 480 p. (In Russian).

[3] Fursey G.N., Polyakov M.A., Kantonistov A.A., Apasov A.M., Pavlov B.S., Bozhevol'nov V.B. Field and explosive emission from graphene-like structures. *Technical physics*, 2013, vol. 58, no. 6, pp. 845 - 851.

[4] Davidovich M.V., Bushuev N.A. Field Emission in Diode and Triode Vacuum Nanostructures // 2014 Tenth International Vacuum electron Sources Conference and Second International Conference on Emission Electronics. Saint-Petersburg, Saint-Petersburg State University, 2014, pp. 58 - 59.

[5] Davidovich M.V., Yafarov R.K., Doronin D.M. Electron Tunneling in the presence of a dielectric film on the cathode // Proceedings 20-th International Crimean conference microwave and telecommunication technology (CriMiKo'2010). Sevastopol, 2010, pp. 733 - 734.

[6] Bushuev N.A., Shalaev P.D., Yafarov A.R., Yafarov R.K. Influence of the microwave plasma deposition regime on the field-electron emission characteristics of nanodiamond-graphite composite films. *Technical Physics Letters*, 2015, vol. 41, issue 6, pp. 489 - 492.

Acknowledgements

The paper is based on results of a study conducted in the framework of the project part of state task in the sphere of scientific activity No. 3.1155.2014/K of the Ministry of education and science of the Russian Federation, and grant of RSF № 16-19-10033.

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

Influence of field at cathode on beam and collector heating-up using power klystron as an example

Natalia G. Dukhina, Aleksey N. Yunakov, Sergey V. Evseev
Joint Stock Company "Research and Production Corporation "Istok" named after A.I.Shokin", 2a, Vokzalnaya Str., Fryazino, Moscow reg., 141190, Russian Federation
Fax: (095) 46 58686; e-mail: istkor@elnet.msk.ru

Abstract: *Using the model of power klystron as an example we study the magnetic field at the cathode, how it can rise. The influence of field on the beam and the current density distribution along surface of different collectors is discussed. It is shown that demagnetized focus electrode's tip lead to collector fusing in some cases.*

Keywords: *field at the cathode, beam, current density distribution, collector, power klystron.*

О влиянии поля на катоде на пучок и разогрев коллектора на примере мощного клистрона

Духина Н.Г., Юнаков А.Н., Евсеев С.В.
ОАО "НПП «Исток» имени А.И.Шокина"
141190, Московская область, г.Фрязино, Вокзальная 2а, Россия
Fax: (095) 46 58686; e-mail: istkor@elnet.msk.ru

Аннотация: *На примере модели мощного клистрона исследуется магнитное поле на катоде, возможности его изменения. Рассмотрено влияние поля на катоде на пучок и распределение плотности тока по поверхности коллекторов разного типа. Показано, что размагничивание кончика фокусирующего электрода в некоторых случаях приводит к проплавлению коллектора.*

Ключевые слова: поле на катоде, пучок, распределение плотности тока, коллектор, мощный клистрон.

1. Введение

В [1] рассматривалась электронно-оптическая система (ЭОС) мощного усилительного клистрона с кольцевыми резонаторами на высшем типе колебаний. Настоящая работа призвана продолжить рассмотрение, поставив во главу угла эффекты, связанные с изменением поля на катоде. Уделено внимание и организации магнитных экранов коллектора.

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

Рассматривается статический режим работы прибора. Задача решается путём компьютерного 3d-моделирования ЭОС прибора.

2. Поле на катоде

На рис.1a приведена магнитная система исследуемой многолучевой ЭОС [1]. В отверстие катодного полюсного наконечника (ПН) вставлен выпрямитель – слоистая структура, содержащая в том числе тонкие стальные диски, внутренняя поверхность которой определяет конусное анодное отверстие оптической системы прибора. Фокусирующий электрод (ФЭ) наравне с другими магнитомягкими материалами (1-6, 10, 11) выполнен из стали марки "армко". Величина магнитной индукции в канале составляет 2300 Гс (рис.1b).

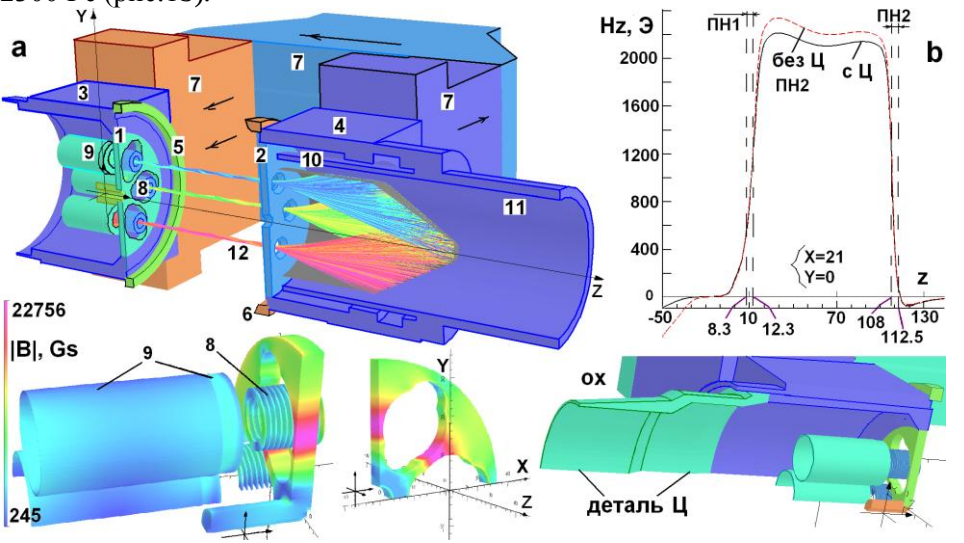


Рис. 1. a - общий вид (x≥0) магнитной системы, где 1, 2 - стойки ПН-ов, 3, 4 - башмаки ПН-ов, 5, 6 - диски, 7 - магниты, 8 - выпрямитель, 9 - ФЭ, 10, 11 - защитные экраны, 12 - траектории электронов; b - поле на парциальной оси канала.
Fig.1. a - magnetic system's general view (x≥0); b - field in channel.

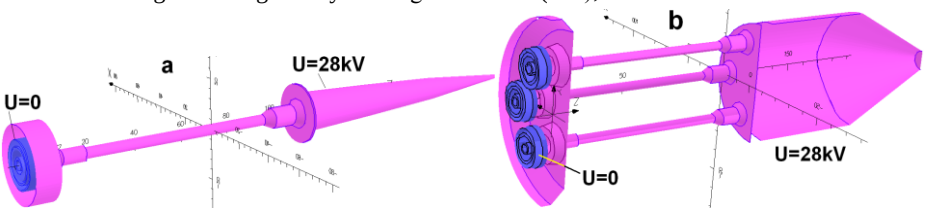


Рис.2. Оптические модели: a - с индивидуальным, b - с общим коллектором.
Fig.2. Optic models: a - with alone collector, b - with whole collector.

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

Шесть пушек формируют трубчатые электронные потоки током по 4А, напряжение анода 28кВ. Рассмотрены два типа коллекторов: индивидуальный (раздельный) под каждый из пучков (рис.2a) и общий (рис.2b).

Как влияет на магнитное поле в катоде стальная деталь "Ц" (рис.1b)? С ней на парциальной оси под полоской катода продольное поле 50 - 68 Э (рис.3, модель ox), без неё - 43 - 60 Э, таким образом, деталь "Ц" увеличивает поле на катоде на 12%.

На практике поле на катоде измеряют, вынимая катодный узел вместе с ФЭ. Промоделируем процесс измерения, заменив материал ФЭ на немагнитный. Если в системе со стальным ФЭ продольная компонента значительно превышала поперечную (рис. 3), то без стального ФЭ ситуация иная: поперечная становится сравнимой по величине с продольной, причём продольная на катоде увеличивается вдвое. Расчётная величина модуля поля 133–141Э хорошо согласуется с измеренной 135Э. Между тем отметим, что в рабочем варианте на кольцевой поверхности эмиттера, а не на его оси, поле существенно меньше: |H|= 38-41, Hz= 3-32 Э (рис. 4).

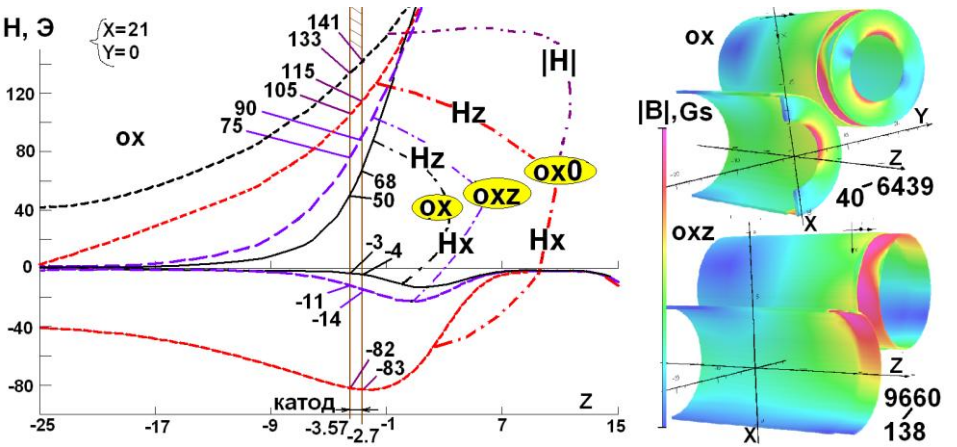


Рис. 3. Поле вдоль парциальной оси в моделях ox (стальной ФЭ), oxz (без кончика ФЭ) и ox0 (без ФЭ); |B|-распределение в ФЭ для ox и oxz.

Fig. 3. Field in channel for model ox (steel FE)), oxz (without FE's tip) and ox0 (without FE); |B|-distribution for model ox and oxz.

Отмечая влияние ФЭ, задаёмся мыслью: что если из-за близко расположенного горячего катода ***кончик стального ФЭ*** нагревается выше точки Кюри – и ***теряет магнитные свойства***? Эффект будет не столь сильным, как при полном отсутствии стального ФЭ, но поле на катоде очевидно изменится. Промоделируем данную ситуацию, задав кончик ФЭ при расчёте магнитной системы немагнитным материалом. В оптической

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

же задаче при расчёте пучка ФЭ как был, так и останется заданным граничным условием U=0. Как видим из рис. 3, продольное поле на оси катода вырастает до 90 Э (на 32%), поперечное - до 14 Э (в 2.5 раза), то есть возникает сила, сталкивающая пучок с оси.

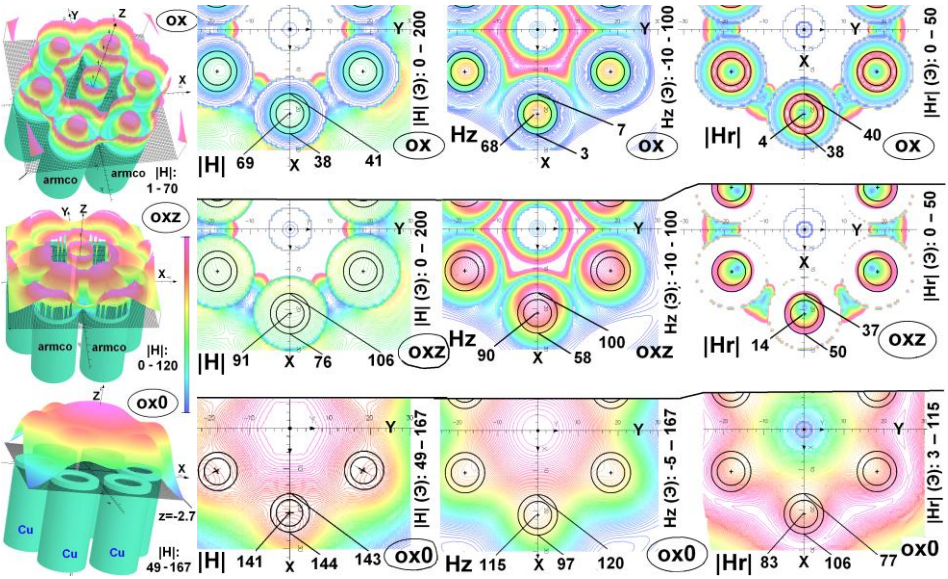


Рис. 4. |H| (1, 2 столбец), Hz (3 ст.), |Hr| (4 ст.) в плоскости z=-2.7 в модели ox со стальным ФЭ (1 строка), oxz без кончика ФЭ (2 стр.), ox0 с немагнитным ФЭ (3 стр.).
Fig. 4. |H| (1, 2 column), Hz (3 column), |Hr| (4 column) at plane z=-2.7 for model ox with steel FE (1 line), oxz without FE's tip (2 line), ox0 without FE (3 line).

Рассмотрим поле в плоскости z=-2.7, идущей по внешней кромке эмиттера (рис. 4). 3d-график модуля поля имеет вид сглаженных конусов в модели со стальным ФЭ против плоского участка - без ФЭ, для промежуточного же варианта с размагниченным кончиком ФЭ - наклонное полотно. Концентрические кольца поперечного поля, характерные для модели со стальным ФЭ, при размагничивании кончика ФЭ сползают к центру системы, при этом на оси поперечная растёт с 4 до 14 Э, а без ФЭ (или с полностью немагнитным ФЭ) имеем седловидное полотно с 83 Э на оси.

3. Распределение плотности тока (мощности) по коллектору

Из-за объявления кончика ФЭ немагнитным и последующего усиления поля на катоде пучок становится шире и жёстче (рис. 5), как и прогнозирует теория [2]. Пучок хоть и "лизнул" стенку канала на входе (~0.8%

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

тока), но сумел выпрямиться и уверенно пройти в коллектор. Без стального же ФЭ 40% тока осядет на входе, до коллектора дойдёт лишь 46%.

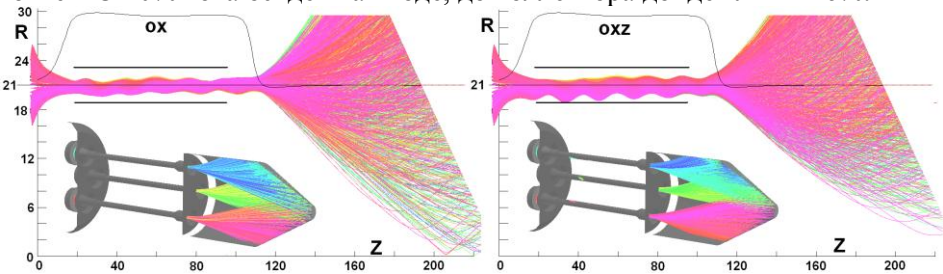


Рис. 5. Траектории, рассчитанные в магнитном поле ox и oxz на осях Rz.
Fig. 5. Beam's Rz-view in magnetic field of ox and oxz systems.

Насколько размагничивание кончика ФЭ повлияет на распределение плотности тока J в коллекторе - зависит от поля в коллекторе. Рассмотрим четыре варианта коллекторной защиты при прочих равных (рис. 6).

Модель ozEEn выстроена по чертежам реального прибора и в области от z=125 до 217 мм содержит 6-лепестковый экран под раздельные коллектора; пик поля -280 Э приходится как раз на его край z=125. В модели ozEE экран убран, но оставлен тонкий цилиндр, тянущийся до z=155, соответственно пик поля последовал за ним с уменьшением до -240 Э. В модели p1 вдобавок утолщён внешний стык с R=52.5 до 54мм, из-за чего поле под стыком уменьшилось, пик упал до -180Э. На дне коллектора (z=223) в системах без крышки ozEE и p1 поле устремляется к -180 Э - против -70 с крышкой. Модель ox стоит особняком: задумывалась она с мощной экранной защитой, для чего цилиндр был утолщён и удлинён до z=119.5. В результате первый пик переместился влево с уменьшением до -70 Э, а в остальной области коллектора поле практически исчезло. Казалось бы, именно в данной модели должно получиться наилучшее распределение J - однако, данное утверждение оказалось верным лишь для общего коллектора, но не раздельного. На рис. 6 наряду с полями представлены значения максимальной плотности тока Jmax; для раздельного коллектора это одно число, характеризующее пятно на входе в коллектор, для общего - три: на цилиндре, конусе и дне.

В случае раздельного коллектора наилучшую защиту (минимальные значения Jmax) дают системы p1 и ozEE, а отнюдь не модели со специальным экраном (ozEEn) или мощной защитой (ox). Определяющим оказалось поведение поля на выходе из ПН2: чем дольше оно не уходило в пик, тем лучше оказалось для коллектора - пучок успевал на коротком участке размазаться по углу (рис.7а). Отсюда вывод: рекомендуется в пространст-

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

во за ПН2 не вводить стальные обрывающиеся экраны, порождающие всплески поля. Каким будет поле после, за пиком - уже не столь важно: основной поток электронов оседает в первом пятне z~133мм.

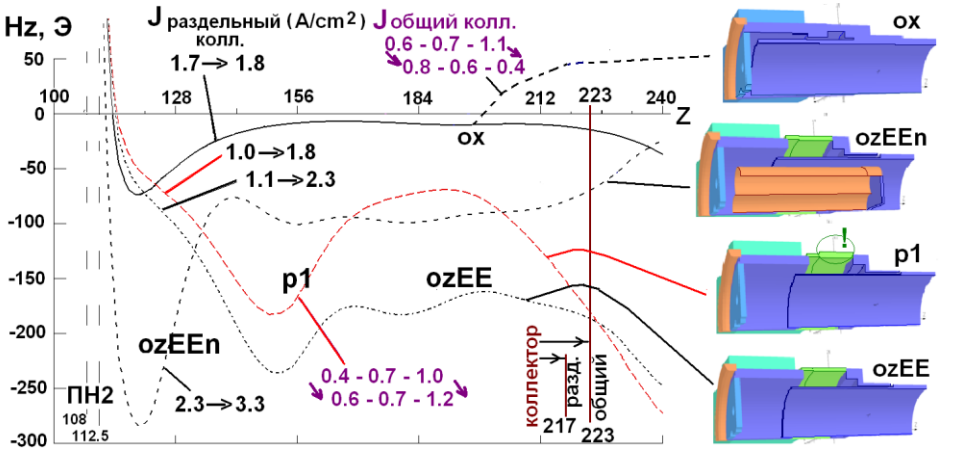


Рис. 6. Поле в коллекторной области для 4х моделей. Jmax на раздельном и общем коллекторе с полностью (числа перед стрелкой) и частично (после стрелки) стальным ФЭ.
Fig. 6. Field in collector for 4 systems. Jmax on alone and whole collector for steel FE (number before arrow) and non-steel FE's tip (after arrow).

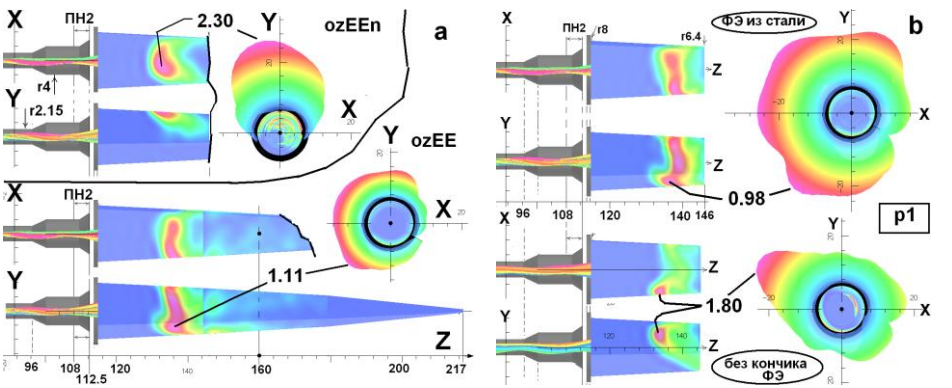


Рис. 7. J на раздельном коллекторе в ozEEn, ozEE (a); в p1 с ФЭ и без кончика ФЭ (b).
Fig. 7. J on alone collector in ozEEn, ozEE (a); in p1 for steel FE and non-steel FE's tip (b).

