



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

Материалы конференции

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

Том 5

- 6. СВЧ-электроника сверхбольших мощностей и эффекты;
- 6а. Электромагнитная и радиационная стойкость материалов
и электронной компонентной базы;
- 7. СВЧ-измерения

Москва • Минск • Севастополь
2017

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431
С255

Организаторы:

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

Техническая и информационная поддержка:

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

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

Т. 5 : vi, 222 [1128—1349] с. : ил. — ISBN 978-966-335-438-5.

В 5-й том включены материалы 30 докладов, которые были представлены на секцион-
ных заседаниях по направлениям: 6. СВЧ-электроника сверхбольших мощностей и эффек-
ты; 6а. Электромагнитная и радиационная стойкость материалов и электронной компонент-
ной базы; 7. СВЧ-измерения.

Материалы конференции изданы также на флеш-накопителе.

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

УДК 621.3.029.62+621.39
ББК 32я431

ISBN 978-966-335-433-0 (тт. 1—9)
ISBN 978-966-335-438-5 (т. 5)

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

Том 5

СЕКЦИЯ 6/1: МОЩНЫЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПОЛЯ И ЭФФЕКТЫ 1

6.1	НЕКАНОНИЧЕСКИЕ ГИРОТРОНЫ Запевалов В. Е.	1128
6.2	МОЩНАЯ ИМПУЛЬСНАЯ ГЕНЕРАЦИЯ В ГИРОТРОНАХ В РЕЖИМЕ КООПЕРАЦИИ ДВУХ МОД Ошарин И. В., Савилов А. В.	1135
6.3	ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ИМПУЛЬСНОГО 3-ММ РЕЛЯТИВИСТСКОГО ГИРОТРОНА С МУЛЬТИМЕГАВАТТНЫМ УРОВНЕМ ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТИ Абубакиров Э. Б., Денисов Г. Г., Гузнов Ю. М., Завольский Н. А., Запевалов В. Е., Запевалов С. А., Леонтьев А. Н., Планкин О. П., Розенталь Р. М., Седов А. С., Семенов Е. С.	1142
6.4	СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ ПЛАЗМЕННЫЙ РЕЛЯТИВИСТСКИЙ СВЧ-ГЕНЕРАТОР Булейко А. Б., Ернылева С. Е., Лоза О. Т., Ульянов Д. К.	1149
6.5	МОЩНЫЙ РЕЛЯТИВИСТСКИЙ ГИРОТРОН МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН НА ВТОРОЙ ЦИКЛОТРОННОЙ ГАРМОНИКЕ Завольский Н. А., Иляков Е. В., Калынов Ю. К., Кулагин И. С., Мануилов В. Н., Шевченко А. С.	*
6.6	МОЩНЫЕ КОРОТКОВОЛНОВЫЕ РЕЛЯТИВИСТСКИЕ ГЕНЕРАТОРЫ ПОВЕРХНОСТНОЙ ВОЛНЫ НА ОСНОВЕ СВЕРХРАЗМЕРНЫХ ДВУМЕРНО-ПЕРИОДИЧЕСКИХ ЗАМЕДЛЯЮЩИХ СТРУКТУР ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ ГЕОМЕТРИИ Гинзбург Н. С., Заславский В. Ю., Малкин А. М., Песков Н. Ю. Сергеев А. С., Иляков Е. В., Кулагин И. С.	1156
6.7p	МЕТАЛЛООКСИДНЫЙ КАТОД ПЛОЩАДЬЮ 30x30 см² ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ПЛАЗМЫ Галина Н. М., Соколов А. М., Черников С. А., Чернышов В. А.	1163
6.8p	ПАССИВНАЯ синхронизация мод и генерация коротких импульсов в кольцевой автоколебательной системе с ЛБВ-подавителем Гришин С. В., Дмитриев Б. С., Скороходов В. Н., Трубецков Д. И.	*
6.9p	ГЕНЕРАЦИЯ ПАКЕТОВ СОЛИТОНОВ ОГИБАЮЩЕЙ В КОЛЬЦЕВОЙ АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЕ С ЛБВ-ПОДАВИТЕЛЕМ И НЕЛИНЕЙНОЙ СПИН-ВОЛНОВОЙ ЛИНИЕЙ ПЕРЕДАЧИ Гришин С. В., Дмитриев Б. С., Скороходов В. Н., Трубецков Д. И., Шараевский Ю. П.	*
6.10p	ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ТЕМ₀₁ МОДЫ В МОДУ N₁₁ В ДИАПАЗОНЕ 2,5—18 ГГц ДЛЯ ПЛАЗМЕННОГО РЕЛЯТИВИСТСКОГО СВЧ-ГЕНЕРАТОРА Андреев С. Е., Богачев Н. Н.	1171
6.11p	МОДЕРНИЗАЦИЯ СВЧ ДИАГНОСТИКИ ДОППЛЕРОВСКОЙ РЕФЛЕКТОМЕТРИИ НА СТЕЛЛАТОРЕ Л-2М ДЛЯ РАБОТЫ В УСЛОВИЯХ БОЛЬШИХ МОЩНОСТЕЙ ЭЦР НАГРЕВА ПЛАЗМЫ Харчевский А. А., Богачев Н. Н., Малахов Д. В., Скворцова Н. Н.	1179
6.12p	ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЛЯТИВИСТСКОЙ ЭЛЕКТРОННОЙ СИСТЕМЫ С ФОТОННЫМ КРИСТАЛЛОМ Куркин С. А., Фролов Н. С., Бадарин А. А., Короновский А. А.	*

СЕКЦИЯ 6/2: МОЩНЫЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПОЛЯ И ЭФФЕКТЫ 2

6.13	КОМПТОНОВСКИЙ ЛСЭ РЕНТГЕНОВСКОГО ДИАПАЗОНА С ЧАСТИЧНО КОГЕРЕНТНОЙ НАКАЧКОЙ Гинзбург Н. С., Вилков М. Н., Кочаровская Е. Р., Сергеев А. С.	1184
6.14	ИССЛЕДОВАНИЕ ВИРКАТОРА С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ ВСТАВКАМИ Петрик А. Г., Куркин С. А., Фролов Н. С., Храмов А. Е., Дубинов А. Е.	*
6.15	ВЛИЯНИЕ РАЗВИТИЯ ДИОКОТРОННОЙ НЕУСТОЙЧИВОСТИ В СЖАТОМ СОСТОЯНИИ ПУЧКА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ СВЧ ГЕНЕРАЦИИ Фролов Н. С., Куркин С. А., Короновский А. А., Храмов А. Е.	*
6.17p	ВЛИЯНИЕ НАКЛОНА ВЕДУЩЕГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ НА ЭЛЕКТРОННО-ВОЛНОВОЕ ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ В РЕЗОНАТОРАХ ТЕРАГЕРЦОВЫХ ГИРОТРОНОВ Зувев А. С., Лещева К. А., Седов А. С.	1191