Дополнительное поле на катоде, возникающее вследствие размагничивания кончика ФЭ, усиливает Jmax в модели p1 с 0.98 до 1.8 А/см^2 (рис.7b); в ozEE - с 1.1 до 2.3; ozEEn - с 2.3 до 3.3. В последнем случае коллектор наверняка проплавится, и виновником станет именно дополнительное поле на катоде. И лишь в ox его влияние минимальное: 1.7 в 1.8.

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

Подытожим: максимально отрицательное воздействие дополнительного поля на катоде наблюдается как раз в лучших вариантах с отодвинутым пиком магнитного поля. Таким образом, чтобы получить малое значение Jmax на раздельном коллекторе, критически важно не только правильно выстроить пространство за ПН2, но и следить, чтобы кончик ФЭ не размагничивался.

Для случая общего коллектора ситуация обратная: поле в начале уже не столь важно - возрастает роль защитных экранов, определяющих поле во второй половине коллектора. Например, "плохой" стык, вызвавший всплеск в -400Э, породил пятна с Jmax = 4.36 A/cm^2 на горлышке конуса - что называется, коллектор "сгорит с треском". В целом общий коллектор имеет меньшие значения Jmax по своей поверхности, чем раздельный, однако при возникновении "прорех" в защите существует опасность пробки для траекторий и их возврата, чего не происходит в модели с раздельным коллектором. Из-за дополнительного поля на катоде Jmax в общем коллекторе меняется незначительно, оставаясь в допустимых пределах.

4. Заключение

Возникающее вследствие размагничивания кончика ФЭ дополнительное поле на катоде перераспределяет тепловую нагрузку в коллекторе. Наиболее чувствителен раздельный коллектор, в окружении которого нет обрывающихся экранных цилиндров; подобное расположение позволяет минимизировать нагрузку - размазать пятно по углу. Общий же коллектор более устойчив, зато подвержен, в отличие от раздельного, появлению возвратных электронов при наличии "прорех" в экранной защите.

Результаты проведенных исследований могут быть полезны в работе по улучшению технических характеристик прибора.

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, 6-12 сентября 2015г. С.178-180.

[2]. И. В. Алямовский. Электронные пучки и электронные пушки// Советское радио, Москва, 1966.

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. P.178-180.

[2]. I. V. Alyamovsky [Electron beams and electron guns] // *Sovetskoe radio*, Moscow, 1966. (In Russian).

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

Анализ электродинамических характеристик открытых резонаторов, образованных многофокусным сферическим и плоским зеркалом при длине волны 1 мм

Мясин Е.А., Соловьёв А.Н.
Институт радиотехники и электроники им. В. А.Котельникова РАН
пл. Введенского, д.1, Московская обл., 141190, г. Фрязино, Российская Федерация
eam168@ms.ire.rssi.ru, 79035255753@yandex.ru

Аннотация: *В данной работе рассматривается возможность использования современных программных комплексов для анализа электромагнитных полей в двух зеркальном открытом резонаторе (ОР) с фокусирующим зеркалом сложной формы, в том числе, для ОР оротрона в субмиллиметровом диапазоне длин волн. В результате проведенного исследования с применением программных комплексов CST Studio Suite и HFSS Ansoft получены значения резонансных частот и распределение полей основного типа колебаний в ОР с фокусирующим пяти фокусным сферическим зеркалом. Получены также более точные значения добротности и запасенной энергии в таком ОР с однорядной и двухрядной периодической структурой (ДРПС) на плоском зеркале, что позволяет более надёжно вычислять значения электронного КПД оротрон с ДРПС.*

Ключевые слова: двухзеркальный открытый резонатор (ОР), программные комплексы CST Studio Suite и HFSS Ansoft, ОР с фокусирующим пяти фокусным сферическим зеркалом, двухрядная периодическая структура (ДРПС), распределения ВЧ поля.

1. Введение

Для решения самосогласованной задачи по нахождению электронного КПД при электронно-волновом взаимодействии в оротроне с двухрядной периодической структурой (ДРПС), кроме уравнений движения и возбуждения, необходимо использовать условия баланса мощности в открытом резонаторе (ОР) оротрона. Для ОР с фокусирующими зеркалами сложной формы вычислить точно энергию, запасённую в ОР, аналитическими методами не всегда возможно, а измерить собственную добротность ОР и другие его характеристики в субмиллиметровом диапазоне волн не позволяет отсутствие соответствующей аппаратуры. Поэтому использование компьютерных программ для вычисления электродинамических характеристик ОР представляется единственно возможным методом точного решения данной

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

задачи. Расчеты проводились для ОР с пяти фокусным сферическим зеркалом [1] на длине волны $\lambda \approx 1$ мм для основных мод TEM_{00q} (q – число полуволн, укладывающихся по высоте резонатора) с использованием программных комплексов Ansoft HFSS (HFSS) и CST Microwave Studio (CST) [2], [3].

2. Конструкция оротрона с ДРПС и увеличенной длиной взаимодействия

Схема конструкции оротрона с фокусирующим пяти фокусным зеркалом представлена на Рис. 1.

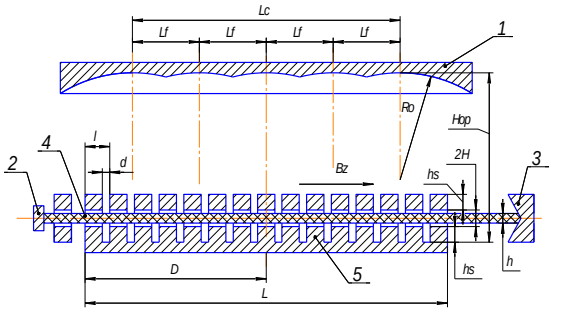


Рис.1. Схема конструкции оротрона с ДРПС и фокусирующим пяти фокусным зеркалом:
1 – фокусирующее зеркало ОР, 2 – электронная пушка, 3 – коллектор,
4 – электронный поток, 5 – плоское зеркало

На Рис. 1. показано 1 – пяти фокусное фокусирующее зеркало ОР. Оно выполнено в виде пяти пересекающихся сферических поверхностей с одинаковым радиусом кривизны R_0. Расстояние между осями симметрии этих поверхностей выбрано так, чтобы обеспечивать в начале области взаимодействия вдоль движения электронного потока Гауссово распределение ВЧ поля, затем сформировать распределение ВЧ поля, близкое к равномерному, и вновь Гауссово распределение ВЧ поля в конце области взаимодействия. Число таких поверхностей может быть увеличено, если необходимо увеличить длину L ДРПС. На Рис.1 далее: 2 – электронная пушка, 3 – коллектор, 4 – плоский электронный поток толщиной h, 5 – плоское зеркало, на котором расположена ДРПС с периодом l , щелью d между выступами, отношением d/l = 0,5 и с расстоянием между рядами 2H для пролёта электронов. ДРПС занимает всю поверхность плоского зеркала. Расстояние между зеркалами - H_{op}. Фокусирующее магнитное поле B_x направлено вдоль оси x.

3. Электродинамические параметры открытого резонатора

Прежде всего, в свете сказанного выше, наибольший интерес из всех электродинамических характеристик (ЭДХ) представляет энергия ВЧ поля

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

W, запасённая в ОР, так как от неё зависит электронный КПД η_e , определяемый в результате рассмотрения условия баланса мощности в ОР:

$$\eta_e = \frac{\omega \cdot W}{Q_н \cdot I_0 \cdot U_0} = \frac{\omega \cdot E_0^2 \cdot N_r}{Q_r \cdot I_0 \cdot U_0}, \quad (1)$$

где $Q_н$ - нагруженная добротность ОР, I_0 ,U_0 – ток и напряжение электронного потока. Как видно из (1), для этого нужно определять в каждом конкретном случае энергию колебаний W или норму колебаний N_r:

$$W = \frac{1}{2} \cdot \varepsilon_0 \cdot E_0^2 \cdot \int_V f^2(x,y,z) \cdot dV \quad (2)$$

Норма колебания с круговой частотой $\omega = 2 \cdot \pi \cdot$f в объеме резонатора V определяется следующим выражением:

$$N_r = \frac{1}{2} \cdot \varepsilon_0 \cdot \int_V f^2(x,y,z) \cdot dV \quad (3)$$

Для оценки величины нормы колебаний вводится следующая аппроксимация функции f(xyz):

$$f(xyz) = f(x) \exp(- y^2/r_к^2) \sin(2\pi z/\lambda) \quad (4)$$

На основании проведенных расчетов с использованием программных комплексов HFSS и CST, распределение электрической составляющей поля E(x) в ОР вдоль пространства взаимодействия (вдоль координаты x) при выборе начала координат в центре ДРПС описывается следующим выражением:

$$f(x) = \begin{cases} \cos(X) \cdot exp\left[\frac{-\left(x+\frac{L_c}{2}\right)^2}{r_k^2}\right] \text{если } x < \frac{L_c}{2} \\ \cos\left(\frac{2 \cdot X \cdot x}{L_c}\right) \cdot \left\{1 - A_o(k_f) + A_o(k_f) \cdot \cos\left[\frac{2 \cdot \pi \cdot x}{L_f} - (N_f - 1) \cdot \pi\right]\right\} \text{если } |x| \le \frac{L_c}{2} \\ \cos(X) \cdot exp\left[\frac{-\left(x-\frac{L_c}{2}\right)^2}{r_k^2}\right] \text{если } x > \frac{L_c}{2} \end{cases} \quad (5)$$

Тогда $E(x) = E_o \cdot f(x)$ - амплитуда ВЧ - поля относительно центра резонатора; r_k — определяется размерами ОР и длиной волны генерируемых колебаний λ в соответствии с выражением [6]:

$$r_k = \sqrt{\frac{\lambda \cdot \sqrt{H_{op} \cdot (R_o - H_{op})}}{\pi}}, \quad (6)$$

x – координата относительно центра ОР; $L_f = kf \cdot r_k$ – расстояние между фокусами многофокусного зеркала;

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

$$X = \frac{\tau^2}{4} \cdot \left(\sqrt{\frac{\pi}{\tau^2} + 1} - 1 \right) \cdot \left[2{,}26 - 0{,}3 \cdot \left(k_f - 2 \right)^2 \right];$$

$$\tau = 4 \cdot L_f \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \alpha}{\lambda \cdot H_{or}}}; \; \mathrm{A}_0\left(k_f\right) = 0{,}25 \cdot exp\left(0{,}116 \cdot k_f^2\right) - 0{,}25;$$

$$\alpha = arcsin\left(\sqrt{\frac{H_{op}}{R_o}} \right)$$

Выражения для коэффициентов X и $\mathrm{A}_0\left(k_f\right)$ получены в результате расчета ВЧ полей по программам HFSS и CST.

Используя выражение (5) для распределения электрической составляющей поля E(x) в ОР вдоль пространства взаимодействия можно получить графики распределения поля в ОР для различных отношений расстояния L_f между фокусами к радиусу каустики r_k. Они приведены на Рис. 2.

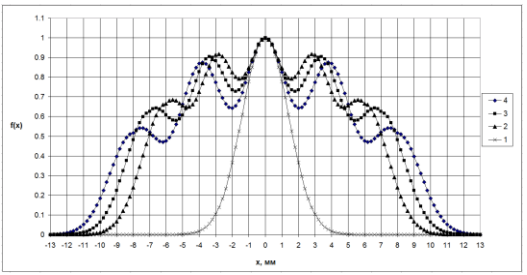


Рис. 2. Распределения электрической составляющей ВЧ - поля f(x) в ОР:
1- $L_f / r_k = 0$; 2 - $L_f / r_k = 1{,}5$; 3 - $L_f / r_k = 1{,}75$; 4 - $L_f / r_k = 2$

4. Расчёт электродинамических характеристик открытого резонатора с фокусирующим пяти фокусным зеркалом

Рассматривается ряд ОР с пяти фокусными фокусирующими зеркалами с различными расстояниями между фокусами L_f, для которых радиус кривизны сферического зеркала $R_0 = 65$мм и высота $H_{op} = 2{,}5$ мм и, следовательно, согласно формуле (6) для основного типа колебаний TEM_{00q}, возбуждаемого в ОР, образованном фокусирующим и плоским зеркалом, на длине волны примерно $\lambda = 1$ мм, радиус каустики $r_k = 1{,}995$ мм. Относительно небольшая высота ОР взята из соображений минимизации расчётного времени. Сравнивая значение ЭДХ, в частности, нормы N_r, полученное точным интегрированием в ОР без периодической структуры, с результатами расчёта этой ЭДХ для ОР с многофокусным фокусирующим зеркалом с использованием программных комплексов CST и HFSS, можно

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

оценить достоверность значений ЭДХ, полученных этими способами. Убедившись в хорошем соответствии полученных значений ЭДХ, можно, не проводя каждый раз таких вычислений, правильно оценивать их значения, например, той же нормы колебаний, при различных величинах L_f/r_k. Поэтому такие расчёты, прежде всего, были проведены для ЭДХ ОР без периодической структуры на плоском зеркале. Для ОР, образованного сферическим и плоским зеркалом, норма колебаний определена в результате интегрирования по формуле (3) как:

$$N_r = 3.47.10^{-20} H_{op} r_\kappa^{\,2}, \qquad (1.13)$$

что для параметров исследуемого прибора даёт N_r=3,453.10^{-20}.

В Таблицах 1,2 представлены зависимости резонансных частот - f_0, добротностей колебаний - Q_0, нормы колебаний N_r, относительной мощности потерь $\frac{P_п}{W} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_0}{Q_0}$ в зависимости от расстояния между фокусами L_f для фокусирующего пяти фокусного зеркала ОР. Формулы для вычисления этих ЭДХ, кроме нормы колебаний, взяты из работ [4,5,6].

Табл.1. Зависимости ЭДХ ОР от расстояния между фокусами зеркала L_f по результатам расчетов с использованием формул, HFSS Eigenmode, CST Eigenmode

п.п	Параметры	Метод расчёта	L_f/r_k								
			0	0,25	0,5	0,75	1,0	1,25	1,5	1,75	2
1	F_0, ГГц	формула (1.8)	303,726	303,041	302,575	302.267	302,048	302.571	302.554	302.544	302.537
2	F_0, ГГц	HFSS	303,77	302,989	302,696	302,31	302,694	302,775	302,953	303,222	303,443
3	F_0, ГГц	CST	303,952	303,427	302,692	302,625	302,656	302,731	302,884	303,095	303,328
4	Q_0	Форм.1.1	10440	10440	10440	10440	10440	10440	10440	10440	10440
5	Q_0	HFSS	8433	8123	8397	8358	8243	8388	8465	8457	8195
6	Q_0	CST	9444	9341	9482	9463	9465	9504	9485	9472	9089
7	$N_r \cdot 10^{20}$	Форм.1.11	3.125	3,632	5,194	6,583	7,823	8,946	9,984	10,971	11,911
8	$N_r \cdot 10^{20}$	HFSS	3,399	4,121	5,487	6,645	7,845	8,780	9,893	9,457	10, 588
9	$N_r \cdot 10^{20}$	CST	3,299	4,131	5,949	6,705	7,935	9.352	10.41	9,183	10,715
10	$\frac{P_п}{W} \cdot 10^{-8}$	HFSS	2,111	2,071	2,083	2,13	2,316	2,137	2,276	2,319	2,493
11	$\frac{P_п}{W} \cdot 10^{-8}$	CST	2,106	2,006	1,943	2,009	2,009	2,001	2,006	2,016	2,092

Как показывают результаты расчетов ЭДХ ОР, представленные в Таблице 1, для всех значений L_f/r_k хорошее совпадение даёт при использовании всех трех методов расчета (HFSS, CST и формулы) только расчёт резонансных частот f_0. Что касается нормы колебаний, то хорошее соответствие (разнятся не более чем на 6.5%) для всех значений L_f/r_k даёт расчёт по обоим программным комплексам. Исходя из этих расчётов, можно оценить увеличение нормы колебаний для L_f/r_k = 1.75 относительно L_f/r_k = 0, т.е. для сферы, в ≈ 2.78 раза, как по CST, так и по HFSS, что указывает на адекватность вычислений обоими методами. Следует особо отметить хорошее совпадение значений нормы колебаний для случая L_f/r_k = 0 вы-

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

численной по обоим программным комплексам относительно вычисленной по формуле (1.13). Для HFSS – это -1.56%, а для CST – это - 4, 45%. При $L_f/r_k = 0$ по формуле (1.11) $N_r = 3.125\ 10^{-20}$, что составляет – 90.5% от $N_r = 3.453\ 10^{20}$ по формуле (1.13), т.е. отличается на -9.5%

Табл. 2. ЭДХ ОР с пяти фокусным зеркалом и ДРПС («полуволновой гребенкой»)

№ п.п	Параметры	Расчет	L_f/r_k								
			0	0,25	0,5	0,75	1,0	1,25	1,5	1,75	2
1	F_0, ГГц	HFSS	304,437	304,08	303,142	303,110	303,173	303,277	303,473	303,728	304,002
2	F_0, ГГц	CST	304,457	303,948	303,219	303,175	303,348	303,445	303,655	303,860	304,089
3	Q_0	Форм.1.3	4330	4330	4330	4330	4330	4330	4330	4330	4330
4	Q_0	HFSS	3112	3293	3372	3385	3430	3456	3456	3551	3116
5	Q_0	CST	3627	3765	3668	3665	3534	3534	3603	3899	3406
6	$N_r \cdot 10^{20}$	Форм.1.12	2,793	3,309	4,703	5,891	6,872	7,652	8,231	8,596	8,713
7	$N_r \cdot 10^{20}$	HFSS	2,784	3,396	4,251	5,421	7,113	7,113	8,945	9,213	6,661
8	$N_r \cdot 10^{20}$	CST	2,504	3,669	4,504	5,739	6,544	6,803	8,085	9,933	8,62
9	$\frac{P_п}{W} \cdot 10^{-8}$	HFSS	6,146	5,789	5,648	5,626	5,554	5,514	5,517	5,374	6,131
10	$\frac{P_п}{W} \cdot 10^{-8}$	CST	5,274	5,064	5,194	5,197	5,272	5,395	5,295	4,895	5,562

Исходя из результатов этих расчётов, как и в случае с «четвертьволновой гребёнкой», в случае с ДРПС сложно однозначно оценить увеличение нормы колебаний при $L_f/r_k = 1.75$ относительно $L_f/r_k = 0$. Однако порядок этого увеличения установлен в 3.0….4.0 раза. Более точное значение может быть определено в результате проведения расчёта электронного КПД оротрона и сравнения полученного значения с результатом эксперимента, например, работы [7]. Поскольку анимационные картины, которые позволяют визуализировать распределение ВЧ полей, в чёрно-белом исполнении теряют свою наглядность, ниже приведены эти распределения по трём координатам для ОР без структуры (Рис.4), с ДРПС (Рис.5) и с «четвертьволновой гребёнкой» (Рис. 6).

5. Заключение

В результате проведенной работы показана возможность использования современных программных комплексов CST Studio Suite и HFSS Ansoft для анализа электромагнитных полей в двух зеркальном открытом резонаторе (ОР) с фокусирующим зеркалом сложной формы, в том числе, для ОР оротрона при длине волны ≈1 мм. Получено аналитическое выражение для продольного распределения ВЧ поля в ОР и на его основе выражения для нормы колебаний в ОР с фокусирующим многофокусным сферическим зеркалом.

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

Получены значения резонансных частот, добротности, запасенной энергии и распределений ВЧ полей основного типа колебаний для таких ОР, как без структуры, так и с двухрядной периодической структурой на плоском зеркале (по формулам и с применением программных комплексов). Исходя из результатов этих расчётов, сделан вывод о том, что в ОР с ДРПС сложно однозначно оценить увеличение нормы колебаний при $L_f/r_k = 1.75$ относительно $L_f/r_k = 0$. Однако порядок этого увеличения установлен в 3.0….4.0 раза. Более точное значение может быть определено в результате проведения расчёта электронного КПД оротрона с ДРПС и сравнения его величины с результатом эксперимента. Приведены и проанализированы распределения ВЧ полей по трём координатам в объёме ОР, как с однорядной и двухрядной периодической структурой на плоском зеркале, так и без них.