СЕКЦИЯ 6a: ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ И РАДИАЦИОННАЯ СТОЙКОСТЬ МАТЕРИАЛОВ И ЭКБ

6a.1	ОБЕСПЕЧЕНИЕ РАБОТОСПОСОБНОСТИ МОП-ПРИБОРОВ ПРИ РАДИАЦИОННОМ ВОЗДЕЙСТВИИ Богатырев Ю. В., Ластовский С. Б., Огородников Д. А., Шведов С. В., Гриневский С. М., Кетько А. В.	1197
6a.3	ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИАЦИОННО-СТОЙКИХ СВЧ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ ПО ТЕХНОЛОГИИ КМОП КНИ 180 нм Жидков Н. М., Елесин В. В., Усачев Н. А., Сотсков Д. С., Назарова Г. Н., Чуков Г. В., Метелкин И. О.	1204
6a.4	ВЛИЯНИЕ МОЩНОГО ИМПУЛЬСНОГО СВЧ ИЗЛУЧЕНИЯ НА ЦИФРОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ НА АРСЕНИДЕ ГАЛЛИЯ Громов Д. В., Елесин В. В., Полевич С. А.	1211
6a.5	ЧИСЛЕННАЯ МОДЕЛЬ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ СВЧ ДИАПАЗОНА С МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ СТРУКТУРАМИ Таран Е. П., Глумова М. В., Зувев С. А., Старостенко В. В., Арсеничев С. П., Григорьев Е. В.	1218
6a.6p	ОСОБЕННОСТИ ПРОБОЯ ПРОВОДЯЩИХ ПЛЕНОК ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ Арсеничев С. П., Григорьев Е. В., Старостенко В. В., Таран Е. П., Фитаев И. Ш.	1225
6a.7p	АВТОМАТИЗАЦИЯ РАДИАЦИОННЫХ ИСПЫТАНИЙ СВЧ ДЕЛИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ Амбуркин К. М., Бойченко Д. В., Елесин В. В., Назарова Г. Н., Сотсков Д. И., Усачев Н. А., Чуков Г. В.	1232
6a.8p	ВЛИЯНИЕ МОЩНОГО МИКРОВОЛНОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СВЧ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА Громов Д. В., Шуренков В. В.	1239
6a.9p	ЭКРАНЫ ЛОКАЛЬНОЙ РАДИАЦИОННОЙ ЗАЩИТЫ ИЗДЕЛИЙ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ НА ОСНОВЕ КОМПОЗИТОВ ВОЛЬФРАМ — МЕДЬ Богатырев Ю. В., Василенков Н. А., Грабчиков С. С., Ластовский С. Б., Солoduха В. А., Тишкевич Д. И., Труханов А. В., Шведов С. В., Якушевич А. С.	1247

СЕКЦИЯ 7: СВЧ-ИЗМЕРЕНИЯ

7.1	КОРРЕКЦИЯ S-ПАРАМЕТРОВ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ МАТЕРИАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ МАЛОРАЗМЕРНЫХ ОБРАЗЦОВ В СВОБОДНОМ ПРОСТРАНСТВЕ Басков К. М., Политико А. А., Семененко В. Н., Чистяев В. А.	1260
7.2	СТЕНД ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТОВ ОТРАЖЕНИЯ И ПРОХОЖДЕНИЯ И ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ МАТЕРИАЛОВ В СВОБОДНОМ ПРОСТРАНСТВЕ Политико А. А., Семененко В. Н., Чистяев В. А.	1267
7.3	АНАЛИЗ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ Савин А. А., Губа В. В., Ладур А. А.	1274
7.4	МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ КВАДРАТУРНОГО МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ ДЕМОДУЛЯТОРА С СИММЕТРИЧНЫМИ ВХОДАМИ Гимпилевич Ю. Б., Зебек С. Е.	1281
7.5	ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ РАДИОИМПУЛЬСНОГО СТРОБИРОВАНИЯ КОГЕРЕНТНЫХ СВЧ РАДИОСИГНАЛОВ В ЗАДАЧАХ ФАЗОВЫХ ИЗМЕРЕНИЙ Захарченко В. Д.	1288
7.6	СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ДВУХ МЕТОДОВ ВЕКТОРНОЙ КАЛИБРОВКИ СМЕСИТЕЛЕЙ Бабенко А. А., Коротков К. С., Левченко А. С., Фролов Д. Р.	1295
7.7p	ВИРТУАЛЬНАЯ СВЧ ЛАБОРАТОРИЯ Губский Д. С., Земляков В. В., Крутиев С. В., Мамай И. В.	1302
7.8p	ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ РЕЗОНАНСНОГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ МИКРОВОЛНОВОЙ МИКРОСКОПИИ Старостенко В. В., Полетаев Д. А., Шадрин А. А., Нудьга А. А.	1309
7.9p	СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ S-ПАРАМЕТРОВ СВЧ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ Трушкин А. Н.	1316
7.10p	СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗОВЫХ СДВИГОВ МЕЖДУ ДВУМЯ ГАРМОНИЧЕСКИМИ СИГНАЛАМИ ОДИНАКОВОЙ ЧАСТОТЫ Трушкин А. Н.	1323
7.11p	ИССЛЕДОВАНИЕ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ Савин А. А.	1335
7.12p	РАСШИРЕНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ МОДУЛЬНЫХ РАДИОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ С ПОМОЩЬЮ ПОТОКОВОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ Кривокубов П. А., Подольский А. С.	1342

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

Non-canonical Gyrotrons

Zapevalov V.E.

*Institute of Applied Physics RAS
Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation
zapev@appl.sci-nnov.ru*

Abstract: *We study some gyro-devices that differ from the canonical version are considered: a partitioned active medium or (and) interaction space, a non-cylindrical HEB, a noncylindrical (coaxial, quasi-optical, echelett, etc.) cavity. A review of promising variants of non-canonical gyrotrons (including multibeam and multi-barreled ones) from the point of view of frequency tuning and increasing the selection of modes.*

Keywords: *microwave technology, gyrotron, helical electron beam, cavity, magnetic system*

Неканонические гиротроны

Запевалов В.Е.

*Институт прикладной физики РАН
г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
zapev@appl.sci-nnov.ru*

Аннотация: *Рассмотрен ряд гироприборов, отличающихся от канонической версии: секционированная активная среда или (и) пространство взаимодействия, нетрубчатый ВЭП, нецилиндрический (коаксиальный, квазиоптический, эше-леттный и т.д.) резонатор. Проведен обзор перспективных вариантов неканонических гиротронов (включая многолучевые и многоствольные) с точки зрения перестройки частоты и повышения селекции мод*

Ключевые слова: *микроволновые технологии, гиротрон, винтовой электронный пучок, резонатор, магнитная система*

1. Введение

Научный поиск в 60-х годах минувшего века привел к созданию целого ряда гирорезонансных устройств, принцип действия которых основан на синхронном взаимодействии криволинейного электронного пучка и электромагнитной волны: совокупное действие релятивистских эффектов и неоднородности высокочастотного поля приводят к вынужденному циклотронному излучению на гирочастоте и ее гармониках [1-4]. Канониче-

ский гиротрон (КГ) содержит адиабатическую магнетронно-инжекторную электронную пушку (МИП), формирующую трубчатый винтовой электронный пучок (ВЭП), слабонерегулярный, сверхразмерный цилиндрический резонатор, систему вывода излучения и коллектор электронного пучка часто с рекуперацией (см. рис.1) [1-4].

Для производства канонических гиротронов благоприятны аксиальная симметрия и отсутствие мелкомасштабных элементов. За минувшие годы в созданы мощные высокоэффективные гиротроны от см до субмм диапазонов [1-5] и сформировался ряд фундаментальных научных направлений, развитие которых прямо обусловлено наличием этих источников.

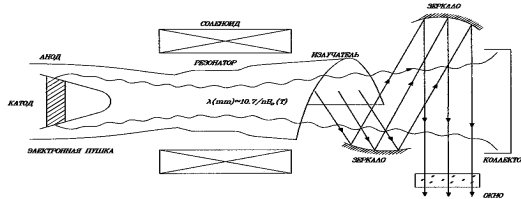


Рис. 1. Структурная схема гиротрона со встроенным преобразователем.