В результате использования программных комплексов показана возможность не только увеличения длины взаимодействия в ОР с пяти фокусным фокусирующим зеркалом, но и увеличение амплитуды ВЧ поля по ширине ОР по отношению к однофокусному зеркалу и увеличение ВЧ поля на его периферии. Если в первом случае этот эффект приводит к уменьшению неоднородности ВЧ поля по ширине электронного потока, то второй – к увеличению дифракционных потерь излучения на краях плоского зеркала, даже при его поперечной апертуре равной 4 радиусам каустики (см. Рис. 4, 5, 6).

Важный результат получен при расчёте распределения ВЧ поля по вертикали к плоскому зеркалу ОР. Подтверждён факт увеличения амплитуды ВЧ поля на расстоянии $\lambda/4$ от плоского зеркала по отношению к амплитуде ВЧ поля на большей высоте (для $3/4\lambda$, $5/4\lambda$ и т.д.) в ОР с «четвертьволновой гребёнкой» (см. Рис.6в). В ОР с ДРПС («полуволновой гребёнкой»), наоборот, амплитуда ВЧ поля в пролётном канале на том же расстоянии $\lambda/4$ от плоского зеркала меньше, чем амплитуда ВЧ поля на большей высоте (для $3/4\lambda$, $5/4\lambda$ и т.д.) (см. Рис. 5). Происходит экранировка пролётного канала вторым рядом ДРПС, в результате чего уменьшается амплитуда ВЧ поля резонатора, и как следствие амплитуда рабочей гармоники, взаимодействующей с электронным потоком.

Список литературы

[1] *Мясин Е.А., Евдокимов В.В., Ильин А.Ю., Соловьев А.Н.* Оротрон // Патент РФ № 87830. МКИ H01J 25/00. Заявлено 12.05.2009. Опубл. 20.10 2009. Бюл. Изобр. 2009. № 29. С.3.

[2] *Банков С.Е., Курушин А.А.* Проектирование СВЧ устройств и антенн с Ansoft HFSS. Москва 2009 г.

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

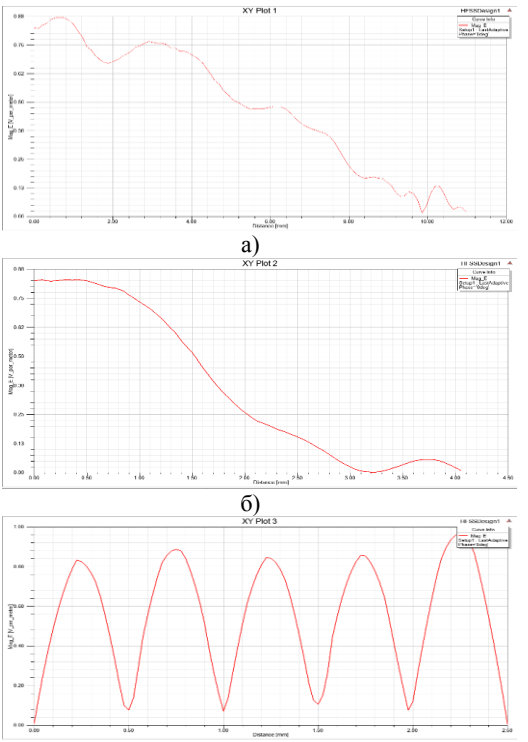
[3] *Курушин А.А., Пластиков А.Н.* Проектирование СВЧ устройств в среде CST Microwave Studio. Москва. Издательство МЭИ, 2010, 160 стр.

[4] *Русин Ф.С., Богомолов Г.Д.* Открытые резонаторы в восьмимиллиметровом диапазоне. // Сб. Электроника больших мощностей, вып.3, Москва: «Наука», 1964, с.154-175.

[5] *Русин Ф.С., Богомолов Г.Д.* Колебательная система оротрона. // Сб. Электроника больших мощностей, вып.5, Москва: «Наука», 1968, с.38-44.

[6] *Вайнштейн Л.А.* Открытые резонаторы и открытые волноводы. Москва: Советское радио, 1966 г., 475с.

[7] *Мясин Е.А., Евдокимов В.В., Ильин А.Ю.* Субмиллиметровый оротрон с двухрядной периодической структурой и фокусирующим пяти фокусным сфероцилиндрическим зеркалом // 25-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Материалы конференции. 6 - 12 сентября 2015 г. Севастополь, Крым, Россия. Т.1. С. 163.

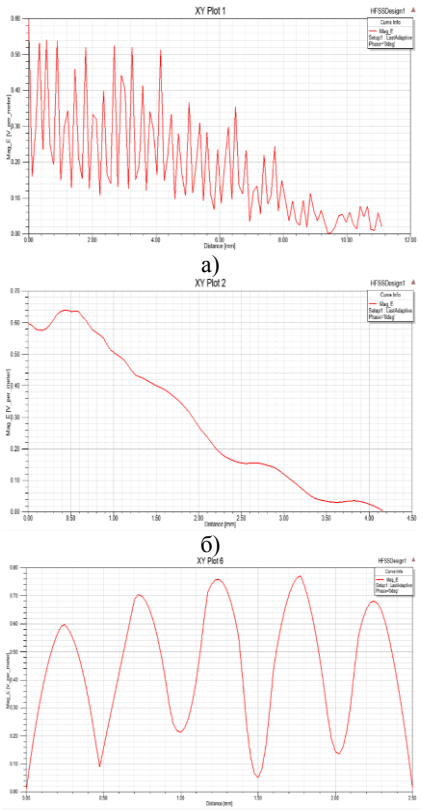


а)

б)

в)

Рис. 4. Распределение ВЧ поля в ОР без структуры на плоском зеркале при $L_f / r_k = 1.75$:
а) в продольном направлении,
б) в поперечном направлении,
в) по высоте



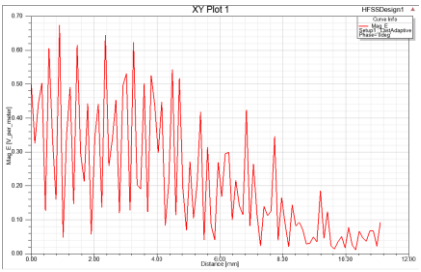
а)

б)

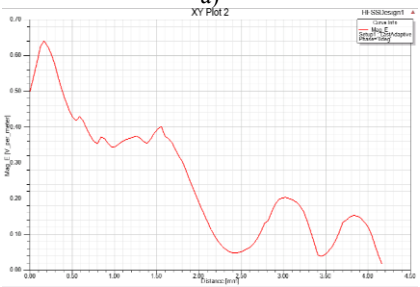
в)

Рис. 5. Распределение ВЧ поля в ОР с ДРПС («полуволновой гребёнкой») при $L_f / r_k = 1.75$: а) в продольном направлении, б) в поперечном направлении, в) по высоте

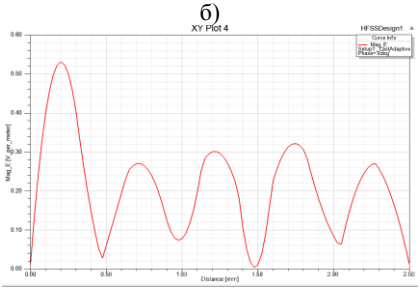
Copyright © 2016 for this paper by its authors. Copying permitted for private and academic purposes.



а)



б)



в)

Рис. 6. Распределение ВЧ поля в ОР с «четвертьволновой гребёнкой» на плоском зеркале при $L_f / r_k = 1.75$: а) в продольном направлении, б) в поперечном направлении, в) по высоте

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

Two-cascade orboklystron-amplifiers of submillimetric waves band

Anatoli V. Aksenchyk, Alexander A. Kurayev, Irina F. Kirinovich
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics,
Minsk, 220013, Republic of Belarus,
aksenchik@bsuir.by, kurayev@bsuir.by, kirinovich.irina@yandex.ru

Abstract: *The mathematical model of the two-cascade orboklystron-amplifier with sheet beams is formulated. The analysis of processes of interaction in two-cascade amplifiers is carried out. Optimum parameters of amplifiers are defined and calculations of amplitude characteristics of amplifiers on frequency of 180 GHz are carried out. Calculation electronic efficiency of two-cascade orboklystron-amplifiers with sheet beams on frequency of 180 GHz can reach values of 5 %, electronic power 16 W, gain 35 dB.*

Keywords: *O-type amplifier, regenerative, submillimetric, sheet beam, orbotron, open resonator, klystron, optimization.*

Двухкаскадные орбоклистроны-усилители субмиллиметрового диапазона длин волн

Аксенчик А.В., Кураев А.А., Киринович И.Ф.
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники,
г. Минск, 220013, Беларусь,
aksenchik@bsuir.by, kurayev@bsuir.by, kirinovich.irina@yandex.ru

Аннотация*: Сформулирована математическая модель двухкаскадного орбоклистрона-усилителя с ленточным пучком. Проведен анализ процессов взаимодействия в двухкаскадных усилителях. Определены оптимальные параметры усилителей и проведены расчеты амплитудных характеристик регенеративных усилителей на частоте 180 ГГц. Расчетный электронный КПД двухкаскадных орбоклистронов-усилителей с ленточными электронными потоками на частоте 180 ГГц может достигать значений 5% , коэффициент усиления 35 дБ, электронная мощность 16 Вт.*

Ключевые слова: усилитель О-типа, регенеративный, субмиллиметровый, ленточный пучок, орботрон, открытый резонатор, клистрон, оптимизация

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

1. Введение

В работах [1-4] показано, что для усиления сигналов субиллиметрового диапазона можно использовать орботроны-клистроны (орбоклистроны) с ленточными электронными потоками (ЭП) и ускоряющим напряжением 3 кВ. В данной работе сформулирована математическая модель двухкаскадных усилителей (без Y-циркуляторов), определены оптимальные параметры усилителей, рассчитаны амплитудные характеристики. Орбоклистрон-усилитель представляет собой клистрон с открытым резонатором (ОР). На рис. 1 приведена схема конструкции двухкаскадного орбоклистрона-усилителя с ленточным электронным пучком.

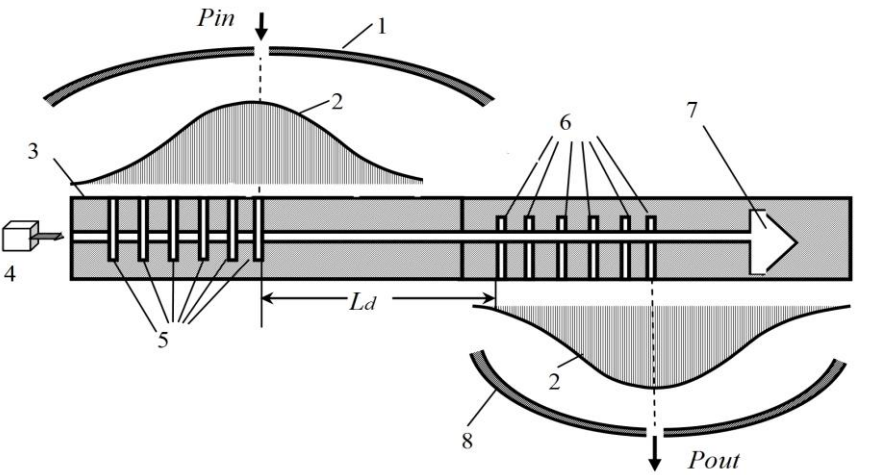


Рис. 1 Схема конструкции двухкаскадного орбоклистрона-усилителя

Fig.1. Circuit of design two-cascade orboklystron-amplifier

Здесь 1 – фокусирующее зеркало ОР первого каскада, через окно связи электромагнитная (ЭМ) волна мощностью P_{in} возбуждает в резонаторе ЭМ колебания; 2 – распределение поля рабочей моды на плоском зеркале (оно близко к гауссовому); 3 – плоское зеркало ОР; 4 – электронная пушка, формирующая ленточный электронный поток;

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

5 – щели связи с объемным полем резонатора первого каскада, одновременно это резонаторы клистрона первого каскада; 6 – щели связи с объемным полем резонатора второго каскада, одновременно это резонаторы клистрона второго каскада; 7 – коллектор с водяным охлаждением; 8 – фокусирующее зеркало ОР второго каскада, через окно связи (6) усиленная ЭМ волна мощностью P_{out} поступает далее в согласованную нагрузку (антенну, волновод и т.д.). L_d – длина области дрейфа между каскадами.

В щелях связи 6 и трубках дрейфа 2-го каскада происходит увеличение группировки ЭП и в последних щелях компактные сгустки электронов отдают свою энергию ЭМ полю резонатора 8 через щели связи. Электронная пушка 4 формирует ленточный ЭП, размеры пролетных каналов выбраны из условия нераспространения волн H_{10}, E_{11} по каналу.

2. Математическая модель

В математической модели применяются релятивистские уравнения движения в системе t, t_0 в декартовой системе координат в одномерном приближении [2].

Для моделирования электронного потока используется метод «крупных частиц». Электронный поток (в сечении прямоугольной формы) представлен в виде N_e «крупных частиц», расположенных равномерно на электронной длине волны $\lambda_e = \lambda\beta_0$, где $\beta_0 = v_0 / c$, v_0 – начальная скорость частиц электронного потока, c – скорость света. Формулы расчета напряженности продольного поля $\dot{E}^p$ пространственного заряда «крупной частицы» приведены в работах [3, 4]. Напряженность продольного ВЧ поля $\dot{E}^0$ в зазоре щели связи рассчитывается путем решения уравнения Лапласа с заданными граничными условиями [1, 4].

В модели орбоклистрона-усилителя в первом каскаде при расчете $\dot{E}_k^0$ – напряженности продольного ВЧ поля в зазоре k-ой щели связи учитывается поле, создаваемое входным сигналом мощностью P_{in}, подаваемого на резонатор через окно связи (рис. 1).

Порядок расчета усилителя будет следующий. Вначале рассчитываем первый каскад усилителя.

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

а) Для заданных значений ускоряющего напряжения U_0, тока электронного луча I_0, частоты f рассчитываем орбоклистрон-генератор, затем этот генератор переводим в режим регенеративного усиления, реализуя пункты б) – г).

б) Численно определяем пусковой ток генератора I_{start}, уменьшая последовательно I_0, рассчитываем электронный КПД η_e для дискретных значений I_0. При некотором значении I_0 электронный КПД η_e будет близок к нулю. Это и будет значением пускового тока I_{start}.

в) Устанавливаем рабочий ток усилителя меньше пускового: $I_0 < I_{start}$.

г) Задаем входную мощность сигнала P_{in}. Полагаем, что напряжения на щелях распределены по нормальному закону, с центром распределения на последней щели, а также, что щели синфазны (все напряжения на щелях имеют нулевую фазу).

Для расчетов задаем начальное приближение напряжения на 1-й щели V_1 и напряжения на последней щели V_n, с учетом входной мощности. Тогда напряжение на *k*-ой щели рассчитывается по формуле:

$$V_k = V_n \exp\left(\left[\frac{X_k - X_n}{X_1 - X_n}\right]^2 Ln\frac{V_1}{V_2}\right)$$

где X_k – расстояние между центрами 1-ой и *k*-ой щелями.

Электронный КПД *k*-го каскада рассчитываем по формуле:

$$\eta_{ek} = \frac{1-\sqrt{1-\beta_0^2}\,\frac{1}{N_e}\sum_{i=1}^{N_e}\left[1-(\beta_0 v_i)^2\right]^{-1/2}}{1-\sqrt{1-\beta_0^2}},$$

где $v_i = \frac{dX_i}{d\theta}$ - нормированная скорость «крупной частицы».

Решая совместно уравнения движения «крупных частиц» и уравнение возбуждения, находим решение самосогласованной задачи для первого каскада усилителя. В результате решения будут известны значения скоростей и положение «крупных частиц» на выходе из области взаимодейст-

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

вия 1-го каскада. Эти значения принимаем за граничные условия для начала расчета 2-го каскада.

Решая самосогласованную задачу для второго каскада, определяем выходные характеристики усилителя. Алгоритм решения самосогласованной задачи состоит в организации итерационного процесса [4].

3. Результаты расчетов

Расчет орбоклистрона-усилителя начинаем с расчета однокаскадного орбоклистрона-генератора. Размеры каналов дрейфа выбираем с учетом условия нераспространения в канале высших типов волн H_{m0}, E_{11}. При несоблюдении этого условия возникает сильная положительная обратная связь в усилителе, что приводит к самовозбуждению прибора. В работе [4] приведено описание расчета размеров щелей связи, длин труб дрейфа, размеров канала дрейфа. Для начала расчета генератора, используя [4], задаем следующие параметры для частоты f=180 ГГц: размеры трубки дрейфа прямоугольного сечения $a \times b$=0,08×0,03 см, размеры сечения ленточного потока $h \times$г=0,06×0,02 см. Размеры щели: ширина щели l=0,167 см, длина щели (зазора) d=0,01 см. Количество щелей N=10, добротность открытого резонатора Q=300, ускоряющее напряжение U_0=3 кВ, ток электронного пучка I_0=0,2 А. После проведения оптимизации орбоклистрон-генератор имеет следующие параметры: расчетный КПД η_e=0,097, электронная мощность 58 Вт. Определяем пусковой ток генератора: $I_{пуск}$=0,105 А. Для расчета усилителя задаем рабочий ток ниже пускового, вблизи границы самовозбуждения: I_0=0,1 А. Однако задавать рабочий ток значительно ниже пускового не следует, т.к. будет низкий КПД усилителя. Задаем добротность резонатора 1-го каскада Q=120, 2-го каскада Q=300.

В результате расчета двухкаскадного усилителя получены: электронный КПД=0,054, коэффициент усиления по мощности K_p=23,3 дБ, электронная мощность P_{out}=16,2 Вт, при входной мощности P_{in}=0,075 Вт. При P_{in}=0,0015 Вт электронная мощность P_{out}=5,2 Вт, K_p=35,3 дБ.

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

На рис. 2 приведены зависимости коэффициента усиления по мощности K_p и электронной мощности P_{out} от входной мощности P_{in} (f=180 ГГц).

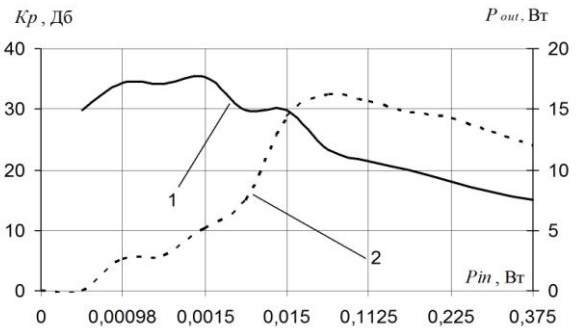


Рис. 2. Зависимость коэффициента усиления K_p и электронной мощности P_{out} от входной мощности P_{in} (f=180 ГГц)
(кривая 1 – коэффициента усиления K_p , кривая 2 – электронная мощность P_{out})

Fig. 2. Dependences of gain Kp and electronic power from input pouwer P_{in} (f=180 GHz)
(curve 1 - gain K_p , curve 2 - electronic power P_{out})

Из рис.2 видно, что усиление начинается после превышения уровня входной мощности P_{in}=0,0008 Вт. Усилитель работает в режиме регенеративного усиления. Амплитудная характеристика – нелинейная.

4. Заключение

Проведены расчеты амплитудных характеристик усилителя на частоте 180 ГГц. Амплитудные характеристики – нелинейные. Расчетный электронный КПД орбоклистронов-усилителей с плоскими электронными потоками на частоте 180 ГГц с ускоряющим напряжением 3 кВ может достигать значений 0,054 , коэффициент усиления 35 дБ, электронная мощность P_{out}=16 Вт. Для сравнения можно отметить, что однокаскадные схемы орбоклистронов-усилителей, описанные в [2, 4], имеют на частоте 180 ГГц

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

коэффициент усиления по мощности K_p=23 дБ, электронную мощность P_{out} =2,8 Вт

Список литературы

[1] Аксенчик А.В., Киринович И.Ф., Кураев А.А. Моделирование орботронов-клистронов и умножителей частоты с плоскими пучками в диапазоне частот 0,1 – 3 ТГц // Весці НАН Беларусі. Сер. фіз.-тэхн. навук. 2011. №4. С.110-118.