Fig. 1. Structural diagram of a gyrotron with a built-in converter

Для некоторых приложений нужны повышение частоты гиротронов и ее перестройка, но сложность задачи обостряется проблемой конкуренции мод и высоким уровнем омических потерь, особенно в гиротронах, работающих на гармониках циклотронной частоты в субмм диапазоне [2-4]. Между тем в КГ весьма ограничены возможности перестройки частоты и селекции мод при работе на гармониках. В силу разных причин, оказался на обочине прогресса целый ряд giroприборов, которых отличались от канонической версии. Далее проведен обзор перспективных вариантов неканонических гиротронов (включая многолучевые и многоствольные) с точки зрения перестройки частоты и повышения селекции мод.

2. Трубчатые и нетрубчатые ВЭП

Мощность и КПД гиротронов определяются известными выражениями [2-3]

$$P = \eta I U, \quad \eta = \eta_{\perp} \eta_{\parallel} \eta_c \eta_w Q_{ohm} / (Q_{ohm} + Q_d),$$

где I и U - пучка гиротрона и ускоряющее напряжение, $\eta_{\perp}$ и η_c поперечный КПД [2-4] и коэффициент преобразования встроенного преобразователя, $t_{\perp}$ - отношение осцилляторной энергии электронов к полной, Q_d и Q_{ohm} - дифракционная и омическая добротности. Величины I и $t_{\perp}$ - определяются системами формирования и транспортировки винтового электронного пучка (ВЭП). Ток $I=j's$ определяется плотностью тока j и площадью поперечного сечения s . Площадь поперечного сечения определяется условиями эффективного взаимодействия [2, 3] и для трубчатого, ленточного и приосевого (в англоязычной литературе часто называемого «карандашный» - “pencil beam”) имеет вид ($2R_0$ максимальный размер пучка, λ - диаметр для цилиндрического, ширина для ленточного, λ - длина волны):

Трубчатый (цилиндрический) пучок: $s_c=2\pi R_0\lambda/6$,

Ленточный пучок: $s_r=2R_0\lambda/6$,

Приосевой (карандашный) пучок $s_p=\pi\lambda^2/36$.

Очевидно, что использование нецилиндрических пучков при ограниченном размере катода и плотности тока ведет к снижению энергосодержания пучка, а при одинаковом КПД и выходной мощности.

3. Секционированная активная среда (многолучевые гиротроны)

В многолучевых гиротронах к основному пучку добавляется один или несколько винтовых электронных пучков. В зависимости от параметров (главным образом - величин осцилляторной и дрейфовой скоростей) дополнительные пучки могут быть излучающими и выполнять функцию электронных поглотителей [2]. На рис. 3 приведена схема многолучевого гиротрона, фото двухлучевой электронной пушки, формирующей два активных (излучающих) электронных пучка, а также зависимости выходной мощности от тока при разной величине тока дополнительного пучка [2].

Аналогично может быть построена схема двухлучевой электронной пушки, формирующей два электронных пучка - винтовой и прямолинейный (поглощающий). Эксперименты показали существенное повышение выходной мощности при наличии дополнительного поглощающего пучка [2]. Аналогично могут быть построены многолучевые гиротроны на основе “карандашных” пучков находящихся в одной или нескольких плоскостях [5] в сочетании с самыми

разнообразными электродинамическими системами. Таким образом, по аналогии с приборами классической электроники, могут быть реализованы многомодульные (многовольные) giroприборы.

4. Секционирование пространства взаимодействия

Продольное секционирование пространства взаимодействия является эффективным методом обеспечения селекции и повышения эффективности в приборах СВЧ. В giroприборах секционирование пространства взаимодействия представлено гироклистронами, двухрезонаторными гиротронами, гиротронами на связанных резонаторах (СР), giroумножителями и т.д. В связи с проблемой селекции мод могут представить интерес связанные резонаторы с трансформацией мод (СРТМ) [2, 6], схематически показанные на рис. 4. Взаимная трансформация мод в обоих резонаторах играет основную роль. Резонансное увеличение добротности нормальной моды и отношения амплитуд $|a_1|/|a_2|$ в СРТМ создает предпосылки для высокой селекции мод в этих системах, а резонансное снижение излучения на первой моде обеспечивает высокую модовую чистоту выходного излучения. СРТМ использовались в гиротронах на 1-3^й гармониках в широком диапазоне частот, мощностей и длительностей импульса. Типичные значения КПД, по меньшей мере, не уступают гиротронам с одиночным резонатором (гиромонотронам).

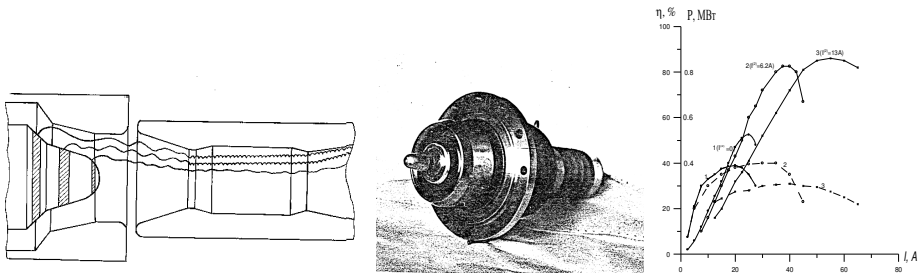


Рис. 3. Схема многолучевого гиротрона, фото электронной пушки, зависимости выходной мощности от тока при разной величине тока дополнительного пучка

Fig. 3. The scheme of the multi-beam gyrotron, photo of the electron gun, the dependence of the output power on the current for different values of the current of the additional beam

Многоступенчатая версия СРТМ для террагерцового гиротрона [7] и расчетные выходные характеристики для него приведены на рис. 5.

5. Другие нецилиндрические резонаторы

Аксиально-симметричный эшелеттный резонатор [8] в определенном смысле представляет собой развитие многоступенчатого резонатора [7] и обладает аналогичными достоинствами и недостатками. Он обладает высокими селективными свойствами и гиротроны в которых он использовался продемонстрировали в экспериментах хорошие выходные характеристики. Эшелеттный гиротрон имеет большие перспективы, однако его расчет и технология изготовления встречают серьезные проблемы. Сложная структура выходного излучения требует разработки нового варианта преобразователя. Возможности перестройки частоты невелики.

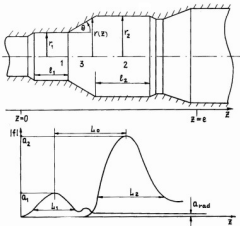


Рис. 4. CPTM

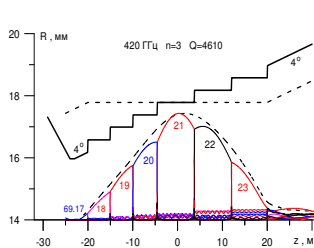


Fig. 4. CCMC
CCMC.

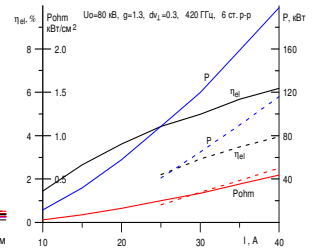


Рис. 5. Многоступенчатый CPTM.