[2] Аксенчик А.В., Киринович И.Ф, Кураев А.А., Еремка В.Д. Генераторы и усилители миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн на орботронах клистронах с ленточными пучками // Материалы 22-ой междунар. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (CrimiCo'2012), Севастополь, Украина, 10-14 сент. 2012, С.197-198.

[3] Аксенчик А.В., Киринович И.Ф. Поля пространственного заряда плоских пучков // Весці НАН Беларусі. Сер. фіз.-тэхн. навук. 2011. №2. С.97-107.

[4] А. Аксенчик, А. Кураев, И. Киринович 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., Kirinovich I.F., Kurayev A.A. Modelling of orbotron-klystrons and frequency multipliers with sheet beams in the frequency band 0,1 - 3 Thz. *News of Belarus NAS, Ph.Tech. series*, 2011, no. 4, pp. 110 - 118. (In Russian).

[2] Aksenchyk A.V., Kirinovich I.F., Kurayev A.A., Eyremka V.D. Oscillators and amplifiers of millimeter and submillimeter range on orbotron-klystrons with sheet beams // 22nd Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CrimiCo'2012). Sevastopol, Ukraine, September 10-14, 2012, pp. 197 - 198. (In Russian).

[3] Aksenchyk A.V., Kirinovich I.F. The fields of space-charge of sheet beam. *News of Belarus NAS, Ph.Tech. series*, 2011, no. 2, pp. 97 - 107. (In Russian).

[4] Aksenchyk A.V., Kurayev A.A., Kirinovich I.F. *Amplifiers and generators of O-type of millimetric and submillimetric ranges of waves lengths (the theory and optimization)*, Germany: Palmarium Academic Publishing, 2014. 154 p. ISBN 987-3-639-74531-3. (In Russian).

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

Millimeter range planar slow-wave structure – designing and investigation of manufacturing technology

Anatoliy V. Galdetskiy, Evgeniya A. Rakova
JSC "RPC "Istok" named after Shokin"
Fryazino,141190, Russian Federation
galdetskiy@istokmw.ru

Abstract: *Planar slow-wave structure of "meander" type has been considered on a diamond heat sink for W-range TWT. The results of numerical simulation of the slow-wave structure electrodynamic parameters are presented: dispersion of slow-wave factor and pierce impedance, output continuous power, gain. A design of electron-optical system with high density strip beam was proposed, simulation of beam focusing in transit-time channel was conducted. The investigation of manufacturing technology of the slow-wave structure design was carried out.*

Keywords: *mm-range TWT, planar slow-wave structure, strip beam, CVD diamond, precision laser cutting, thermodiffusion bonding.*

Планарная замедляющая система мм диапазона – проектирование и исследование технологии изготовления

Галдецкий А.В., Ракова Е.А.
АО «НПП «Исток» им. Шокина»
г. Фрязино, 141190, Российская Федерация
galdetskiy@istokmw.ru

Аннотация: *Рассмотрена планарная замедляющая система типа «меандр» на алмазном теплоотводе для ЛБВ W-диапазона. Представлены результаты численного моделирования электродинамических параметров замедляющей системы: АЧХ замедления и сопротивление связи, выходная непрерывная мощность, усиление. Предложена конструкция электронно-оптической системы с ленточным пучком высокой плотности, проведено моделирование фокусировки пучка в пролетном канале. Проводилось исследование технологии изготовления конструкции замедляющей системы.*

Ключевые слова: ЛБВ мм диапазона, планарная замедляющая система, ленточный пучок, CVD алмаз, прецизионная лазерная резка, термодиффузионная пайка.

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

1. Введение

Во всем мире происходит продвижение электровакуумных приборов в миллиметровый и субмиллиметровый диапазоны [1-5]. Необходимость разработки и производства таких приборов определяется потребностями современной радиолокации и связи. Разработка таких приборов требует решения целого ряда проблем, связанных со значительным уменьшением размеров резонаторов и замедляющих систем (ЗС) и повышением требований к точности изготовления. Были разработаны специальные технологии изготовления, обеспечивающие допуски в пределах единиц микрометров и высокое качество поверхности – LIGA [6] и DRIE процесс [7].

К недостаткам этих технологий относится необходимость использования специализированного, очень дорогостоящего оборудования. Как правило, с помощью этих технологий изготавливаются ЗС типа «петляющий волновод» [8-10]. Подобные системы обеспечивают хороший теплоотвод и широкую полосу рабочих частот, однако имеют небольшое сопротивление связи и требуют сложную технологию изготовления элементов ЗС.

На сегодняшний день более востребованы приборы, в том числе и в России, *Ka*- и *W*-диапазона. Среди электровакуумных приборов перспективной является лампа с бегущей волной (ЛБВ), обеспечивающая широкую полосу рабочих частот. В данной работе представлен проект ЛБВ W-диапазона с планарной ЗС типа «меандр» на диэлектрической подложке из CVD алмаза.

2. Моделирование лампы

Планарная ЗС представляет собой два ленточных меандра, расположенных на поверхности алмазных пластин с двух сторон от ленточного пуча внутри прямоугольного волновода (Рис. 1).

Предложенная конструкция ЗС отличается от аналогичных планарных ЗС тем, что здесь используется тонкая подложка из CVD алмаза, подвешенная в середине волноводе и обеспечивающая хорошие условия теплового режима, низкую диэлектрическую нагрузку, а также меандр из толстой (40 мкм) фольги, что препятствует токооседанию на диэлектрик.

Геометрия ЗС подбиралась так, чтобы обеспечить высокое сопротивление связи (не менее 17 Ом) в полосе рабочих частот не менее 5 ГГц и рабочем напряжении пучка 15,6 кВ (Рис. 2-3). Период ЗС составил 190мкм. Толщина меандра составляет 50 мкм. Пролетный канал высотой 240 мкм.

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

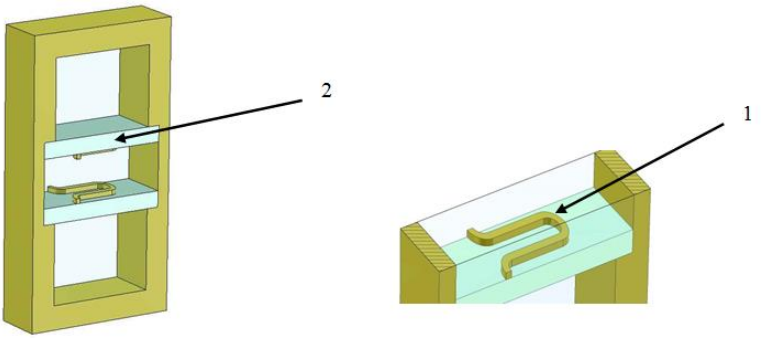


Рис. 1. Один период ЗС: 1 – металлический меандр, 2 — алмазная пластина.

Fig. 1. Single period of slow-wave structure: 1 – metal meander, 2 – diamond wafer

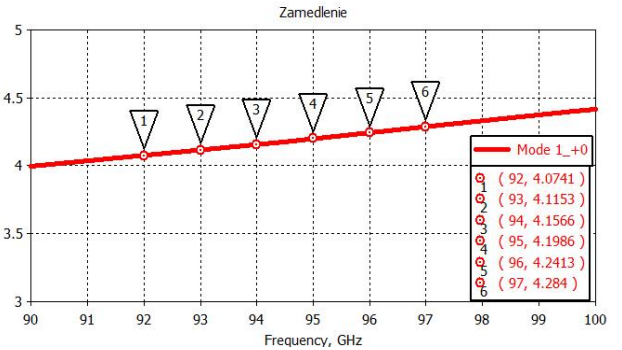


Рис. 2. АЧХ замедления ЗС.

Fig. 2. Dispersion of slow-wave factor

В первых лампах предполагается использовать готовую электронно-оптическую систему (ЭОС), используемую в субмиллиметровых ЛОВ, выпускаемых на «Истоке». ЭОС представляет собой металлосплавной катод с высокой плотностью тока 100 А/см^2, без компрессии. На рис. 4 представлены результаты моделирования ЭОС, формирующей ленточный поток с сечением 400*108 мкм с током 43 мА.

Фокусировка электронного потока осуществляется магнитной системой на постоянных магнитах, обеспечивающей магнитное поле 0,8 Тл. Превышение величины магнитного поля в 8,8 раз по сравнению с бриллюэновским дает возможность «заморозить» ленточный пучок в канале и избежать известной проблемы S-образного загиба краев. Впоследствии планируется переход на более сложную ЭОС с экранированным катодом и компрессией пучка.

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

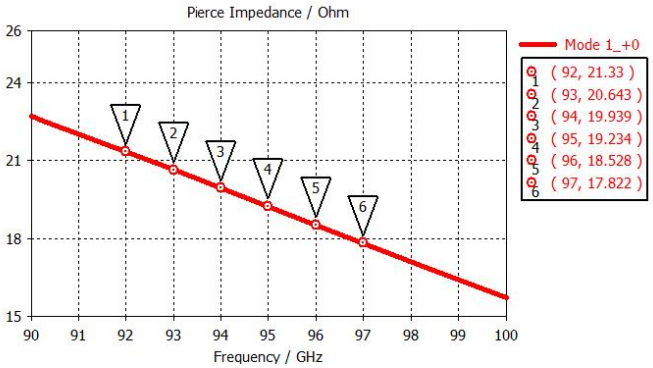


Рис. 3. Импеданс взаимодействия.

Fig. 3. Pierce impedance

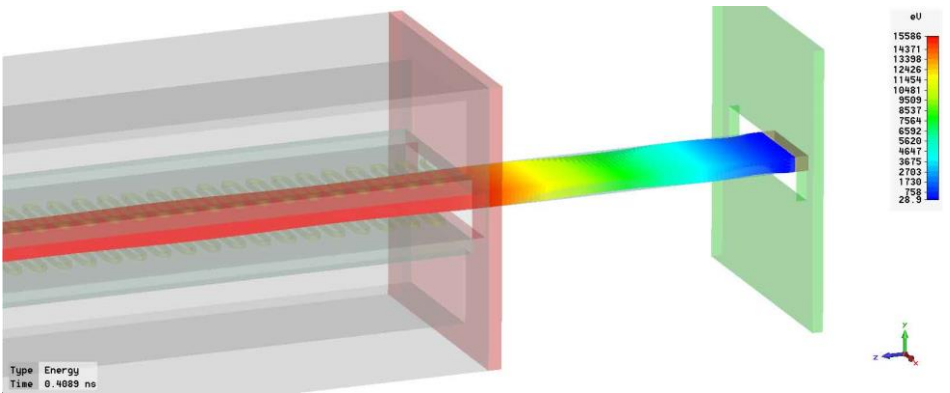


Рис. 4. Электронно-оптическая система.

Fig. 4. Electron-optical system

Рассматривался вариант «прозрачной» ЛБВ (без поглотителя), что реализуемо на сравнительно короткой лампе и небольшом усилении (<16дБ). По одномерной программе расчета пространства взаимодействия были получены выходные характеристики лампы, представленные на рис. 5.

При длине пространства взаимодействия 24,6 мм и рабочем напряжении пучка 15,6 кВ, входной мощности 1 Вт, выходная непрерывная мощность в полосе 5 ГГц достигает 27 Вт, что в 3 раза превышает мощность ранее разработанной на «Истоке» лампы миллиметрового диапазона традиционной конструкции.

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

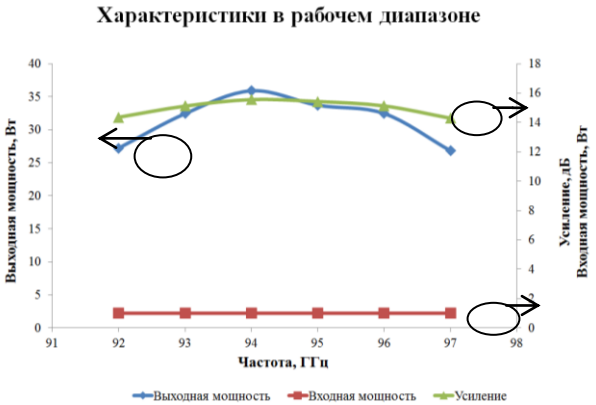


Рис. 5. Расчетные выходная мощност и усиление ЛБВ.

Fig. 5. Calculated output power and gain of TWT

Был промоделирован тепловой режим лампы. При расчете учитывалось тепловыделение от вероятного токооседания электронного потока на элементы ЗС из-за несовершенства сборки лампы (была принята ориентировочная величина токооседания 10%), а также омические и диэлектрические потери мощности СВЧ волны в ЗС. Расчет показал, что максимальный температурный перепад между ЗС и корпусом составил всего 3^0 благодаря высокой теплопроводности алмаза.

3. Исследование технологии изготовления ЗС

Основными показателями технологии являются точность изготовления и качество поверхности.

Методы создания заданного рисунка металлизации известны из техники печатных плат, однако, перенос этих технологий на мелкоструктурные топологии на алмазе невозможен из-за низкой точности и специфических свойств алмаза, низкой адгезии металлической пленки и большой разницы КТР. Фотолитографические методы, применяемые при создании интегральных схем, не обеспечивают достаточной толщины металлизации для предотвращения токооседания на диэлектрик. Поэтому нами была сделана попытка создания тонкой металлизации в виде меандра на поверхности алмаза с последующей рецессией остальной поверхности алмаза. Для создания рецессии на алмазе с требуемым рисунком использовалось развитая на «Истоке» уникальная технология ионной имплантации с последующей графитизацией алмаза [11]. На рис. 6 представлена фотография нескольких периодов ЗС, изготовленной по данной технологии.

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

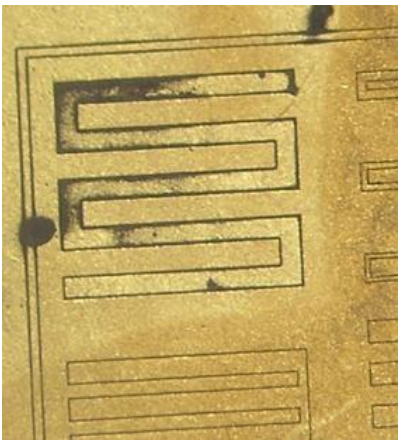


Рис. 6. Фотография экспериментального образца подложки с двумя периодами ЗС.

Fig. 6. Photo of the experimental sample substrate with two periods of SWS

Разработанная технология позволяет формировать на поверхности алмазной пластины высокоадгезионную металлизацию по заданному шаблону с достаточной для создания приборов миллиметрового диапазона точностью. Однако толщина металлизации в данной технологии не превышает 5-7 мкм, что недостаточно для предотвращения оседания пучка на диэлектрик и его зарядки.

Поэтому был исследован другой технологический маршрут, который включает в себя следующие этапы:

- Изготовление меандра из фольги толщиной 50 мкм
- Технологическая очистка меандров
- Изготовление алмазных подложек со сплошной металлизацией золотом
- Термодиффузионная пайка медного меандра на металлизированную поверхность алмазной подложки
- Травление золота с поверхности алмазной подложки с использованием медного меандра в качестве маски

Для изготовления ЗС в виде меандра выбрана технология прецизионной лазерной резки, которая хорошо освоена на «Истоке» и гарантирует точность до ±5 мкм (рис. 7а).

После лазерной резки проводилась технологическая очистка. Рассматривались два варианта: химическая очистка в щелочном растворе при высокой температуре (рис. 7б) и отжиг в восстановительной среде (водородная печь) (рис.7в).

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

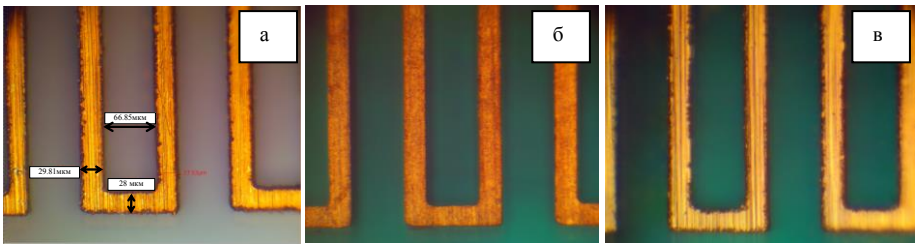


Рис. 7. Медный меандр: *а* – после лазерной резки, *б* – после химической очистки в щелочном растворе, *в* – после отжига в водородной печи.

Fig. 7. Copper meander: *а* – after laser cutting, *б* –after chemical cleaning in an alkaline solution, *в* – after annealing in a hydrogen furnace

При сравнении результатов видно, что существенной разницы в качестве поверхности нет. Однако, после отжига в восстановительной среде, медные элементы ЗС становятся очень пластичными, что легко приводит к деформации деталей. Для дальнейшего использования был выбран вариант химической очистки.

После очистки производилась термодиффузионная пайка медного меандра и алмазной подложки, металлизированной золотом толщиной 0,5-3мкм (рис. 8).

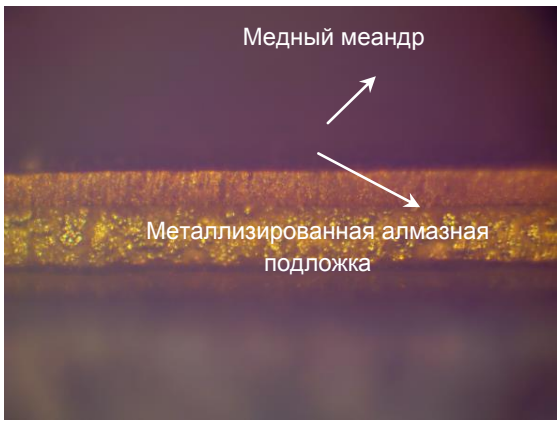


Рис. 8. Фотография спаянных медных элементов ЗС и металлизированной алмазной подложки.

Fig. 8. Photo soldered copper elements SWS and metallized diamond substrate

Пайка прошла успешно без растрескивания алмаза и коробления подложки благодаря малой толщине и благоприятной топологии меди. Травление золота осуществляется в аргоновой плазме.

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

4. Заключение

Предложенная конструкция ЗС согласно расчетам позволяет получить высокое сопротивление связи и необходимую дисперсионную характеристику в 3-мм диапазоне длин волн с полосой рабочих частот в 5 ГГц. Использование новой конструкции позволит существенно увеличить выходную импульсную мощность при рабочем напряжении не более 15.6кВ. Продемонстрирована технологичность и изготовляемость новой конструкции ЗС. Следует отметить высокие технологические показатели обработки (точность и качество поверхности) с помощью лазерной резки, при этом проводники ЗС сохраняют качество (плотность и сопротивление) монолитного материала.

Источники финансирования и выражение признательности

Авторы выражают признательность Б.В. Сазонову, М.П. Духновскому, Е.Н. Куликову, А.В. Дерябкину, Н.А. Лябину, В.С. Парамонову, Н.П. Зубкову и В.А. Смирнову (АО «НПП «Исток» им. Шокина») за внимание к работе и ряд полезных советов.

Список литературы

[1] Srivastava V. THz vacuum microelectonic devices // J. Physics: Conf. Series. 2008. Vol. 114. No.1.012015.

[2] Booske J.H., Dobbs R.J., Joye C.D., Kory C.L., Neil G.R., Park G.S., Park J.H., Temkin R.J. Vacuum electronic high power terahertz sources // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. 2011. Vol. 1. No. 1. P. 54-75.

[3] Shin Y.-M., Baig A., Barnett L.R., Tsai W.-C., Luhmann N.C., Pasour J., Larsen P. Modeling investigation of an ultrawideband terahertz sheet beam traveling-wave tube amplifier circuit // IEEE Trans. Electron Devices. 2011. Vol. 58. No. 9. P. 3213-3219.