Fig. 5. Multistage

Для ряда приложений может представлять интерес двухзеркальная версия эшелетного гиротрона [8], где имеются некоторые возможности перестройки частоты и упрощается система вывода излучения, но при использовании цилиндрического пучка неизбежно некоторое снижение КПД. Фактически эта схема является развитием гиротронов с квазиоптическим резонатором [4], с дополнительной селекцией за счет эшелетного зеркала. Перспективные варианты квазиоптических многозеркальных гиротронов с разнообразными ВЭП были предложены в [9].

Применение коаксиального резонатора перспективно для достижения высоких уровней мощности гироприборов, чему благоприятствуют высокая селективность и отсутствие провисания потенциала пучка, возможность реализации естественной схемы рекуперации и перестройки частоты

[2, 4]. Дополнительные возможности селекции предоставляют профилирование внутренней стенки резонатора и коаксиальной вставки. Достигнутые уровни мощности коаксиальных гиротронов превышают 2 МВт на частотах до 170 ГГц. Использование коаксиальных гиротронов затрудняют технологические сложности, связанные с креплением, юстировкой и охлаждением коаксиальной вставки.

6. Гиротроны на высоких гармониках с приосевым пучком

Большими перспективами при работе на гармониках циклотронной частоты обладают гиротроны в тонком приосевом пучком, часто называемые гиротронами с большой орбитой - ГБО. Так в ГБО с постоянным магнитом (поле около 1 Тл) была получена генерация [10] на следующих гармониках/ модах / на частоте/ при мощности/ КПД: $n=3/TE_{311}/84.88$ ГГц / 2,5 кВт / 6,25%; $n=4/TE_{411}/112.7$ ГГц / 0,47 кВт /КПД 0,96%. Наблюдалась также генерация на 5^й гармонике с частотой 138 ГГц.

В ГБО с импульсным магнитом [11] были достигнуты мощность 2кВт на частоте около 0.6 ТГц ($n=2$) 2кВт и 0,3 кВт на частоте около 1 ТГц ($n=3$) на 2^й и 3^й циклотронной гармониках, соответственно.

7. Заключение

Проведен обзор перспективных вариантов неканонических гиротронов с точки зрения перестройки частоты и повышения селекции мод. Выявлены преимущества и недостатки разных их вариантов.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ 15-42-02380

Список литературы

- [1] G.S.Nusinovich, M.Thumm, M.I. Petelin. The Gyrotron at 50: Historical Overview. J. Infrared Mm THz Waves (2014) 35:325–381.
- [2] Sh.E. Tsimring, Electron beams and microwave vacuum electronics, John Wiley and Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2007.
- [3] V.E.Zapevalov, Increasing Power and Efficiency of gyrotrons., Fusion Science and Technology, 2007, Vol.52, No2, pp. 340-344.
- [4] M.Thumm. State-of-the-Art of High Power Gyro-Devices and Free Electron Masers. KIT Scientific Publishing, 2014.
- [5] E. Jerby, A. Kesar, M. Korol et al., Cyclotron resonance maser array, IEEE Trans. Plasma Science, Vol. 27, pp. 445-455, 1999.

- [6] V.G.Pavelyev, Sh.E.Tsimring, V.E.Zapevalov, Coupled cavities with mode conversion in gyrotrons. *Int. J. Electronics*, 1987, v.63, №3, pp. 379-391.
- [7] С.Н.Власов, Н.А.Завольский, В.Е.Запечалов, и др. Аксиально-симметричные ступенчатые резонаторы. *Изв. Вузов. Радиофизика*, 2009, т.LII, №5-6, с.716-729.
- [8] V.I.Belousov, S.N.Vlasov, N. A. Zavolsky et al. Research of the gyrotron with the echelette resonator. 9th Int. Workshop Strong Microwaves and Thz Waves: Sources and Applications Nizhny Novgorod – Perm – Nizhny Novgorod, Russia July 24 – 30, 2014 pp.166-167.
- [9] Кравченко В.Ф., Кураев А.А., Матвеенко В.В., Синицин А.К. Коротковолновые гиротроны с зеркальными резонаторами. Приборы и методы физики и техники СВЧ диапазона. 2017
- [10] T. Idehara, I. Ogawa, S. Mitsudo, et al. A High Harmonic Gyrotron and with an Axis-Encircling Electron Beam and a Permanent Magnet. *IEEE Trans. on Plasma Science*. June 2004, v.32, n.3, pp.903-910.
- [11] V.Bratman, M.Glyavin, T.Idehara, et al. Review of Sub-Terahertz and Terahertz Gyro-devices at IAP RAS and FIR FU. *Int. Journal IEEE Trans. on Plasma Science*, vol. 37, issue 1, pp. 36-43, (2009) 2.

References

- [1] G.S.Nusinovich, M.Thumm, M.I. Petelin. The Gyrotron at 50: Historical Overview. *J. Infrared Mm Thz Waves* (2014) 35:325–381.
- [2] Sh.E. Tsimring, *Electron beams and microwave vacuum electronics*, John Wiley and Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2007.
- [3] V.E.Zapevalov., Increasing Power and Efficiency of gyrotrons. *Fusion Science and Technology*, 2007, Vol.52, No2, pp 340-344.
- [4] M.Thumm. State-of-the-Art of High Power Gyro-Devices and Free Electron Masers. KIT Scientific Publishing, 2014.
- [5] E. Jerby, A. Kesar, M. Korol et al., Cyclotron resonance maser array, *IEEE Trans. Plasma Science*, Vol. 27, pp. 445-455, 1999.
- [6] V.G.Pavelyev, Sh.E.Tsimring, V.E.Zapevalov, Coupled cavities with mode conversion in gyrotrons. *Int. J. Electronics*, 1987, v.63, №3, pp. 379-391.
- [7] S.N.Vlasov, N.A.Zavolsky, V.E.Zapevalov, et al. Axially symmetric stepped resonators. *Radiophysics and Quantum electronics*, 2009, vol. II, No. 5-6, p.716-729.
- [8] V.I.Belousov, S.N.Vlasov, N. A. Zavolsky et al. Research of the gyrotron with the echelette resonator. 9th Int. Workshop Strong Microwaves and Thz Waves: Sources and Applications Nizhny Novgorod – Perm – Nizhny Novgorod, Russia July 24 – 30, 2014 pp.166-167.
- [9] V.F.Kravchenko, A.A.Kuraev, V.V.Matveenko, et al.. Shortwave gyrotrons with mirror resonators. Instruments and methods of physics and technology of microwave range. 2017.
- [10] T.Idehara, I.Ogawa, S.Mitsudo, et al. A High Harmonic Gyrotron and with an Axis-Encircling Electron Beam and a Permanent Magnet. *IEEE Trans. on Plasma Science*. June 2004, v.32, n.3, pp.903-910.
- [11] V.Bratman, M.Glyavin, T.Idehara, et al. Review of Sub-Terahertz and Terahertz Gyro-devices at IAP RAS and FIR FU. *Int. Journal IEEE Trans. on Plasma Science*, vol. 37, issue 1, pp. 36-43, (2009) 2.

Acknowledgements

The work was supported by the RFBR grant 15-42-02380.

Powerful pulse generation in gyrotrons in the regime of cooperation of two modes

Osharin I.V., Savilov A.V.

*Institute of Applied Physics of the Russian Academy of Sciences,
46, Ul'yanov st., Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation
osharin@appl.sci-nnov*

Abstract: Gyrotron operating regime based on generation of short powerful pulses of coherent radiation is proposed at this work. The peak power of these pulses can exceed the electron beam power. Such regimes are provided by two cooperating waves with different longitudinal structures and slightly different frequencies. The addition of signals corresponding to these two modes leads to the formation of a powerful pulse of output radiation. Correct addition of signals can be provided either in a gyrotron with an opposite output of radiation or in a conventional gyrotron scheme with an output waveguide providing an abnormal frequency dispersion for the operating wave.