[4] Shin Y.-M., Baig A., Barnett L.R., Tsai W.-C., Luhmann N.C. System design analysis of a 0.22-THz sheet-beam traveling-wave tube amplifier // IEEE Trans. Electron Devices. 2012. Vol. 59. No. 1. P. 234-240.

[5] Рожнев А.Г., Рыскин Н.М., Каретникова Т.А., Торгашов Г.В., Синицын Н.И., Шалаев П.Д., Бурцев А.А. Исследование характеристик замедляющей системы лампы бегущей волны миллиметрового диапазона с ленточным электронным пучком // Изв. Вузов. Радиофизика. 2013. Т.56, № 8-9. С.601-613.

[6] Гольденберг Б.Г. Базовые принципы LIGA-технологии [электронный ресурс]. // www.ssrc.inp.nsk.su/CKP/lections/Theory_of_LIGA-tecnology.pdf

[7] DRIE technology: from micro to nanoapplications [электронный ресурс] / J.-M. Thevenoud, B. Mercier, T. Bourouina et.al. www.researchgate.net%2Fprofile%2FT_Bourouina%2Fpublication

[8] Joye C. D., Cook A. M., Calame J. P. // et al. Demonstration of a High Power, Wideband 220-GHz Traveling Wave Amplifier Fabricated by UV-LIGA // IEEE Trans. on Electron Devices, vol. 61, no. 6, 2014, p. 1672-1678.

[9] Jinjun Feng, Jun Cai, Yinfu Hu // et al. Development of W-band Folded Waveguide Pulsed TWTs. IEEE Trans. on Electron Devices, vol. 61, no. 6, 2014, p. 1721-1725.

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

[10] Huarong Gong, Yubin Gong, Tao Tang // et al. Experimental Investigation of a High-Power Ka-Band Folded Waveguide Traveling-Wave Tube. IEEE Trans. on Electron Devices, vol. 58, no. 7, 2011, p.2159-2163

[11] А.В. Дерябкин, Е.Н. Куликов Технология создания толстопленочной металлизации алмазных пластин по заданному рисунку для нового типа ЛБВ миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов // Тезисы докладов IV научно-технической конференции молодых ученых и специалистов ОАО «НПП «Исток» им. Шокина». 2014. С.31.

References

[1] Srivastava V. THz vacuum microelectonic devices // J. Physics: Conf. Series. 2008. Vol. 114. No.1.012015.

[2] Booske J.H., Dobbs R.J., Joye C.D., Kory C.L., Neil G.R., Park G.S., Park J.H., Temkin R.J. Vacuum electronic high power terahertz sources // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. 2011. Vol. 1. No. 1. P. 54-75.

[3] Shin Y.-M., Baig A., Barnett L.R., Tsai W.-C., Luhmann N.C., Pasour J., Larsen P. Modeling investigation of an ultrawideband terahertz sheet beam traveling-wave tube amplifier circuit // IEEE Trans. Electron Devices. 2011. Vol. 58. No. 9. P. 3213-3219.

[4] Shin Y.-M., Baig A., Barnett L.R., Tsai W.-C., Luhmann N.C. System design analysis of a 0.22-THz sheet-beam traveling-wave tube amplifier // IEEE Trans. Electron Devices. 2012. Vol. 59. No. 1. P. 234-240.

[5] Рожнев А.Г., Рыскин Н.М., Каретникова Т.А., Торгашов Г.В., Синицын Н.И., Шалаев П.Д., Бурцев А.А. Исследование характеристик замедляющей системы лампы бегущей волны миллиметрового диапазона с ленточным электронным пучком // Изв. Вузов. Радиофизика. 2013. Т.56, № 8-9. С.601-613.

[6] Гольденберг Б.Г. Базовые принципы LIGA-технологии [электронный ресурс]. // www.ssrc.inp.nsk.su/CKP/lections/Theory_of_LIGA-tecnology.pdf

[7] DRIE technology: from micro to nanoapplications [электронный ресурс] / J.-M. Thevenoud, B. Mercier, T. Bourouina et.al. www.researchgate.net%2Fprofile%2FT_Bourouina%2Fpublication

[8] Joye C. D., Cook A. M., Calame J. P. // et al. Demonstration of a High Power, Wideband 220-GHz Traveling Wave Amplifier Fabricated by UV-LIGA // IEEE Trans. on Electron Devices, vol. 61, no. 6, 2014, p. 1672-1678.

[9] Jinjun Feng, Jun Cai, Yinfu Hu // et al. Development of W-band Folded Waveguide Pulsed TWTs. IEEE Trans. on Electron Devices, vol. 61, no. 6, 2014, p. 1721-1725

[10] Huarong Gong, Yubin Gong, Tao Tang // et al. Experimental Investigation of a High-Power Ka-Band Folded Waveguide Traveling-Wave Tube. IEEE Trans. on Electron Devices, vol. 58, no. 7, 2011, p.2159-2163

[11] А.В. Дерябкин, Е.Н. Куликов Технология создания толстопленочной металлизации алмазных пластин по заданному рисунку для нового типа ЛБВ миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов // Тезисы докладов IV научно-технической конференции молодых ученых и специалистов ОАО «НПП «Исток» им. Шокина». 2014. С.31.

Acknowledgements

The authors are grateful to (Institute of Applied Physics of Russian Academy of Sciences) for attention to the work and a number of useful tips.

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

Single-mode oscillations stability in harmonic gyrotrons operating in symmetric modes

[1]Andrey P. Fokin, [1]Mikhail Yu. Glyavin, [2]Gregory S. Nusinovich
[1]*Institute of Applied Physics of the Russian Academy of Sciences (IAP RAS)*
46 Ul'yanov street, 603950 Nizhny Novgorod, Russia
ap.fokin@mail.ru
[2]*Institute for Research in Electronics and Applied Physics, University of Maryland, College Park, Maryland 20742-3511, USA*

Abstract: *The nonlinear dynamics of the gyrotron operating in symmetric modes ($TE_{0,p}$) at cyclotron harmonics with account taken of satellites at fundamental has been investigated. The theory of parametric coupling of strong operating mode with satellites ($TE_{m,p}$) of different rotation is built within the perturbation theory and the zones of stable single-mode oscillations is calculated. Area of operating mode excitation and its dependence on startup scenario is numerically investigated.*

Keywords: *stability, gyrotron, symmetrical modes, harmonics, startup scenario.*

Устойчивость одномодовых колебаний в гиротронах на гармониках гирочастоты с симметричными рабочими модами

[1]Фокин А.П., [1]Глявин М.Ю., [2]Нусинович Г.С.
[1]*Федеральный исследовательский центр Институт прикладной физики Российской академии наук (ИПФ РАН)*
г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
ap.fokin@mail.ru
[2]*Institute for Research in Electronics and Applied Physics, University of Maryland, College Park, Maryland 20742-3511, USA*

Аннотация: *Исследуется нелинейная динамика многомодовых процессов в гиротронах на гармониках гирочастоты с симметричными ($TE_{0,p}$) рабочими модами с учетом сателлитов на первой гармонике. В рамках теории малых возмущений построена теория синхронного взаимодействия рабочей моды с сателлитами $TE_{m,p}$ разного вращения и рассчитана область устойчивости одномодовых колебаний рабочей моды. Численно исследован процесс установления колебаний, найдена область устойчивого возбуждения симметричной моды на второй гармонике и определено влияние стартовых условий на границы области возбуждения.*

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

Ключевые слова: устойчивость, гиротрон, симметричные моды, гармоники, установление колебаний.

1. Введение

Переход на работу на гармониках гирочастоты в гиротронах позволяет в разы повысить частоту излучения, ограниченную современным прогрессом в создании криомагнитов. При этом для высокочастотных (суб-ТГц и ТГц) гиротронов особенно привлекательным является использование симметричных рабочих мод $TE_{0,p}$ из-за меньших омических потерь по сравнению с традиционно используемыми несимметричными рабочими модами $TE_{m,p}$ ($m \neq 0$). В 70-х годах прошлого века производились попытки создания гиротронов с симметричными рабочими модами на основном циклотронном резонансе [1, 2], но дальнейшего развития не последовало из-за сильной конкуренции симметричных мод с модами $TE_{2,p}$, чья связь с электронным пучком оказывалась сильнее. Однако, недавно было продемонстрировано, что при переходе к гармоникам циклотронной частоты связь симметричных мод с электронным пучком может быть сильнее [3], там самым может быть достигнута устойчивая работа даже в случае симметричных рабочих мод высоких порядков. Такие гиротроны могут быть особенно привлекательны из-за сочетания доступных криомагнитов с достаточно малым магнитным полем и низких омических потерь.

В [3] рассмотрена возможность возбуждения симметричной рабочей моды на гармонике гирочастоты несмотря на наличие конкурентов на основном резонансе, однако при этом не исследовалась возможность параметрического взаимодействия сильной симметричной рабочей моды с парой сателлитов на первой гармонике. Эта пара может быть сформирована любой несимметричной модой $TE_{m,p}$, так как эта мода вырождена по отношению к направлению вращения (т.е. азимутальный индекс может быть как положительным, так и отрицательным). Для таких мод условие параметрического взаимодействия будет выполнено

$$m_1 + m_3 = m_2 \tag{1}$$

так как $m_3 = -m_1$ и $m_2 = 0$. Здесь индекс «2» обозначает рабочую моду, а «1» и «3» — две моды вращающиеся в противоположные стороны. Кроме того, необходимо

$$|\omega_1 + \omega_3 - \omega_2| = |2\omega_1 - \omega_2| \leq \frac{\omega}{Q} \tag{2}$$

Данное условие будет выполнено только если частота паразитной моды будет близка к половине частоты рабочей моды. Похожая система на первой

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

гармонике рассматривалась в работах [4, 5]. В данной работе исследуется роль параметрической неустойчивости в гиротронах на второй гармонике гирочастоты с симметричными рабочими модами.

2. Исследуемая модель

Рассмотрим известную модель аксиально симметричного гиротрона с фиксированной продольной структурой высокочастотного поля, описанную в [6]. Взаимодействие винтового электронного пучка с ТЕ-модами волновода в рамках этой модели описывается следующей системой укороченных уравнений: -

$$\begin{cases} \dfrac{da}{d\varsigma} - i(\Delta + |a|^2 - 1)a = i\left(\sum_s \; a^{n_s-1} F_s f_s e^{i(\Psi_s - n_s\theta_0)}\right)^* \\ \widehat{\Phi}_s = -\dfrac{i}{F_s}\dfrac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\left\{\dfrac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\left[\int_{\varsigma_{in}}^{\varsigma_{out}} a^{*n_s} f_s^* e^{-i(\Psi_s - n_s\theta_0)} d\varsigma\right] d\theta_0\right\} d\varphi \\ \dfrac{dC_s}{dt} = C_s\left[\Phi_s - \dfrac{1}{2Q_s}\dfrac{\omega_s}{\omega_{op}} + i\left(\dfrac{\omega_s}{\omega_{op}} - n_s\right)\right] \\ C_s = F_s\, e^{i\Psi_s} \\ \Phi_s = I_s\widehat{\Phi}_s \end{cases} \qquad (3)$$

где $t = \omega_{op} t_d$ - безразмерное время (ω_{op}- частота усреднения), $a = \sqrt{w}\exp\left(-i(\theta - \theta_0)\right)$ - нормированный поперечный импульс электрона, θ - медленно меняющаяся фаза, $\varsigma = \pi\dfrac{\beta_\perp^2}{\beta_\parallel}\dfrac{z}{\lambda}$ -безразмерная продольная координата, $\Delta = \frac{2}{\beta_{\perp 0}^2}\left(1 - \frac{\omega_H}{\omega_{op}}\right)$ - безразмерная расстройка циклотронного резонанса. f_s – продольный профиль поля, F_s и Ψ_s – соответственно безразмерные амплитуда и фаза s-ой моды с учетом ее пространственной структуры, Is – параметр тока моды, пропорциональный току пучка и зависящий от структуры поля моды. В дальнейшем, продольную структуру поля будем считать гауссовой, так как такое приближение с достаточной точностью описывает структуру поля в гиротроне с высокодобротным резонаторам.

Для получения условий устойчивости сильной симметричной рабочей моды на второй гармонике гирочастоты воспользуемся теорией возмущений, и рассмотрим стационарную генерацию рабочего типа колебаний, которая описывается следующим набором уравнений:

$$\frac{d\hat{a}_2}{d\varsigma} - i(\Delta + |\hat{a}_2|^2 - 1)\hat{a}_2 = i(\hat{a}_2^* F_2\, f_2\,)$$

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

$$\widehat{\Phi}_2' = \frac{1}{2I_2Q_2}\frac{\omega_2}{\omega_{op}} \tag{4}$$

$$\widehat{\Phi}_2 = -\frac{i}{F_2}\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\left[\int_{\varsigma_{in}}^{\varsigma_{out}} a_2^{*_2} f_2^* d\varsigma\right] d\tilde{\theta}_0$$

В первом порядке теории возмущений, влияние сателлитов может быть представлено в виде малой добавки $a=a_2+a_{(1)}$. Для малого возмущения уравнение движения будет выглядеть следующим образом:

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{a}_{(1)}}{d\varsigma} - i\left[(\Delta + 2|\hat{a}_2|^2 - 1)\hat{a}_{(1)} + \hat{a}_2^2\hat{a}_{(1)}^*\right] \\ = i\left\{\hat{a}_{(1)}^* f_2 F_2^* + f_1 F_1^* e^{-i\left(\Psi_1 - \frac{\Psi_2}{2}\right)}\right. \\ \left. + f_{-1}F_{-1}^* e^{-i\left(\Psi_{-1} - \frac{\Psi_2}{2}\right)}\right\}\end{aligned} \tag{5}$$

$$\widehat{\Phi}_{\pm 1} = -\frac{i}{F_{\pm 1}}\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\left\{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\left[\int_{\varsigma_{in}}^{\varsigma_{out}} \hat{a}_{(1)}^* f_{\pm 1}^* e^{-i\left(\Psi_{\pm 1} - \frac{\Psi_2}{2}\right)} d\varsigma\right] d\tilde{\theta}_0\right\} d\varphi$$

Делая замену в уравнении движения $u = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \hat{a}_{(1)}\, e^{-i\Delta m\varphi}\, d\varphi = \bar{C}_1^* u_1 + \bar{C}_{-1} u_{-1};\ v = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \hat{a}_{(1)}^* e^{-i\Delta m\varphi}\, d\varphi = \bar{C}_1^* v_1 + \bar{C}_{-1} v_{-1}$, преобразуем это уравнение в систему, описывающую возмущение в движении электронов вызванное воздействием полей сателлитов:

$$\begin{cases} \dfrac{du_1}{d\varsigma} - i\left((\Delta + 2|\hat{a}_2|^2 - 1)u_1 + (\hat{a}_2^2 + f_2^* F_2^*)\, v_1\right) = i f_1 \\ \dfrac{du_{-1}}{d\varsigma} - i\left((\Delta + 2|\hat{a}_2|^2 - 1)u_{-1} + (\hat{a}_2^2 + f_2^* F_2^*)\, v_{-1}\right) = 0 \\ \dfrac{dv_1}{d\varsigma} + i\left((\Delta + 2|\hat{a}_2|^2 - 1)v_1 + (\hat{a}_2^{*2} + f_2 F_2)\, u_1\right) = 0 \\ \dfrac{dv_{-1}}{d\varsigma} + i\left((\Delta + 2|\hat{a}_2|^2 - 1)v_{-1} + (\hat{a}_2^{*2} + f_2 F_2)\, u_{-1}\right) = -i f_{-1} \end{cases} \tag{6}$$

Используя новые переменные, описывающие движение электронов, и заменяя $\bar{C}_s = F_s e^{i\left(\frac{\omega_s - \frac{\omega_2}{2}}{\omega_{op}} t + \left(\Phi_s'' - \frac{\Phi_2''}{2}\right)t\right)}$ в уравнениях возбуждения полей сателлитов, мы можем переписать выражения для факторов возбуждения и получить систему уравнений для полей сателлитов:

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

$$\begin{cases} \dfrac{d\bar{C}_1}{dt} = I_1\left(\bar{C}_1\Phi_{1,1} + \bar{C}_{-1}^{*}\Phi_{1,-1}\right) + \\ +\bar{C}_1\left[-\dfrac{1}{2Q_1}\dfrac{\omega_1}{\omega_{op}} + i\left(\dfrac{\omega_1 - \dfrac{\omega_2}{2}}{\omega_{op}}\right) - i\dfrac{I_2\widehat{\Phi}_2''}{2}\right] \\ \dfrac{d\bar{C}_{-1}}{dt} = I_{-1}\left(\bar{C}_1^{*}\Phi_{-1,1} + \bar{C}_{-1}\Phi_{-1,-1}\right) + \\ +\bar{C}_{-1}\left[-\dfrac{1}{2Q_{-1}}\dfrac{\omega_{-1}}{\omega_{op}} + i\left(\dfrac{\omega_{-1} - \dfrac{\omega_2}{2}}{\omega_{op}}\right) - i\dfrac{I_2\widehat{\Phi}_2''}{2}\right] \end{cases} \quad (7)$$

Исходя из этой системы, амплитуды полей сателлитов будут расти, если по крайней мере один из корней характеристического уравнения будет иметь положительную действительную часть:

$$\gamma^2 - 2A\gamma + B = 0 \quad (8)$$

Где $A = A_1 + iA_2$, $B = B_1 + iB_2$.

$$\begin{gathered} A_1 = a_1 + a_4, \\ A_2 = b_1 + b_4, \\ B_1 = (a_1\, a_4 - b_1 b_4) - \left(\Phi'_{1,-1}\frac{I_{-1}}{I_1}\Phi'_{-1,1} + \Phi''_{1,-1}\frac{I_{-1}}{I_1}\Phi''_{-1,1}\right) \\ B_2 = (a_1\, b_4 + b_1 a_4) - (\Phi''_{1,-1}\frac{I_{-1}}{I_1}\Phi'_{-1,1} - \Phi'_{1,-1}\frac{I_{-1}}{I_1}\Phi''_{-1,1}) \end{gathered} \quad (9)$$

Где $a_1 = \Phi'_{1,1} - \frac{1}{2I_1Q_1}\frac{\omega_1}{\omega_{op}}$, $a_4 = \Phi'_{-1,-1} - \frac{1}{2I_{-1}Q_{-1}}\frac{\omega_{-1}}{\omega_{op}}$, , $b_1 = \Phi''_{1,1} + \left(\frac{\omega_1 - \frac{\omega_2}{2}}{I_1\omega_{op}}\right) - \frac{I_2\widehat{\Phi}_2''}{I_1 2}$, $b_4 = \Phi''_{-1,-1} + \left(\frac{\omega_{-1} - \frac{\omega_2}{2}}{I_{-1}\omega_{op}}\right) - \frac{I_2\widehat{\Phi}_2''}{I_{-1}2}$. В этих обозначениях область устойчивости стационарных колебаний рабочей моды определяется следующим условием:

$$\begin{gathered} I_1 a_1 + I_{-1} a_4 < 0 \\ -4B_1A_1^2 - 4A_1A_2B_2 + B_2^2 < 0 \end{gathered} \quad (10)$$

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

3. Результаты численного моделирования

На основе полученных уравнений для симметричной рабочей моды $TE_{0,10}$ на второй гармонике и сателлитов $TE_{\pm 2,5}$ разного вращения на первой гармонике были рассчитаны зоны устойчивости колебаний рабочей моды в зависимости от расстройки циклотронного резонанса Δ и частотной расстройки сателлитов $\Delta_1 = \frac{2}{\beta_\perp^2}\frac{\omega_{-1}-\frac{\omega_2}{2}}{\omega_{op}}$

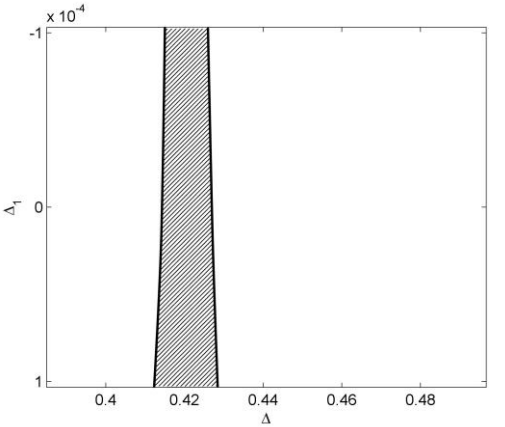


Рис. 1. Области устойчивости колебаний рабочей моды на второй гармонике и область нарушения критериев устойчивости при соотношении параметров токов $I_{\pm 1} = 2I_2$ (Заштрихованная область соответствует возбуждению сателлитов).