Keywords: gyrotron, pulse generation, frequency dispersion, addition of signals.

Мощная импульсная генерация в гиротронах в режиме кооперации двух мод

Ошарин И.В., Савилов А.В.

*Институт прикладной физики Российской Академии наук,
г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
osharin@appl.sci-nnov.ru*

Аннотация: Предложен режим работы гиротрона, основанный на генерации коротких мощных импульсов когерентного излучения, пиковая мощность которых может превышать мощность рабочего электронного пучка. Такие режимы работы обеспечиваются за счет кооперации двух волн с разными продольными структурами и слегка разными частотами. Сложение сигналов, соответствующих двум модам, приводит к формированию мощного импульса выходного излучения. Правильное сложение сигналов может быть обеспечено либо в гиротроне со встречным выводом рабочего излучения, либо в традиционной гиротронной схеме с прямым выводом излучения при условии использования выходного волновода, обеспечивающего для рабочей волны аномальную частотную дисперсию.

Ключевые слова: гиротрон, импульсная генерация, частотная дисперсия, сложение сигналов.

1. Введение

В настоящее время возрастает интерес к созданию импульсных источников излучения терагерцового частотного диапазона с высокой пиковой мощностью выходного излучения для различных приложений [1-9]. Одним из привлекательных вариантов реализации таких источников является гиротрон – наиболее широко распространенная разновидность мазера на циклотронном резонансе, основанная на селективном возбуждении квазикритических мод открытых микроволновых резонаторов слабо или умеренно электронными пучками [10-11]. Достоинствами гиротронов являются высокая селективность в относительно простых микроволновых системах, не содержащих ни замедляющих структур, ни систем обратной связи, а также слабая чувствительность электронно-волнового взаимодействия к качеству рабочего пучка (разбросу скоростей электронов).

Для гиротронов, работающих в коротковолновой области СВЧ диапазона, выходная мощность P_w может достигать 30-40% мощности рабочего электронного пучка P_e . Использование импульсной генерации может быть способом значительного увеличения соотношения P_w/P_e . Это принципиально нестационарный режим сверхизлучения коротких мощных импульсов, которые формируются в процессе возбуждения генератора сильным электронным пучком (ток пучка значительно превышает порог возбуждения) [12-14]. В экспериментах с черенковскими ЛОВ были получены режимы сверхизлучения, при которых выходная мощность превышала мощность электронного потока [14]. В принципе, такие режимы могут быть реализованы также в приборах, основанных на возбуждении квазикритических волн, например, гиротроне, однако в традиционной схеме гиротрона требуются низкая продольная скорость электронов и очень короткий рабочий резонатор [15]. Кроме того, для получения импульса сверхизлучения требуется импульс тока с очень резким фронтом.

В данной работе предлагается метод получения коротких мощных импульсов, для которых соотношение P_w/P_e может достигать и даже превышать единицу. Данный метод основан на компрессии двухволнового сигнала, генерируемого гиротроном при определённых условиях.

2. Метод получения мощных импульсов излучения гиротрона

При магнитных полях, существенно меньших значения, соответствующего точному резонансу для первой продольной (аксиальной) моды, но близких к резонансному для второй моды, режим возбуждения гиротрона имеет двухмодовый характер. В этом режиме на

начальной стадии возбуждается вторая аксиальная мода, затем после некоторых переходных процессов эта мода подавляется возбуждающейся низшей аксиальной модой. Такой двухмодовый режим может быть использован для формирования коротких импульсов высокой пиковой мощности. Эти моды имеют слегка разные частоты и, следовательно, разные групповые скорости. Используя выходную секцию, обеспечивающую подходящую частотную дисперсию групповой скорости, можно обеспечить сложение двухволнового сигнала в один, обладающий большой пиковой мощностью (рис. 1).

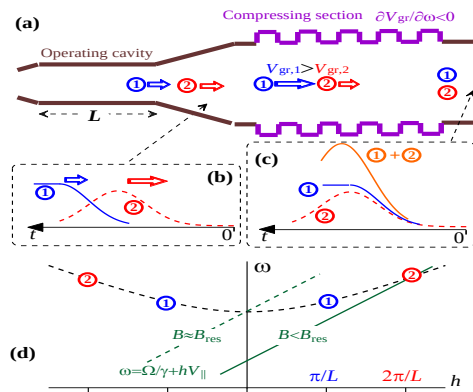


Рис. 1. (а) Гиротрон с компрессирующей выходной секцией. Двухволновой сигнал на выходе из рабочего резонатора до (b) и после (c) компрессирующей секции. (d) дисперсионная характеристика рабочей поперечной моды, а также электронная характеристика в случае, когда магнитное поле близко к резонансному для низшей продольной моды и при более низком поле, близком к резонансному полю второй продольной моды.

Fig.1. (a) The gyrotron with compressing output section. (b) and (c) Two-wave rf signals at the output of the operating cavity and after the compressing section. (d) Dispersion characteristic of the operating transverse wave, as well as electron characteristic in the cases, when the magnetic field is close to the resonance with the lowest axial mode ($B \approx B_{res}$), and at relatively low magnetic field close to the resonance with the second axial mode.

В работе исследовалась возможность применения этого режима на примере конкретной установки – экспериментально реализованного [2, 3] импульсного гиротрона. Данный гиротрон работал на моде $TE_{31,8}$, возбуждаемой на основном циклотронном резонансе на частоте 0,67 ТГц при ускоряющем напряжении 70 кВ. В квазистационарном длинноимпульсном (10–20 мс) режиме мощность излучения составляла 200 кВт при токе пучка 15А, что соответствовало КПД 20%. В соответствии с результатами моделирования, приведёнными далее, двухволновой режим в данном гиротроне может быть реализован при удвоенном рабочем токе, что соответствует

мощности пучка 2 МВт. Пиковая мощность импульса может достигать и даже превышать мощность электронного потока.

3. Моделирование двухмодового режима возбуждения

Моделирование двухволнового режима возбуждения гиротрона проводилось на основе пространственно-временных уравнений для медленной комплексной амплитуды волны [16]. Выходной КПД в стационарном режиме при относительно высоких стартовых токах показан на рис. 2.

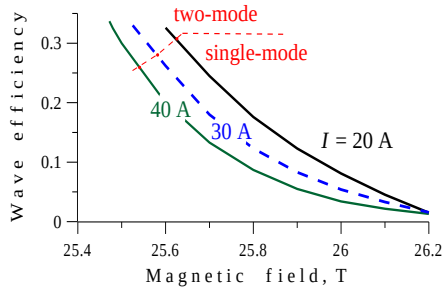


Рис. 2. Волновой КПД в стационарном режиме генерации в зависимости от рабочего магнитного поля при разных токах пучка. Показана граница между одномодовым и двухмодовым режимами возбуждения.

Fig. 2. Wave efficiency in the stationary gyrotron regime versus the operating magnetic field at various electron currents. Separation of the single-wave and two-wave starting scenario is also shown.