Fig. 1. Areas of stable oscillations and area of stability conditions violation for beam current parameters $I_{\pm 1} = 2I_2$
(Shaded areas correspond to satellites excitation)

В результате численного моделирования построена зона возбуждения рабочей моды и показано, что увеличение стартовой амплитуды рабочей моды по сравнению с уровнем шумов позволяет расширить зону возбуждения в область меньших магнитных полей и большего КПД.

4. Заключение

Таким образом, в работе построена теория синхронного взаимодействия симметричной рабочей моды на второй гармонике гирочастоты с достаточно большой амплитудой и ее сателлитов различного вращения на основном резонансе. Получены условия устойчивости стационарных колебаний рабочей моды и построены области устойчивости в зависимости от без-

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

размерной расстройки циклотронного резонанса, частотной расстройки сателлитов и соотношения параметров токов конкурирующих мод. При помощи численного моделирования исследована нелинейная динамика гиротрона с учетом конкуренции мод в момент включения, построена зона устойчивого возбуждения симметричной рабочей моды и показана возможность ее расширения в область большего КПД за счет оптимизации стартовых условий.

Список литературы

[1] K. Felch, H. Huey, and H. Jory Gyrotrons for ECH applications // Journal of Fusion Energy, 1990 V. 9, No. 1, P. 59-75.

[2]G. S. Nusinovich, M. K. A. Thumm, and M. I. Petelin, The Gyrotron at 50: Historical Overview// J. Infrared Millimeter and THz Waves, 2014, V. 35, P. 325-381.

[3]G. S. Nusinovich, D. G. Kashyn, and T. M. Antonsen, Harmonic gyrotrons operating in high-order symmetric modes// Jr., Appl. Phys. Lett., 2015, V. 106, 013502.

[4]Г. С. Нусинович, В. Е. Запевалов Автомодуляционная неустойчивость излучения гиротронов// Радиотехника и электроника, 1985, Т. 30, № 3, С. 563-570.

[5]М. Ю. Глявин, Г. С. Нусинович Устойчивость одномодовых автоколебаний в гиротроне с синхронным взаимодействием мод // Радиотехника и электроника, 1991, Т. 36, № 3, С. 512-520.

[6]М. А. Моисеев, Г. С. Нусинович, К теории многомодовой генерации в гиромонотроне// Известия ВУЗов. Радиофизика, 1974 Т. 17, № 11, С 1709-1717

References

[1] K. Felch, H. Huey, and H. Jory Gyrotrons for ECH applications // Journal of Fusion Energy, 1990, V. 9, № 1, P. 59-75.

[2]G. S. Nusinovich, M. K. A. Thumm, and M. I. Petelin, The Gyrotron at 50: Historical Overview// J. Infrared Millimeter and THz Waves, 2014, V. 35, P. 325-381.

[3]G. S. Nusinovich, D. G. Kashyn, and T. M. Antonsen, // Jr., Appl. Phys. Lett., 2015, V. 106, 013502.

[4]G. S. Nusinovich and V. E. Zapevalov [Self-modulation instability in gyrotrons] *Radiotekhn. Elektron.*, 1985, V. 30, №. 3, P. 563-570 (In Russian).

[5]M. Yu. Glyavin and G. S. Nusinovich [Stability of single-mode self-oscillations in a gyrotron with synchronous mode interaction], *Radiotekhn. Elektron.*, 1991, V. 36, №. 3, P. 512-520 (In Russian).

[6]M. A. Moiseev, G. S. Nusinovich, Radiophysics and Quantum Electronics, 1974, V. 17, № 11, P. 1305-1311

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

Development of a continuous 527 GHz gyrotron at the second harmonic

Mikhail Yu. Glyavin[1], Andrey N. Kuftin[1], Vladimir N. Manuilov[2], Anton S. Sedov[1], Vladimir E. Zapevalov[1], Alexander I. Tsvetkov[1]
[1]*Federal research center «Institute of Applied Physics RAS»*
N. Novgorod, 46 Ulyanov str., 603950, Russian Federation
[2]*Lobachevsky State University*
N. Novgorod, 23 Gagarin av., 603950, Russian Federation
anton-sedov@mail.ru

Abstract: *Research for creating in the FRC IAP RAS a continuous gyrotron at a frequency of 527 GHz at the second harmonic of the cyclotron frequency with output of 100 watts was discribed. This project will be implemented on substantially in IAP experimental setup based on a superconducting magnet with the highest level of induction of 10 T. Earlier this setup has been experimental implemented for 263 GHz gyrotron at the fundamental harmonic of gyrofrequency.*

Keywords: *gyrotron, terahertz wave, spectroscopy, diagnostic of various media*

Разработка непрерывного 527 ГГц гиротрона на второй гармонике

[1]Глявин М.Ю., [1]Запевалов В.Е., [1]Куфтин А.Н., [2]Мануилов В.Н., [1]Седов А.С., [1]Цветков А.И.
[1]*Федеральный исследовательский центр*
«Институт прикладной физики Российской академии наук» (ИПФ РАН)
Российская Федерация, г. Н. Новгород, ул. Ульянова, 46
[2]*Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского*
Российская Федерация, г. Н. Новгород, пр. Гагарина, 23
anton-sedov@mail.ru

Аннотация: *Описываются ведущиеся в ФИЦ ИПФ РАН работы по созданию непрерывного гиротрона на частоте 527 ГГц на второй гармонике циклотронной частоты с выходной мощностью порядка 100 Вт. Данный проект будет реализован на существующем в ИПФ экспериментальном стенде на основе сверхпроводящего магнита с максимальным уровнем индукции 10 Т. Ранее на данном стенде уже был экспериментально реализован 263 ГГц гиротрон на первой гармонике гирочастоты.*

Ключевые слова: гиротрон, терагерцовые волны, спектроскопия, диагностика различных сред

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

1. Введение

В последнее время возникла необходимость в относительно маломощных (~10-1000 Вт) источниках непрерывного излучения в диапазоне частот 200-1000 ГГц для спектроскопии и диагностики различных сред, а также для технологических приложений [1-3]. Одним из наиболее перспективных источников когерентного излучения в данных диапазонах являются мазеры на циклотронном резонансе (МЦР) – устройства, основанные на индуцированном магнитотормозном излучении электронов, вращающихся в статическом магнитном поле [4]. В настоящее время работы, направленные на создание гиротронов данного класса, ведутся в большинстве мировых научных центрах занимающихся мощными вакуумными приборами[5].

2. Автоматизированный гиротронный комплекс на первой гармонике

В ИПФ РАН совместно с ЗАО НПП "Гиком" был разработан и изготовлен отпаянный вариант генератора со встроенным квазиоптическим преобразователем рабочей моды в узконаправленный волновой пучок, обеспечивающий в непрерывном режиме мощность до 1 кВт на частоте 263,1 ГГц, что существенно превосходит зарубежные аналоги. На основе данного гиротрона и сухого магнита с максимальной индукцией поля 10 Т был создан новый экспериментальный автоматизированный комплекс на котором была Достигнута устойчивая одномодовая генерация, в том числе при малых рабочих токах пучка, что существенно упрощает требования к источникам питания. Показана возможность плавного изменения частоты генерации при изменении температуры резонатора или ускоряющего напряжения электронного пучка. Полное совпадение расчетных и экспериментальных значений мощности и частоты генерации свидетельствует о правильности технологических решений, использованных в процессе изготовления прибора, и позволяет рассчитывать на успешную реализацию следующего варианта – гиротрона на второй гармонике с рабочей частотой 527 ГГц.

Данный гиротрон был успешно использован в экспериментах по непрерывным записям молекулярных спектров высокого разрешения. При этом удалось, как минимум, на три порядка повысить чувствительность газовой спектроскопии с применением радиоакустического детектирования поглощения излучения. Данные результаты открывают качественно новые возможности для фундаментальной спектроскопии и газоанализа.

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



Рис.1. Общий вид гиротронного комплекса

В настоящее время гиротронный комплекс активно используется для медико-биологических экспериментов, связанных с изучением влияния терагерцового излучения на живые объекты. Также перспективными научно-техническими направлениями по которым ведутся эксперименты на данном комплексе являются: производство нанопорошков оксидов металлов и эксперименты по возникновению газового разряда для создания точечных источников ультрафиолетового излучения

3. Создание гиротрона на второй гирогармонике

Следующим этапом исследований на данном стенде является создание гиротрона с частотой 527 ГГц который будет работать на второй гармонике гирочастоты.

В качестве рабочей моды была выбрана мода $TE_{-6,5}$ Данная мода позволяет существенно не менять электронно-оптическую систему гиротрона по сравнению с гиротроном на первой гармонике с частотой 263 ГГц. Радиус резонатора для данного гиротрона составил 1.99 мм.

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

Был произведен выбор оптимальной длины резонатора при следующих параметрах пучка: напряжение 15 кВ. ток 0.4 А, питч-фактор 1.4 (Рис.2). Как видно из рисунка мы можем рассчитывать на КПД около 3 % и, следовательно, выходную мощность около 200 Вт. магнитное поле составило величину приблизительно 9,6 Т

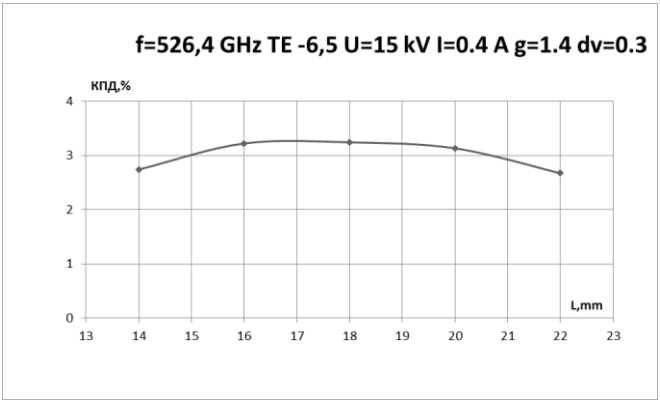


Рис. 2. Зависимость выходного КПД гиротрона от длины цилиндрической части резонатора

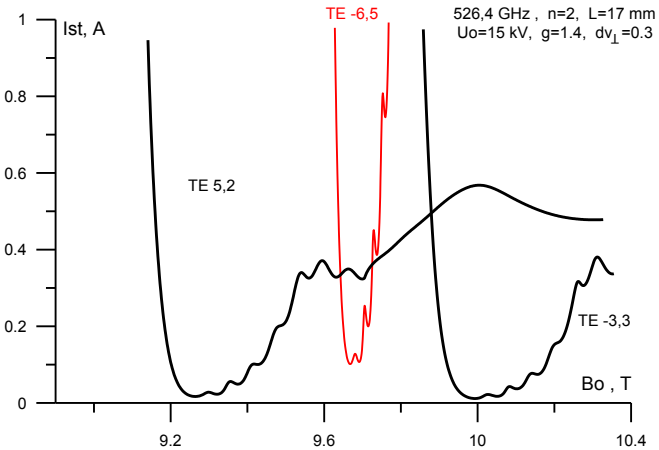


Рис. 3. Зоны стартовых токов для работы на моде ТЕ -6.5 в гиротроне с частотой 527 ГГц

Для анализа устойчивого селективного возбуждения рабочей моды были посчитаны зависимости стартовых токов для рабочей и соседних наиболее опасных паразитных мод. Результаты этих расчетов приведены на рис.3. Как видно из рисунка гиротрон может стабильно работать при токах 0.3-0.4 А, а для дальнейшего увеличения диапазона рабочих токов,

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

что может быть перспективно для некоторых технологических приложений нужно уменьшать длину рабочего пространства резонатора гиротрона.

4. Заключение

В настоящее время в ИПФ создан стенд на основе сухого криомагнита с максимальным полем 10 Т и непрерывным гиротроном на частоте 263 ГГц работающим на первой гармонике циклотронной частоты. На данном стенде были проведены многочисленные эксперименты в том числе спектроскопические и по воздействию излучения на живые объекты и материалы. К настоящему времени разработан и конструируется новый гиротрон для данного стенда: 520 ГГц гиротрон на второй гармонике гирочастоты с планируемой выходной мощностью порядка 100-200 Вт.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проектов Российского фонда фундаментальных исследований № 16-32-00166.

Список литературы

[1] *Griffin, R.G. 1998*. Dipolar recoupling in MAS spectra of biological solids. *Nature Struct. Biology. 5*: *508-512*.

[2] 751 Венедиктов Н.П., Дубров В.В., Запевалов В.Е., Корнишин С.Ю., Котов А.В., Куфтин А.Н., Малыгин О.В., Седов А.С., Фикс А.Ш., Цалолихин В.И. Экспериментальное исследование непрерывного высокостабильного гиротрона на второй гармонике гирочастоты для спектроскопии динамически поляризованных ядер. // Изв.вузов. Радиофизика, 2010, 53, 4:260-268.

[3] Denysenkov V., Prandolini M.J., Gafurov M., Sezer D., Endeward B. and Prisner T.F. // Liquid state DNP using a 260 GHz high power gyrotron // Phys. Chem. Chem. Phys., 2010, 12(22):5786-5790.

[4] Гапонов А.В., Петелин М.И., Юлпатов В.К. Индуцированное излучение возбужденных классических осцилляторов и его использование в высокочастотной электронике // Изв. ВУЗов. Радиофизика, 1967, 10, 9–10 с:1414.

[5] 1453. М. Ю. Глявин, Г. Г. Денисов, В. Е. Запевалов, А. Н. Куфтин, А. Г. Лучинин, В. Н. Мануилов, М. В. Морозкин, А. С. Седов, А. В. Чирков Терагерцовые гиротроны: состояние и перспективы РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА, 2014, том 59, № 8, с. 745.

References

[1] *Griffin, R.G. 1998*. Dipolar recoupling in MAS spectra of biological solids. *Nature Struct. Biology. 5*: *508-512*.

[2] N. P. Venediktov, V. V. Dubrov, V. E. Zapevalov, S. Yu. Kornishin, A. V. Kotov, A. N. Kuftin, O. V. Malygin, A. S. Sedov, A. Sh. Fiks, V. I. Tsalolikhin Experimental study of a continuous-wave high-stability second-harmonic gyrotron for spectroscopy of dynamically polarized nuclei. // Radiophysics and Quantum Electronics 2010, Volume 53, Issue 4, pp 237–243.

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

[3] Denysenkov V., Prandolini M.J., Gafurov M., Sezer D., Endeward B. and Prisner T.F. // Liquid state DNP using a 260 GHz high power gyrotron // Phys. Chem. Chem. Phys., 2010, 12(22):5786-5790.

[4] A. V. Gaponov, M. I. Petelin, V. K. Yulpatov The induced radiation of excited classical oscillators and its use in high-frequency electronics // Radiophysics and Quantum Electronics September 1967, Volume 10, Issue 9, pp 794-813.

[5] Glyavin M.Yu., Denisov G.G., Zapevalov V.E., Kuftin A.N., Luchinin A.G., Manuilov V.N., Morozkin M.V., Sedov A.S., Chirkov A.V.Terahertz gyrotrons: State of the art and prospects Journal of Communications Technology and Electronics. 2014. Т. 59. № 8. С. 792-797.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of projects of the Russian Foundation for Basic Research № 16-32-00166.

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

UHF wideband generator of chaotic impulses

Boris S. Dmitriev, Yury D. Zharkov, Sergei A. Sadovnikov, Valentin N. Skorokhodov
Saratov State University n.a. N.G. Chernyshevsky
Saratov, 410012, Russian Federation
dmitrievbs@info.sgu.ru

Abstract: *this work presents experimental research results of wideband chaotic generator with delayed feedback, which is based on factory made commercial TWT of UHF frequency. generation stream of pulses was made by proposed method of external synchronization, based on full chaotic suppression effect , which previously was not applied to wideband operation mode. Control of chaotic mode was made by single harmonic signal of certain frequency and power, which was modulated by square envelope. Pulses of 1 mks duration with tunable interval were achieved, which leads to possible application in information transmission systems.*

Keywords: *TWT auto generator with delayed feedback, wideband chaotic signal, chaotic suppression in TWT, chaotic pulses.*

Генератор широкополосных хаотических радиоимпульсов микроволнового диапазона

Дмитриев Б.С., Жарков Ю.Д., Садовников С.А., Скороходов В.Н.
Саратовский национальный исследовательский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского
г. Саратов, 410012, Российская Федерация
dmitrievbs@info.sgu.ru.

Аннотация: *В работе представлены результаты детальных экспериментальных исследований сверхширокополосного автогенератора хаоса, реализованного на промышленной ЛБВ микроволнового диапазона с запаздывающей обратной связью. Для генерации потока хаотических радиоимпульсов предложен метод внешней синхронизации автогенератора, основанный на эффекте полного подавления хаоса, который ранее не применялся для широкополосного режима. Управление широкополосным хаосом осуществлялось гармоническим сигналом определенной мощности и частоты, промодулированным прямоугольными импульсами. Получены хаотические радиоимпульсы длительностью 1 мкс с регулируемой скважностью, перспективные для применения в информационных технологиях.*

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

Ключевые слова: ЛБВ автогенератор с запаздывающей обратной связью, широкополосный хаотический сигнал, подавление широкополосного хаоса в ЛБВ автогенераторе, хаотические радиоимпульсы.

1. Введение

В настоящее время весьма активно развиваются направления использования информационных технологий на основе динамического хаоса для передачи, обработки и защиты информации [1].

Сверхширокополосные средства связи в микроволновом диапазоне частот перспективны для целей радиолокации и радиоэлектронного противодействия, а также для передачи информации с помощью прямохаотических систем связи [2].

Среди известных в настоящее время генераторов хаоса микроволнового диапазона наибольшее распространение получили твердотельные генераторы, использующие в качестве активных элементов диоды и полевые транзисторы с применением микроволновой техники, а также нелинейные линии задержки на поверхностной магнитостатической волне [3,4,5].

Наряду с этими направлениями представляют практический интерес генераторы хаотических колебаний на основе классических электровакуумных приборов СВЧ – многорезонаторных клистронов и ламп с бегущей волной, включенных как активные элементы в кольцевых радиофизических системах с собственной сложной динамикой с запаздывающей обратной связью (ЗОС) [6]. Важным аспектом подобных устройств на основе электровакуумных приборов является высокий уровень выходной высокочастотной мощности и возможность работы в условиях электромагнитного и радиационного излучений.

В последнее время особый интерес представляют сверхширокополосные генераторы хаотических колебаний [7], где перспективным представляется применение ЛБВ автогенераторов. Возможность генерации потока хаотических радиоимпульсов, которые являются носителями информации в системах связи, обеспечивается путем воздействия выбранных внешних управляющих сигналов на динамическую систему, которая в автономном режиме ЛБВ автогенератора генерирует широкополосные хаотические колебания.

2. Хаотическая динамика кольцевого ЛБВ автогенератора

Исследуемый автогенератор широкополосных хаотических колебаний был создан на основе промышленной ЛБВ среднего уровня мощности

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

десятисантиметрового диапазона длин волн. Основные характеристики ЛБВ усилителя следующие: ток электронного пучка до 80 мА, ускоряющее напряжение 2500 В, коэффициент усиления до 30 дБ на частоте 3 ГГц, полоса частот – октава и более. Фокусировка пучка осуществляется периодическим магнитным полем.