При магнитных полях, близких к резонансному (≈ 26.2 Тл), возбуждается только первая продольная мода (рис. 3 а). Высокий (20-30%) КПД достигается при низких относительно резонансного магнитных полях, когда возбуждение имеет двухмодовый характер. В этом случае сначала возбуждается вторая аксиальная мода (рис. 3 б, точка 1), однако потом после переходного процесса конкуренции двух мод (рис. 3 б, точка 2) устойчиво возбуждается низшая аксиальная мода (рис. 3 б, точка 3). Рисунок 4 показывает выходную мощность до и после оптимизированной компрессирующей секции при токах пучка 25 А и 30 А. В обоих случаях рабочем магнитное поле обеспечивает двухволновой режим возбуждения (рис. 2) и соответствует полю, при котором достигается максимальная пиковая мощность. Лучший результат соответствует току 30А (рис. 4 б). Компрессирующая секция формирует выходной импульс длительностью около 6 нс и пиковой мощностью, втрое превышающей выходную мощность стационарной генерации и примерно равную мощности электронного потока.

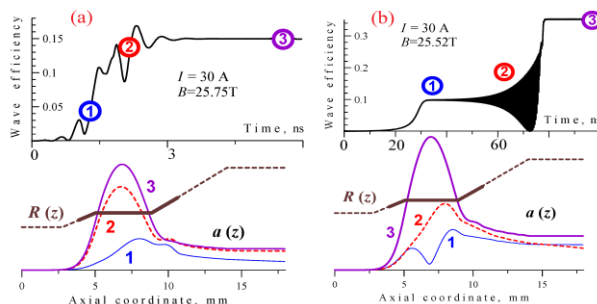


Рис. 3. Одномодовый (а) и двухмодовый (б) режим возбуждения гиротрона при $I = 30$ А и $B = 25.75$ Тл. Зависимость выходного КПД от времени и продольная структура поля в резонаторе в разные моменты времени. Также показан профиль резонатора $R(z)$, жирными линиями показана область электронно-волнового взаимодействия.

Fig. 3. Single-(a) and two-wave(b) scenario of the start of the gyrotron at $I = 30$ A and $B = 25.75$ T. Wave efficiency versus the time, and axial structures $a(z)$ of the excited wave inside the cavity at various moments of the time. The shape of the microwave system $R(z)$ is also shown; the solid part of curve $R(z)$ denotes the region of the electron-wave interaction.

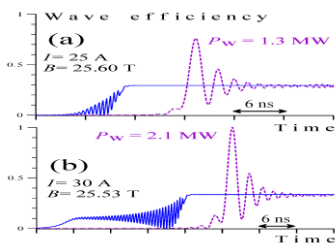


Рис. 4. Зависимость выходной мощности (по отношению к мощности пучка) от времени на выходе из резонатора (сплошные линии) и после оптимизированной компрессирующей секции (пунктирные кривые) при рабочих токах 25 А (а) и 30 А (б). Рабочее магнитное поле оптимизировано для достижения наибольшей пиковой мощности импульса.

Fig. 4. Wave power (measured in the wave efficiency) versus the time at the output of the gyrotron operating cavity (solid curves) and after the optimized compression section (dashed curves) in the cases of the operating currents 25 A (a) and 30 A (b). The operating magnetic fields are optimized to achieve the highest peak powers of the compressed pulses

Правильное сложение сигналов, позволяющее получать импульсы излучения высокой мощности, может быть обеспечено в гиротроне со встречным выводом выходного излучения. На рисунке 5 представлены расчёты выходного КПД при величине рабочего магнитного поля 25.65 Тл и токе 90 А, превышающем стартовый примерно в три раза.

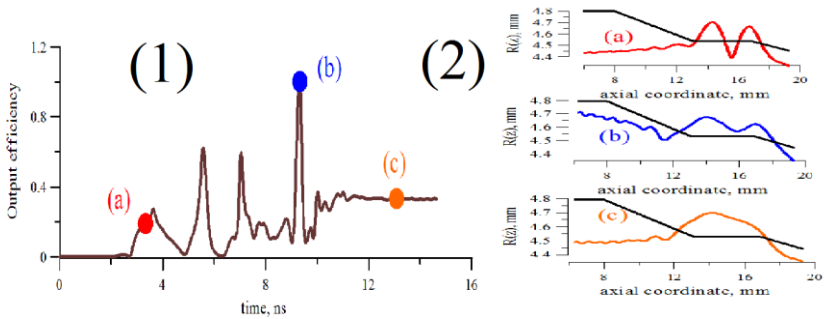


Рис. 5. (1) Зависимость выходной мощности (по отношению к мощности пучка) от времени на выходе из резонатора в гиротроне со встречным выводом излучения. (2) Структуры поля в точках a, b, c. Также показан профиль резонатора.

Fig. 5. (1) Wave power versus the time at the output of the gyrotron operating cavity with an opposite radiation extraction. (2) Axial structures of the excited wave inside the cavity at points a, b, c. The shape of the microwave system $R(z)$ is also shown.

4. Заключение

Режим кооперации двух низших продольных мод может быть использован для получения мощных импульсов выходного излучения гиротрона. Следует отметить, что при моделировании предполагалось включение импульса тока непосредственно в начальный момент времени. Однако важным требованием для реализации данного метода является быстрое включение фронта электронного импульса. Схожие результаты даёт моделирование, когда параметр тока линейно увеличивается с нуля до стационарного значения за время, значительно превышающее характерное время длительности переходного процесса.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда (проект 17–19–01605).

Список литературы. References

- [1] G.S. Nusinovich, P. Sprangle, V.E. Semenov, D.S. Dorozhkina, M.Yu. Glyavin. J. Appl. Phys. 111, 124912 (2012).
- [2] M. Yu. Glyavin, A. G. Luchinin, G. S. Nusinovich, J. Rodgers, D. G. Kashyn, C. A. Romero-Talamas, and R. Pu. Appl. Phys. Lett. 101, 153503 (2012).
- [3] M. Yu. Glyavin, S. V. Golubev, I. V. Izotov, A. G. Litvak, A. G. Luchinin, S. V. Razin, A. V. Sidorov, V. A. Skalyga, and A. V. Vodopyanov. Appl. Phys. Lett. 105, 4900751 (2014).
- [4] E. A. Nanni, W. R. Huang, K.-H. Hong, K. Ravi, A. Fallahi, G. Moriena, R. D. Miller, and F. X. Kärtner. Nat. Commun. 6, 8486 (2015).
- [5] M. C. Hoffmann and J. A. Fülöp, J. Phys. D 44, 083001 (2011).

- [6] M. Fakhari, A. Fallahi, and F.X. Kärtner. Phys. Rev. AB 20, 041302 (2017).
- [7] S.V. Kuzikov, A. V. Savilov, A.A. Vikharev, Appl. Phys. Lett. 105, 033504 (2014).
- [8] N. Balal, I. V. Bandurkin, V. L. Bratman, E. Magory, and A. V. Savilov. Appl. Phys. Lett. 107, 163505, 2015.
- [9] N. Yu. Peskov, I. V. Bandurkin, D. E. Donetc, A. K. Kaminsky, E. A. Perelstein, S. N. Sedykh, and V. Yu. Zaslavsky. Appl. Phys. Lett. 110, 013501 (2017).
- [10] A. V. Gaponov, M. I. Petelin, and V. K. Yulpatov, Radiophys. Quantum Electron. 10, 794 (1967).
- [11] G. S. Nusinovich, Introduction to the Physics of Gyrotrons (John Hopkins University Press, Baltimore, 2004).
- [12] N. S. Ginzburg, I. V. Zotova, and A. S. Sergeev. JETP Lett. 60, 513 (1994).
- [13] N. S. Ginzburg, I. V. Zotova, A. S. Sergeev, I. V. Konoplev, A. D. R. Phelps, A. W. Cross, S. J. Cooke, V. G. Shpak, M. I. Yalandin, S. A. Shunailov, and M. R. Ulmaskulov. Phys. Rev. Lett. 78, 2365 (1997).
- [14] S. D. Korovin, A. A. Elchaninov, V. V. Rostov et al., Phys. Rev. E 74, 016501 (2006).
- [15] I. V. Bandurkin, A. V. Savilov, Phys. Plasmas 22, 063113 (2015).
- [16] N. S. Ginzburg, G. S. Nusinovich, and N. A. Zavolsky, Int. J. Electron., vol. 61, no. 6, pp. 881–894, Jun. 1986.

Acknowledgements

This work was supported by the Russian Scientific Foundation Grant No. 17-19-01605.

Experimental investigations of W-band relativistic gyrotron with 5 MW peak output power

Edward B. Abubakirov, Gregory G. Denisov, Yury M. Guznov,
Alexander N. Leontyev, Oleg P. Plankin, Roman M. Rozental,
Anton S. Sedov, Eugeny S. Semenov, Nikolay A. Zavolsky, Sergey A.
Zapevalov, Vladimir E. Zapevalov

Institute of Applied Physics RAS

Nizhny Novgorod, Russia

edward@appl.sci-nnov.ru

Abstract: *The relativistic gyrotron with thermionic magnetron-injection gun was developed and experimentally tested at 3-mm wavelength band. The gyrotron yielded stable generation of the rotating TE_{12.5.1} mode of a circular waveguide cavity with 250 kV/100A helical electron beam. The mode was transformed into the Gaussian wave beam by a built-in mode converter. Output power of the gyrotron was over 5 MW in pulses with durations of about 0.3 μ s.*

Keywords: *gyrotron, millimeter waves, high-power radiation, W-band, rotating mode*

Экспериментальное исследование импульсного 3-мм релятивистского гиротрона с мультимегаваттным уровнем выходной мощности

Абубакиров Э.Б., Денисов Г.Г., Гузнов Ю.М., Завольский Н.А.,
Запеевалов В.Е., Запеевалов С.А., Леонтьев А.Н., Планкин О.П.,
Розенталь Р.М., Седов А.С., Семенов Е.С.

Федеральное государственное бюджетное научное учреждение "Федеральный
исследовательский центр Институт прикладной физики Российской академии
наук" (ИПФ РАН)

edward@appl.sci-nnov.ru

Аннотация: *В докладе приведены результаты экспериментальных исследований разработанного и реализованного в ИПФ РАН импульсного релятивистского гиротрона 3-мм диапазона длин волн. Устройство базируется на вращающейся моде TE_{12.5.1} резонатора круглого сечения с последующей трансформацией излу-*

чения в гауссов волновой пучок. Винтовой электронный пучок гиротрона сформирован магнетронно-инжекционной пушкой с термокатодом и имеет следующие параметры: энергия электронов около 250 кэВ ток пучка 90 - 110 А. В эксперименте была получена устойчивая одномодовая генерация на частоте 94,4 ГГц с уровнем выходной мощности более 5 МВт и с КПД более 20% при длительности импульса около 0,3 мкс.

Ключевые слова: Гироторон, термокатод, вращающаяся мода, миллиметровые волны, СВЧ излучение.

1. Введение

Мощные источники миллиметрового диапазона длин волн представляют значительный интерес для различных приложений, таких как нагрев плазмы в установках управляемого термоядерного синтеза, системы питания линейных ускорителей заряженных частиц со сверхвысоким темпом ускорения и перспективные схемы радиолокации. Практически единственными кандидатами в генерации интенсивного излучения в коротковолновой части миллиметрового диапазона являются гирорезонансные приборы. Современные гиротроны для установок управляемого термоядерного синтеза обеспечивают выходную мощность до 2 МВт в непрерывном режиме на частоте 140 ГГц [1,2]. Естественным способом повышения мощности до уровней 5 МВт и более является увеличение энергии частиц винтового электронного пучка гиротрона до уровня нескольких сотен киловольт, то есть переход в релятивистскую область энергий.

Долгое время считалось, что КПД гиротрона при релятивистских энергиях электронов значительно ниже, чем в области слабого релятивизма. Однако детальное численное моделирование процессов электронно-волнового взаимодействия в резонаторах гиротронов показало, что независимо от энергии электронов возможна реализация условий, при которых КПД будет достигать больших значений [3]. Экспериментально это было подтверждено путем реализации в ИПФ РАН релятивистских гиротронов на частотах 9.2 и 30 ГГц с рекордными значениями уровня мощности (~ 10 МВт) и КПД (~ 50%) [4,5]. Успех в реализации данных приборов предопределил постановку задачи по созданию гиротрона с аналогичными характеристиками в W-диапазоне частот. Настоящая работа посвящена экспериментальному исследованию этого прибора.

2. Экспериментальная установка, особенности конструкции.

Релятивистский гиротрон W-диапазона реализован на базе импульсно-периодического термоэмиссионного электронного ускорителя «Сатурн-Ф», позволяющего генерировать электронные пучки с энергией частиц до 500 кэВ и током до 200 А при длительности импульса 1 мкс и частоте повторения до 10 Гц [6]. Для текущего проекта значение ускоряющего напряжения составляет 240-250 кВ, а тока пучка 90-100А. Эти значения обусловлены максимальной индукцией магнитного поля, создаваемого используемым криомагнитом, поскольку рабочая частота гиротрона ω должна быть близкой к циклотронной частоте электронов ω_B

$$\omega \approx \omega_B = eB/mc\gamma. \quad (1)$$

Для релятивистских пучков зависимость циклотронной частоты от энергии частиц $E = mc^2\gamma$ и, соответственно, ускоряющего напряжения $U = (mc^2/e)(\gamma - 1)$, становится сильной (γ – релятивистский масс-фактор), поэтому именно величина направляющего магнитного поля B определяет выбор ускоряющего напряжения. Принципиальная схема гиротрона представлена на рис.1.

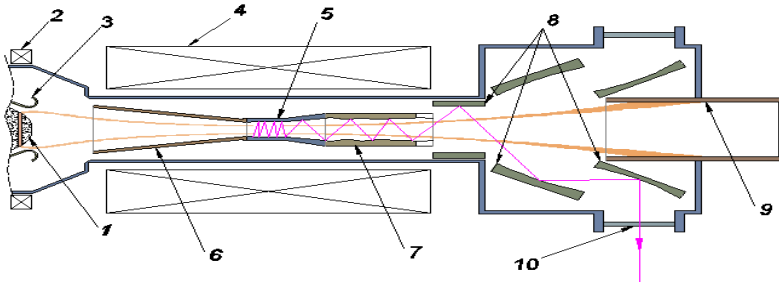


Рис. 1. Принципиальная схема 94.4 ГГц релятивистского гиротрона. (1) – катод, (2) – корректирующая катушка, (3) – анод, (4) - криомагнит, (5) – резонатор, (6) – канал транспортировки пучка, (7) – квазиоптический преобразователь, (8) – направляющие зеркала (9) – коллектор, (10) – выходное окно.

Fig. 1. Schematic diagram of the 94.4 GHz relativistic gyrotron: (1) cathode, (2) cathode coil, (3) anode, (4) cryomagnet, (5) cavity, (6) beam tunnel, (7) quasioptical launcher, (8) mirrors, (9) collector, (10) output window

Магнетронно-инжекторная пушка построена по трехэлектродной схеме с применением аллюминатно бариевого термокатода. В гиротроне использовался расположенный в вакуумном объеме встроенный квазиоп-

тический преобразователь излучения рабочей моды TE_{12,5} в волновой гауссов пучок. Измерительная система состоит из двух детекторов, фиксирующих огибающую СВЧ сигнала, смесителя и гетеродина для анализа спектра излучения и калориметра.