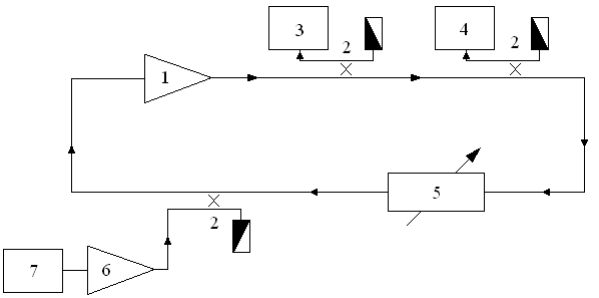


Рис. 1. Схема ЛБВ автогенератора широкополосных хаотических радиоимпульсов с внешним управлением. 1 – ЛБВ, 2–направленные ответвители, 3–осциллограф реального времени, 4–анализатор спектра, 5–поляризационный аттенюатор, 6–транзисторный усилитель, 7–генератор стандартных сигналов

В отличие от классического шумотрона, состоящего из двух соединенных в кольцо ЛБВ с регулируемым аттенюатором [7], в исследуемом генераторе использовалась одна ЛБВ, в которой возбуждение хаотических колебаний связано с наличием падающего участка на амплитудной характеристике. Принципиальная схема для исследования различных автономных режимов работы автогенератора, включая и хаотические колебания, а также для управления хаотическим сигналом с целью получения хаотических радиоимпульсов показана на рис 1.

В кольце обратной связи расположены нелинейный ЛБВ усилитель, переменный поляризационный аттенюатор Д3-30 для изменения глубины обратной связи в кольце, анализатор спектра Agilent E4408B и осциллограф реального времени DSO81000A для наблюдения временной реализации и гистограмм распределения вероятностей хаотического сигнала, генератор стандартных сигналов и транзисторный усилитель. Управляющими параметрами в таком автогенераторе являются ток электронного пучка I, ускоряющее напряжение U, затухание в цепи обратной связи L, частота и уровень мощности внешнего гармонического воздействия.

Для кольцевых автогенераторов хаоса одним из характерных параметров динамической системы является время запаздывания сигнала в кольце обратной связи. Что касается ЛБВ автогенератора, это время опре-

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

деляется временем задержки сигнала в замедляющей системе ЛБВ и во внешнем кольце обратной связи. Для выбранных параметров ЛБВ и длины кольца обратной связи (кабель с внутренним заполнением с известной диэлектрической проницаемостью и поляризационный аттенюатор) на частоте 3 ГГц простой расчет дает величину 55 нс. Это время можно также определить и экспериментально с помощью анализатора СВЧ цепей Agilent E5062T, на указанной частоте оно составило 60 нс, что свидетельствует о достоверности расчетных параметров применяемой ЛБВ.

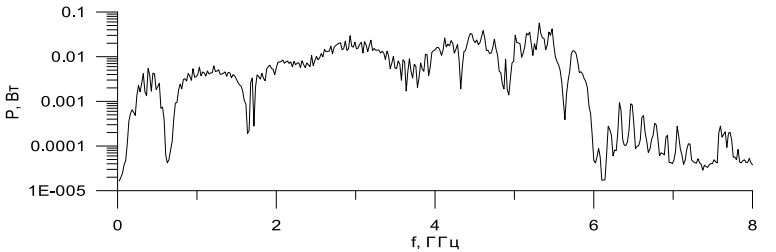


Рис. 2. Спектр мощности широкополосного хаотического сигнала ЛБВ автогенератора

На рис 2. представлен спектр мощности хаотического сигнала для одного из режимов: I=80 мА, U=2740 В, L=2,5 дБ. Хаотический сигнал наблюдается в широком диапазоне частот 0,5-8 ГГц, интегральная мощность сигнала 3 Вт, спектральная плотность сигнала 0,6 мВт/МГц.

Известно, что в ЛБВ, благодаря нелинейным процессам группировки электронов, возникают высшие гармоники сигнала. Такие гармоники просто наблюдать в кольцевом ЛБВ автогенераторе, применяя анализатор спектра с широким диапазоном частот (вплоть до 10 ГГц). На рис 3. показаны спектральные амплитуды трех гармоник на частотах 3 ГГц, 6 ГГц, и 9 ГГц, наблюдаемые в кольцевом автогенераторе для режима сравнительно малого тока I=12 мА, U=2530В, L=1,5 дБ.

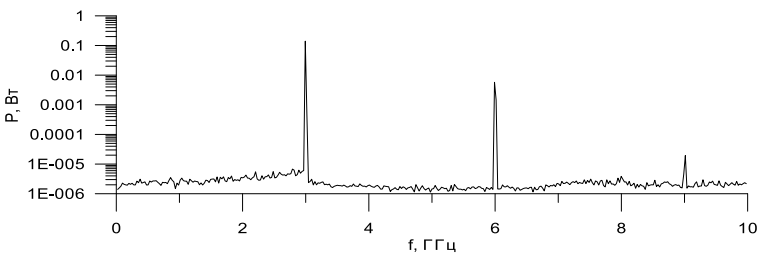


Рис. 3. Спектр трех гармоник ЛБВ автогенератора

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

3. Генерация широкополосных хаотических импульсов

Для целей практического применения широкополосных хаотических сигналов в информационных системах необходимо получить поток хаотических радиоимпульсов с управляемыми параметрами длительности импульсов и скважности [3]. В данном разделе рассматривается возможность генерации потока хаотических радиоимпульсов двумя способами, основанная на режиме внешней синхронизации, известном в литературе как эффект полного подавления хаоса [8].

Как известно, одной из важных особенностей для применения хаотических радиоимпульсов в сверхширокополосных линиях связи является малая длительность импульсов. Для реализации таких требований был предложен метод внешнего управления широкополосным хаотическим сигналом ЛБВ–автогенератора, известный в литературе как синхронизация путем полного подавления хаоса внешним гармоническим сигналом с определенными параметрами. В частности, этот эффект экспериментально хорошо изучен для клистронных автогенераторов с ЗОС, характеризующихся узкой полосой хаотического сигнала. Отметим, что для подавления сверхширокополосных хаотических сигналов этот эффект не изучен.

Применяемый в схеме генератор стандартных сигналов имеет внутреннюю модуляцию высокочастотного сигнала прямоугольными импульсами практически идеальной формы с изменением длительности импульса в широких пределах, начиная со значения в десятки наносекунд. Выше отмечалось, что исследуемый нелинейный усилитель характеризуется тремя гармониками сигнала. Наиболее высокий уровень сигнала характерен для первой гармоники. Как показали проведенные экспериментальные исследования, для полного подавления широкополосного хаотического сигнала необходимо от генератора стандартных сигналов подать в цепь обратной связи гармонический сигнал именно на частоте первой гармоники с подобранной мощностью.

Для подавления хаотического сигнала, показанного на рис. 2, необходима мощность первой гармоники порядка 100 мВт. В режиме подавления непрерывным гармоническим сигналом наблюдается картина спектра подобная рис. 3. Если гармонический сигнал подобранной мощности промодулирован серией прямоугольных импульсов, то генерируется последовательность хаотических сверхширокополосных импульсов.

На рис. 4 показана такая последовательность импульсов, наблюдаемая на высокочастотном осциллографе реального времени для коротких импульсов длительностью 1 мкс.

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

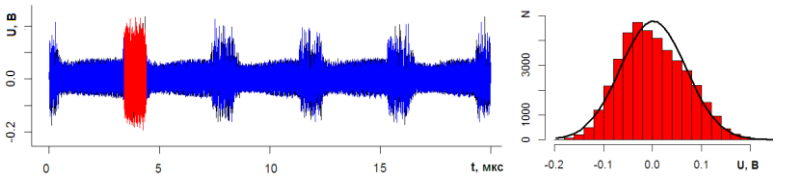


Рис. 4. Осциллограмма и гистограмма хаотического радиоимпульса для режима внешней модуляции

Изучение характера сигнала внутри такого короткого импульса подтвердило его хаотических характер, гистограмма распределения приведена на рис. 4 , что свидетельствует о возможности применения исследуемого генератора в информационных технологиях

4. Заключение

Проведено детальное экспериментальное исследование сверхширокополосного автогенератора хаоса с запаздывающей обратной связью, реализованного на промышленной ЛБВ микроволнового диапазона. Для генерации потока хаотических радиоимпульсов предложен метод внешней синхронизации за счет эффекта полного подавления хаоса, который не был изучен для широкополосного хаоса. Получены хаотические радиоимпульсы длительностью 1 мксек и регулируемой скважностью и пиковой мощностью в импульсе 3 Вт, что перспективно для применения в информационных технологиях.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке грантов Российского фонда фундаментальных исследований (проекты №14-02-00329 и №14-02-00577) и государственного задания Минобрнауки РФ (задание № 2014/203).

Список литературы

[1] Гуляев Ю.В., Беляев Р.В., Воронцов Г.М., Залогин Н.Н., Калинин В.И., Кальянов Э.В., Кислов В.В., Кислов В.Я., Колесов В.В., Мясин Е.А., Чигин Е.П. Информационные технологии на основе динамического хаоса для передачи, обработки, хранения и защиты информации. // Радиотехника и электроника, 2003, Т. 48, № 10, С. 1157–1185.

[2] Залогин Н.Н., Кислов В.В. Широкополосные хаотические сигналы в радиотехнических и информационных системах. Радиотехника. 2006, 208 с.

[3] Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Максимов Н.А., Панас А.И. Генерация хаоса. // М.: Техносфера, 2012. 424 с.

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

[4] Гришин С.В., Дмитриев Б.С., Жарков Ю.Д., Скороходов В.Н., Шараевский Ю.П. Генерация хаотических СВЧ-импульсов в кольцевой системе на основе клистронного усилителя мощности и нелинейной линии задержки на магнитостатических волнах. // Письма в ЖТФ, 2010, Т. 36, Вып. 2, С. 62–69.

[5] Гришин С.В., Гришин В.С., Романенко Д.В., Шараевский Ю.П. Сверхширокополосный спин-волновой генератор хаоса средней мощности на полевых транзисторах. // Письма в ЖТФ, 2014, Т. 40, Вып. 19, С. 51–59.

[6] Дмитриев Б.С., Жарков Ю.Д., Садовников С.А., Скороходов В.Н. Сверхвысокочастотные электронные генераторы хаотических радиоимпульсов. // Журнал радиоэлектроники. 2012, № 12, С. 1–12.

[7] Дмитриев А.С., Ефремова Е.Ф., 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.

[8] Пиковский А., Розенблюм М., Куртс Ю. Синхронизация. Фундаментальное нелинейное явление. // М.: Техносфера, 2002. 489 с.

References

[1] Gulyaev Yu.V., Belyaev R.V., Vorontsov G.M., Zalogin N.N., Kalinin V.I., Kal'yanov E.V., Kislov V.V., Kislov V.Ya., Kolesov V.V., Myasin E.A., and Chigin E.P. Dynamic-Chaos Information Technologies for Data Transmission, Storage, and Protection: Review. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2003, vol. 48, no. 10, pp. 1063 – 1087.

[2] Zalogin N.N., Kislov V.V. Shirokopolosnye khaoticheskie signaly v radiotekhnicheskikh i informatsionnykh sistemakh [Broadband Chaotic Signals in Radio Engineering and Information Systems]. *Moscow, Radiotekhnika Publ*., 2006, 208 p. (In Russian).

[3] Dmitriev A.S., Efremova E.V., Maksimov N.A., Panas A.I. Generacija haosa [Generation of Chaos], *Moscow, Tehnosfera*, 2012. 424 p.

[4] Grishin S.V., Dmitriev B.S., Zharkov Yu.D., Skorokhodov V.N., Sharaevskii Yu.P. Generation of chaotic microwave pulses in a ring system based on a klystron power amplifier and a nonlinear delay line on magnetostatic waves. *Technical Physics Letters*, 2010, no. 36, pp. 76 – 79.

[5] Grishin S.V., Grishin V.S., Romanenko D.V., Sharaevskii Yu.P. An ultrawideband spin-wave medium-power chaos generator based on field-effect transistors. *Technical Physics Letters* 2014, no. 40, pp. 853 – 856.

[6] Dmitriev B.S., Zharkov Yu.D., Sadovnikov S.A., Skorokhodov V.N. UHF electron chaotic radio-impulse generators. *Journal Of Radio Electronics*, 2012, no. 12, p. 1 – 12.

[7] Dmitriev A.S., Efremova E.V., Rumyantsev N.V. A microwave chaos generator with a flat envelope of the power spectrum in the range of 3--8 GHz. *Technical Physics Letters*, 2014, no. 40, pp. 48 – 51.

[8] Pikovsky A., Rosenblum M., and Kurths J. Synchronization. A Universal Concept in Nonlinear Sciences *Cambridge University Press*, 2001. ISBN: 0521592852.

Acknowledgements

This work supported by Grants of Russian Fond of Fundamental Research №14–02–00329, №14–02–00577 and task of Ministry of Education and Science of the Russian Federation № 2014/203.

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

Исследование непрерывных широкополосных сигналов в режиме импульсного питания приборов СВЧ

[1]Ошкин И.В., [1]Профе В.Б., [1]Троцюк К.В.,[1]Гузов А.И.,
[2]Копелович Е.А.

[1] *Российский Федеральный Ядерный Центр –*
Всероссийский научно-исследовательский институт экспериментальной физики
г. Саров, 607188, Российская Федерация
oshkin@cb2.vniief.ru

[2] *Федеральный исследовательский центр*
«Институт прикладной физики Российской академии наук»
г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
kopevg@appl.sci-nnov.ru

Аннотация: *Предложен метод для измерения спектральных характеристик непрерывных широкополосных сигналов приборов СВЧ в импульсном режиме от высоковольтных источников питания. В рамках предложенного метода представлены результаты измерения спектральных характеристик резонансного СВЧ-генератора О-типа.*

Ключевые слова: спектральные характеристики, импульсный источник питания, СВЧ-генератор.

1. Введение

Исследование спектральных характеристик непрерывных сигналов приборов СВЧ повышенной мощности связаны с большими тепловыми нагрузками на основные функциональные узлы. При проведении предварительной настройки, выполнении входного контроля или при исследовании в предельных режимах требуются значительные времена работы, что в некоторых практических случаях может привести к дефекту или разрушению функциональных узлов прибора. Существенно снизить тепловые нагрузки возможно в импульсном режиме питания прибора. Импульсный режим позволяет проводить измерения спектральных характеристик выходного сигнала прибора СВЧ в тех же диапазонах напряжений питания и токов пучка при значительном снижении тепловых нагрузок на функциональные узлы прибора и основную нагрузку СВЧ [1].

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

Целью данной работы является разработка методов проведения экспериментальных исследований амплитудного спектра квазинепрерывных сигналов при импульсном режиме электропитания СВЧ-генератора.

2. Условия проведения исследований

Для проведения исследований использовались: генератор сигналов произвольной формы (ГСПФ), анализатор спектра (АС) с рабочей полосой до 13 ГГц и высокоскоростной цифровой осциллограф с полосой пропускания до 1 ГГц и встроенной опцией быстрого преобразования Фурье (БПФ). ГСПФ позволял смоделировать выходной сигнал СВЧ-генератора в условиях импульсного электропитания, представляющий собой периодическую последовательность радиоимпульсов с широкополосным высокочастотным заполнением. В качестве широкополосного высокочастотного заполнения использовался сигнал типа «меандр» со стационарной частотой следования 5 МГц. Сформированный сигнал последовательности радиоимпульсов с выхода ГСПФ поступал на вход АС и на вход осциллографа, позволяя проводить сравнительную оценку спектров выходного сигнала в зависимости от параметров импульсной последовательности ГСПФ.

Параметры импульсной последовательности ГСПФ выбраны в соответствии с техническими характеристиками высоковольтного источника питания СВЧ-генератора и исходя из возможности качественно оценить искажения спектра в зависимости от временного соотношения длительности радиоимпульсов $\tau_{имп}$ и времени свипирования $t_{свип}$ АС.

В качестве высоковольтного источника питания СВЧ-генератора использовался импульсный источник питания (ИИП), разработанный сотрудниками ИПФ РАН, имеющий следующие технические характеристики блока коммутатора: диапазон регулирования длительности импульса 100-2000 мкс; диапазон регулирования периода повторения импульсов 1-1000 мс; минимальная скважность импульсной последовательности 5; минимальная длительность переднего и заднего фронтов выходного напряжения 20 мкс.

В работе рассмотрены три случая с возможными соотношениями параметров импульсной последовательности радиоимпульсов ГСПФ и времени свипирования по частоте $t_{свип}$ АС: 1 – $\tau_{имп} = t_{свип}$; 2 – $\tau_{имп} < t_{свип}$; 3 – $t_{свип} > 3T_{имп}$ (где $T_{имп}$ = 50 мс – период последовательности радиоимпульсов).

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

3. Результаты исследований

На рис. 1 представлена спектрограмма, полученная АС, при непрерывной генерации сигнала ГСПФ. Спектрограмма непрерывного сигнала является образцовой и необходима для проведения сравнительного анализа со спектрограммами, полученными при измерениях в импульсных режимах.

Рассмотрим случай, когда длительность радиоимпульса $\tau_{имп}$ на входе АС равна времени свипирования $t_{свип}$ и составляет 4 мс. Полученная при таком соотношении длительность радиоимпульса и времени свипирования спектрограмма полностью идентична спектрограмме, полученной при непрерывной генерации. В этом случае выполняется условие непрерывного наличия сигнала радиочастотного заполнения на входе АС во время выполнения полного цикла развертки по частоте. Очевидно, что такая же картина будет наблюдаться при условии $\tau_{имп} > t_{свип}$.

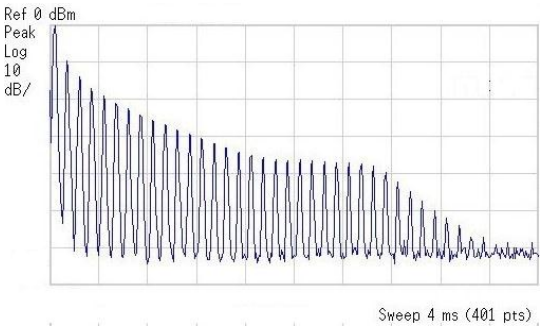


Рис. 1. Спектрограмма при непрерывной генерации сигнала

Пусть длительность радиоимпульса $\tau_{имп}$ соответствует наименьшей длительности импульса блока коммутатора ИИП, то есть $\tau_{имп}$ = 100 мкс. На рис. 2 показан спектр радиочастотного заполнения, полученный АС. На нем достоверно виден лишь короткий начальный участок действительного спектра. Если длительность радиоимпульса на входе АС $\tau_{имп}$ = 2 мс в два раза меньше времени свипирования $t_{свип}$ = 4 мс, то в этом случае наблюдаемая спектрограмма соответствует спектрограмме в непрерывном режиме лишь до половины развертки АС, когда с момента ее запуска прошло 2 мс, то есть время равное длительности радиоимпульса $\tau_{имп}$. Однако спектрограмма, полученная с помощью осциллографа для случаев $\tau_{имп}$ = 100 мкс и $\tau_{имп}$ = 2 мс, не имеет подобных искажений и полностью соответствует генерации в непрерывном режиме. Это означает, что при-

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

менение метода измерения спектра высокочастотного заполнения радиоимпульсов с использованием АС ограничивается минимальным временем свипирования по частоте АС, следовательно, длительности измеряемых радиоимпульсов не должны быть меньше этой величины.

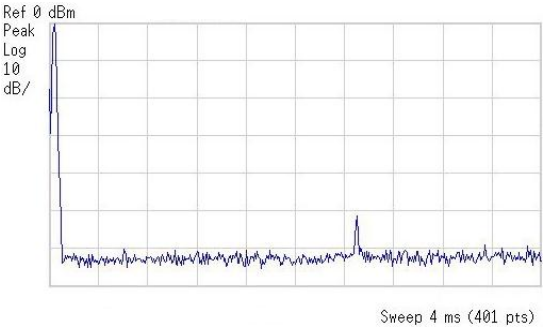


Рис. 2. Спектрограмма при $\tau_{имп} < t_{свип}$

Рассмотрим случай, когда за время свипирования на вход АС поступает несколько радиоимпульсов. На рис. 3 представлен спектр сигнала, когда время свипирования $t_{свип}$ = 160 мс имеет более чем трехкратное превышение периода следования радиоимпульсов $T_{имп}$ = 50 мс. В таком режиме наблюдается эффект «нарезания» спектра: частотные составляющие отображаются в спектре лишь во время присутствия сигнала на входе анализатора.

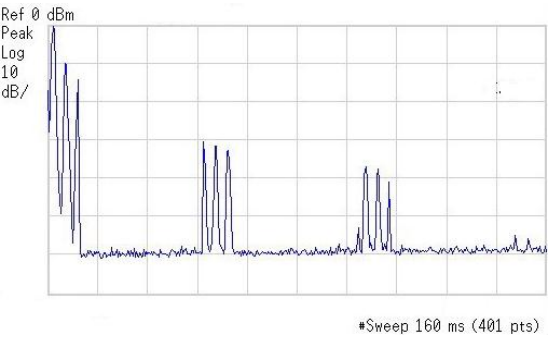


Рис. 3. Спектрограмма при $t_{свип} > 3T_{имп}$

На рис. 4 представлен спектр выходного сигнала резонансного СВЧ-генератора О-типа дециметрового диапазона [2] в режиме импульсного (скважность 100) и непрерывного электропитания катода пушки. Согласно

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

рис.4, спектр выходного сигнала в условиях импульсного режима электропитания полностью эквивалентен спектру при непрерывном режиме.

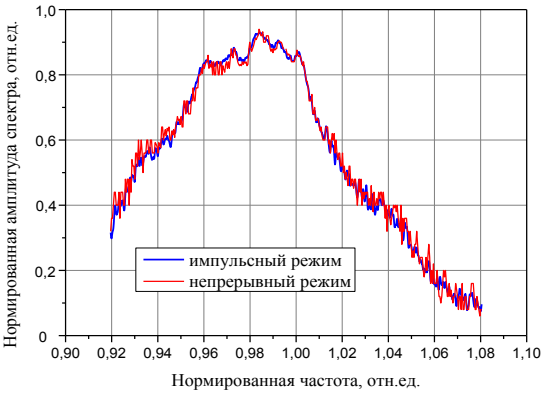


Рис. 4. Спектр сигнала на выходе СВЧ-генератора

4. Заключение

Таким образом, метод измерения спектра несущей радиоимпульса позволяет проводить исследования непрерывных широкополосных сигналов в режиме импульсного электропитания СВЧ-генератора при значительно меньших тепловых нагрузках на основные функциональные узлы. Полученные результаты исследований показывают, что для получения достоверного спектра выходного сигнала с помощью АС время анализа должно быть короче длительности радиоимпульса. В этом случае получается спектр полностью эквивалентный спектру непрерывного сигнала в условиях импульсного электропитания СВЧ-генератора. Использование импульсного режима позволяет снизить мощность, рассеиваемую в СВЧ-генераторе, в десять и более раз, проводить исследования предельных режимов без его разрушения, экономить электроэнергию и теплоноситель.

Список литературы

[1] Oshkin I.V., Profe V.B., Trotsyuk K.V. Study of the external loading influence on BWT-generator operation modes. 2014 24th Int. Crimean Conf. «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2014). Sevastopol, pp. 165–166.

[2] Ошкин И.В., Профе В.Б., Троцюк К.В. Экспериментальное исследование режимов генерации колебаний резонансной лампы обратной волны. Сборник докладов 22-й Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC-2016). Воронеж: НПФ «САКВОЕЕ» ООО, 2016. Т.2. С. 1342-1349.

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

Gyrotrons with conical resonators

Stanislav V. Kolosov, Mihail P. Batura, Irina V. Zaitseva
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics
Minsk, 220600, Brovki str. 6, Belarus
kolosov@bsuir.by

Abstract: *The report compared by efficiency of three types of resonators gyrotron - ordinary cylindrical, conical and biconical. It is noted that the use of conical cavities significantly increases the efficiency of a gyrotron from 23% to 50%. This is ensured by the fact that the phase bunching of electrons are gradually increasing RF electromagnetic field, and the selection of energy from the electron beam is carried out in a strong and rapidly falling electromagnetic field. All calculations and optimization of gyrotrons conducted using GYRO-K program from the software package CEDR.*

Keywords: *gyrotron, irregular waveguide, excitement irregular waveguides, self-consistent problem.*

Гиротроны с конусообразными резонаторами

Колосов С.В., Батура М.П., Зайцева И.В.
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
г. Минск, 220600, ул. П.Бровки 6, Беларусь
kolosov@bsuir.by

Аннотация: *Проведено сравнение по эффективности трех типов резонаторов гиротронов – обычного цилиндрического, конического и биконического. Отмечается, что использование конических резонаторов существенно повышает КПД гиротронов с 23 % до 50 %. Это обеспечивается тем, что фазовая группировка электронов происходит в постепенно нарастающем ВЧ электромагнитным полем, а отбор энергии от электронного потока осуществляется в сильном и быстро спадающем электромагнитным поле. Все расчеты и оптимизация таких гиротронов проводились с использованием программы GYRO-K из программного комплекса КЕДР.*

Ключевые слова: гиротрон, нерегулярные волноводы, возбуждение нерегулярных волноводов, самосогласованная задача.

1. Введение

Как отмечалось ранее [1], для получения высокого КПД гиротрона на основной волне цилиндрического резонатора H_{01} на первой гармонике

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

циклотронной частоты фазовая группировка спирализованного электронного потока должна осуществляться в постепенно нарастающем высокочастотном электромагнитном поле, что обеспечивает хорошую плотность фазового сгустка электронов. Отбор энергии от такого сгустка нужно осуществлять в сильном электромагнитном поле на небольшой длине, что бы не позволить электронному сгустку рассыпаться по фазе и по остаточной энергии. Ведь некоторые электроны могут попасть в ускоряющую фазу поля и забрать обратно энергию у электромагнитного поля. В [1] приведены примеры продольного распределения ВЧ электрического поля, однако расчеты проводились по усредненным уравнениям движения электронов и при заданном ВЧ поле. Для получения профиля резонатора по продольному распределению ВЧ поля приходилось решать обратную задачу электродинамики, при этом полученный таким образом профиль не всегда мог быть реализован на практике.

В программе Gyro-K [2] используются не усредненные уравнения и решается самосогласованная задача возбуждения резонатора электронным потоком [3]. Это позволяет сразу определять распределение ВЧ электрического поля вдоль резонатора для заданного его профиля.

В данной работе ставилась задача определить насколько окажется более эффективным конический профиль резонатора по сравнению в обычным регулярным профилем.

2. Модель регулярного резонатора

В качестве исходного варианта резонатора гиротрона был выбран регулярный профиль резонатора с нормированным радиусом $g = \frac{2\pi R}{\lambda_0} = 3.863$ и длиной $l = \frac{2\pi L}{\lambda_0} = 65$. В конце резонатора вводилось небольшое короткое сужение радиуса волновода для повышения добротности резонатора. Электродинамический расчет показал, что собственная добротность такого резонатора составляет Q=6666. Оптимизация значений магнитостатического поля и тока электронного потока позволила достичь КПД гиротрона η=23%, при нормированном значении магнитостатического поля $F(z) = \frac{\mu_0 e H_z^0(z)}{\omega_0} = \frac{1.748 \cdot 10^{11} \cdot B_0[T]}{2\pi \cdot f_0[Hz]} = 1.044$ и нормированном значении тока $\sigma = \frac{\eta_0 \mu_0}{c} I_0 = 0.73723 \cdot 10^{-3} I_0[A] = 0.0000055$ (I=7.4 мА), питч фактор q=1.5, нормированная начальная скорость электронного по-

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

тока $\beta_0 = \frac{v_0}{c} = \sqrt{1 - \frac{1}{\left(1.957 \cdot 10^{-6} V_0[v] + 1\right)^2}} = 0.319$ (V=28кВ). Процесс взаимодействия электронного потока с ВЧ полем резонатора показан на следующем рисунке.

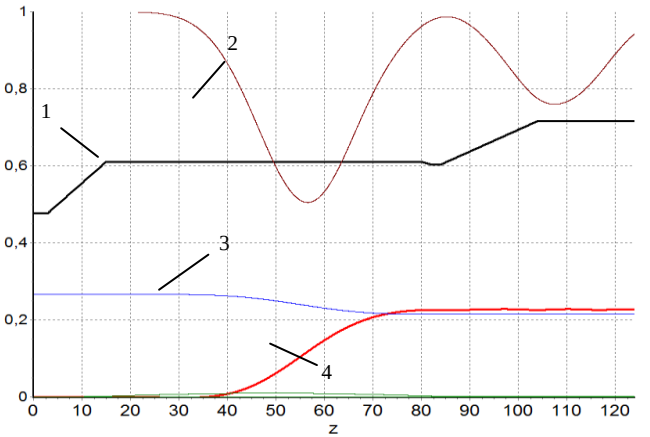


Рис. 1. Интегральные характетистики процесса в гиротроне.
(кривая 1 – профиль резонатора g/2π, кривая 2 – функция группировки электронов по первой гармонике, кривая 3 – нормированная поперечноя усредненная скорость электронов, кривая 4 – КПД).

Fig. 1. Integral characteristics of the process in gyrotron

(Curve 1 - g / 2π cavity profile, curve 2 - function of bunching at the first harmonic, curve 3 - normalized cross-averaged velocity of the electrons, curve 4 - Efficiency).).

На следующем рисунке показано продольное сечение распределения электрической составляющей ВЧ электромагнитного поля в резонаторе.

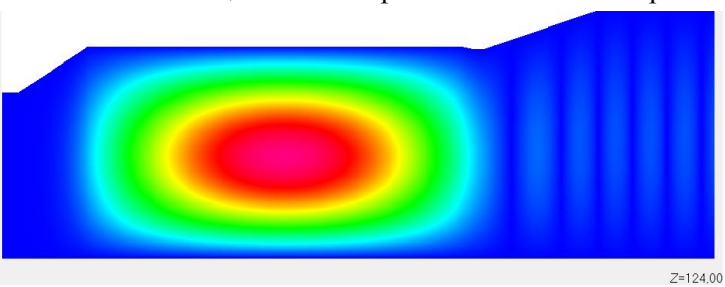


Рис. 2. Продольное сечение распределения электрической составляющей ВЧ электромагнитного поля в резонаторе.

Fig. 2. Longitudinal sectional distribution of the electric component of the RF electromagnetic field in the cavity

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

Как видно из этого рисунка, распределение ВЧ электрического поля по продольной координате близко к синусоидальному.

3. Модель конического резонатора

Профиль конического резонатора определялся от левой границы со значения g=3.81 до значения g=3.85 на правой границе. Длина резонатора та же, что и у регулярного резонатора l=65.

Собственная добротность такого резонатора равна Q=7142. Процесс взаимодействия электронного потока с ВЧ полем такого резонатора показан на рисунке 3.

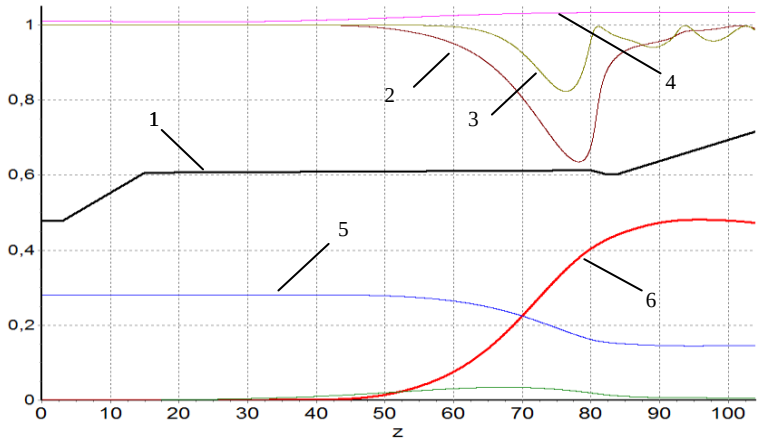


Рис. 3. Интегральные характеристики конического резонатора (кривая 1 – профиль резонатора g/2π, кривая 2 – функция группировки электронов по первой гармонике, кривая 3 – функция группировки по второй гармонике циклотронной частоты, кривая 4 – значение нормированного магнитостатического поля, кривая 5 - нармированная поперечноя усредненная скорость электронов, кривая 6 – КПД).

Fig. 3. Integral characteristics of the conical cavity (curve 1 - g / 2π cavity profile, curve 2 - function of bunching at the first harmonic, curve 3 - function of bunching at the second harmonic of the cyclotron frequency, curve 4 - value of the normalized magnetostatic field, curve 5 - normalized cross-averaged velocity of the electrons, curve 6 – Efficiency)

КПД гиротрона в этом случае достигает уже 50%, но для возбуждения такого гиротрона требуется ток σ=0.0001587 или I=215 мА. На следующем рисунке показано продольное сечение распределения электрической составляющей ВЧ электромагнитного поля в резонаторе. Этот рисунок показывает, что максимальное значение ВЧ составляющей электрического поля достигается в конце конического резонатора, что и обеспечивает высокий КПД такого гиротрона.

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

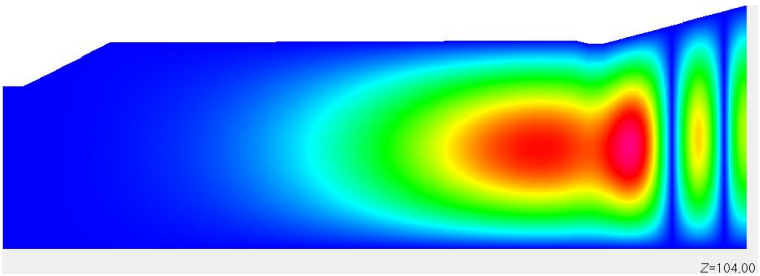


Рис. 4. Продольное сечение распределения электрической составляющей ВЧ электромагнитного поля в коническом резонаторе.

Fig. 4. Longitudinal section of the distribution of the electric component of the RF electromagnetic field in a conical cavity

4. Модель биконического резонатора

Был исследован вариант биконического резонатора гиротрона. Первая секция резонатора представляла собой расширяющийся конус, а вторая секция – сужающийся конус. Процессы, происходящие в таком гиротроне, показаны на рисунках 5 и 6.

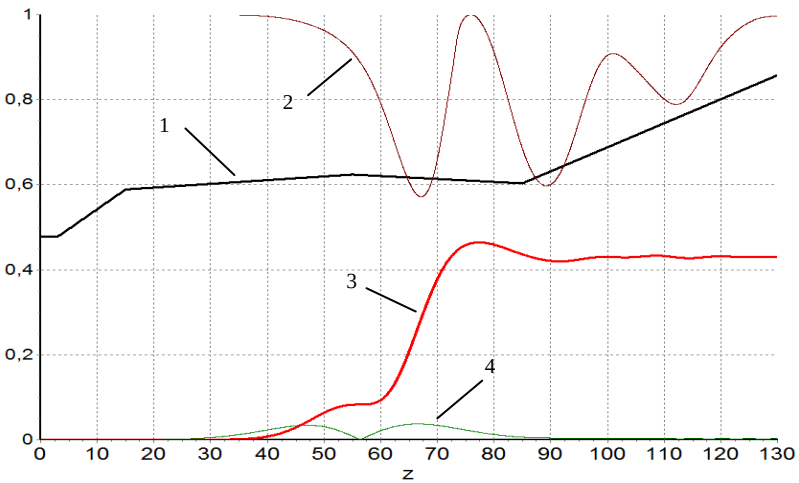


Рис. 5. Интегральные характеристики биконического резонатора (кривая 1 – профиль резонатора, кривая 2 – функция группировки по первой гармонике циклотронной частоты, кривая 3 – КПД, кривая 4 – нормированная напряженность ВЧ электрического поля).

Fig. 5. Integral characteristics of biconical resonator (curve 1 - the cavity profile, curve 2 - function of bunching at the first harmonic of the cyclotron frequency, curve 3 – efficiency, curve 4 - normalized intensity of RF electric field)

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

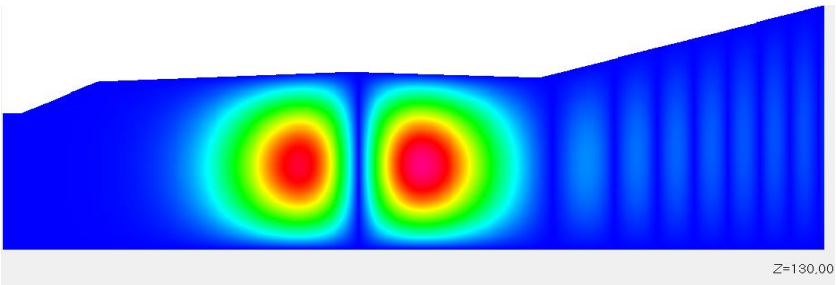


Рис. 6. Продольное сечение распределения электрической составляющей ВЧ электромагнитного поля в биконическом резонаторе.

Fig. 6. Longitudinal section of the distribution of the electric component of the RF electromagnetic field in biconical resonator

Собственная добротность такого резонатора составляет Q=4000. Рабочий ток равен σ=0.0000588 или I=79 мА. Питч фактор q=1.84. Как видно из этих рисунков в биконическом резонаторе основная мода имеет двугорбую структуру, что напоминает двух каскадный гироклистрон. КПД такого гиротрона достигает 42%, а это гораздо белее высокий КПД по сравнению с регулярным резонатором гиротрона, но все же меньше, что КПД гиротрона с коническим резонатором.

5. Заключение

Таким образом, в работе исследовано влияние профиля резонатора гиротрона на эффективность его работы. Показано, что конический профиль гиротрона может обеспечить КПД 50%, биконический профиль – 42 %, а это существенно выше КПД гиротрона с регулярным профилем резонатора – 23 %.

Список литературы

[1] Кураев А.А., Ковалев И.С., Колосов С.В. Численные методы оптимизации в задачах электроники СВЧ // Изд. «Наука и техника» г.Минск, 1975, 296 с.

[2] Свидетельство о регистрации компьютерной программы №384. Компьютерный программный комплекс КЕДР / правообладатель БГУИР Авторы: Колосов С.В., Кураев А.А., Синицын А.К., Аксенчик А.В.; заявл.19.01.2012; внесена в реестр Национального центра интеллектуальной собственности БР - 07.02.2012

[3] Колосов С.В., Кураев А.А., Сенько А.В. Уравнения возбуждения нерегулярных волноводов с конечной проводимостью стенок // Техника и приборы СВЧ, 2009, №2, С. 8-13.

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

References

[1] Kuraev A.A., Kovalev I.S., Kolosov S.V. [Numerical methods of optimization problems in the microwave electronics] // Publisher "Science and Technology", Minsk, 1975, 296 p. (In Russian).

[2] Kolosov S.V., Kuraev A.A., Sinitsyn A.K., Aksenchyk A.V. [The certificate of registration of the computer program №384. Computer software package CEDR]. Entered in the register of Belarus National Intellectual Property Center - 07.02.2012. (In Russian).

[3] Kolosov S.V., Kuraev A.A., Senko A.V. [Equations excitation irregular waveguides with finite wall conductance] *Engineering and microwave devices*, 2009, №2, pp. 8-13. (In Russian).

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

Научное издание

26-я Международная
Крымская конференция
«СВЧ-техника
и телекоммуникационные
технологии»:
Материалы конференции
(на русском и английском языках)

Том 2

Ответственный за издание
П. П. Ермолов

Компьютерная верстка
Н. А. Морозович

Редактирование текста
на английском языке
С. В. Павлов

Подписано в печать 24.05.2016
Формат 32×45/4
Условн. печ. л. 14,41
Уч.-изд. л. 14,1
Зак. 4565/2. Тир. 100

Отпечатано в типогр. Printex
ул. Кулакова, 59, оф. А
Севастополь, 299011
Тел.:
+7 978 704 51 11
+7 8692 464 744
+7 8692 455 678