3. Экспериментальное исследование режимов гиротрона

В ходе экспериментов гиротрон продемонстрировал стабильную генерацию на частоте, близкой к ожидаемой. Устройство было испытано для различных значений управляющих параметров, основными из которых были величина индукции магнитного поля в резонаторе и коэффициент магнитной компрессии пучка (рис 2). Последний параметр определяет питч-фактор электронов и радиус пучка в рабочем пространстве. Компрессия контролируется путем изменения тока во вспомогательной магнитной катушке, расположенной вблизи катода.

Максимальная выходная импульсная мощность, наблюдавшаяся в эксперименте, составила 5.6 МВт на частоте 94.4 ГГц при КПД около 20% (рис.3,4).

Наблюдаемая зона рабочего магнитного поля оказалась значительно уже, чем было предсказано численным моделированием. Предположительно, причиной этому может служить конкуренция мод, которая наблюдалась в некоторых экспериментах, где паразитная генерация наблюдалась до и после генерации основной моды (рис.5).

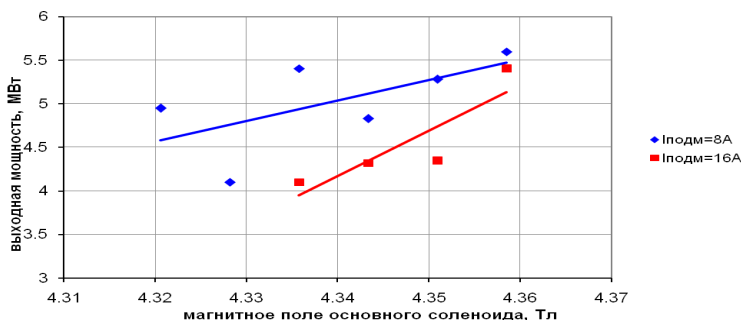


Рис. 2. Зависимость выходной мощности гиротрона от величины индукции магнитного поля в резонаторе. Ромбами (1) и квадратами (2) обозначены данные, полученные при токах катодной катушки 8 А и 16 А соответственно.

Fig. 2. Measured dependence of peak output power from magnetic field for cathode coil current = 8A (filled squares), and cathode coil current = 16A (filled diamonds).

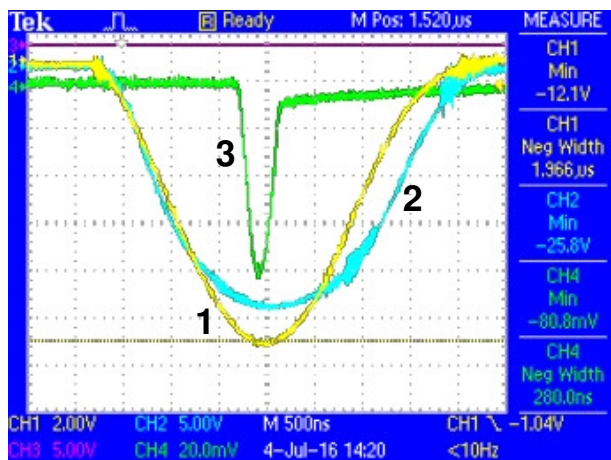


Рис. 3. Осциллограммы ускоряющего напряжения (кривая «1», пиковое значение 244 кВ), тока пучка (кривая «2», пиковое значение 103 А) и огибающей СВЧ импульса (кривая «3») соответствующие максимуму выходной мощности (5.6 МВт).

Fig. 3. Oscilloscope traces: (1) waveforms of accelerating voltage (244 kV peak), (2) beam current (103 A peak) and (3) microwave pulse at the regime of maximum output power (5.6 MW)

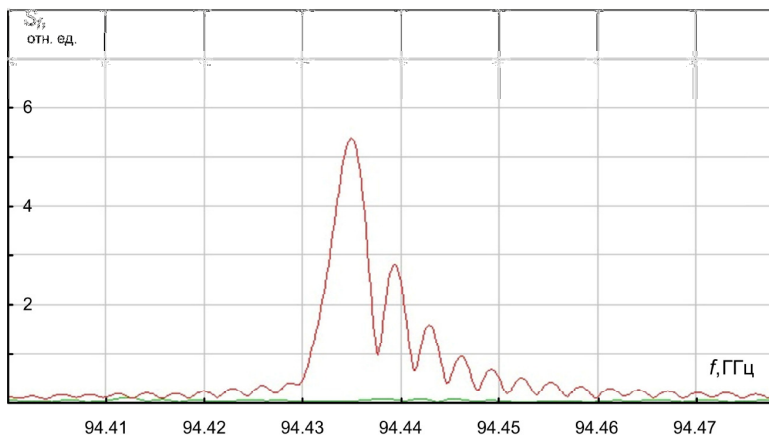


Рис. 4. Спектр микроволнового импульса, изображённого на рисунке 3.

Fig. 4. Spectrum of the microwave pulse of Fig.3

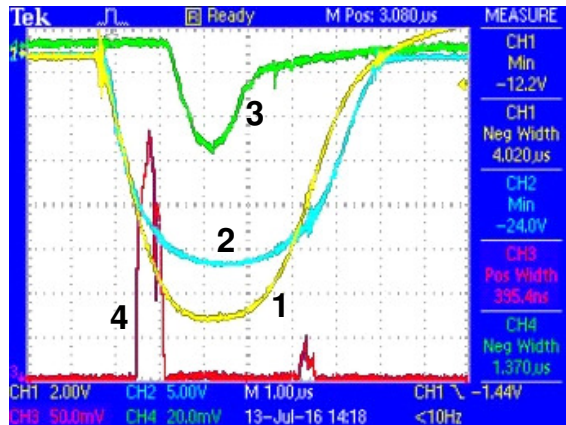


Рис. 5. Осциллограммы сигналов при наличии паразитной генерации. Кривая «3» соответствует излучению через основное выходное окно. Кривая «4» соответствует паразитному излучению, наблюдаемому на дополнительном окне. Обозначение остальных кривых - то же, что и на рис.3.

Fig. 5. Oscilloscope traces, when parasitic oscillations were detected: (1) accelerating voltage, (2) beam current, (3) radiation through the main output channel and (4) spurious microwaves registered at the auxiliary vacuum window

4. Заключение

Экспериментально испытан новый релятивистский гиротрон с рабочей длиной волны порядка 3 мм. Получена устойчивая одномодовая генерация с преобразованием излучения в гауссов пучок с помощью встроенного квазиоптического преобразователя. Выходная мощность гиротрона превысила 5 МВт при длительности импульса около 0.3 мкс.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, грант №14-29-00192.

Список литературы

1. Rzesnicki T., Piosczyk B., Kern S., Illy S., Jianbo J., Samartsev A., Schlaich A., Thumm M. 2.2-MW Record Power of the 170-GHz European Preprototype Coaxial-Cavity Gyrotron for ITER // IEEE Transactions on Plasma Science, 2010, v.38, no.6, pp.1141-1149.
2. Thumm M. Recent Advances in the Worldwide Fusion Gyrotron Development // IEEE Transactions on Plasma Science, 2014, v.42, no.3, pp.590-599.
3. Завольский Н.А., Запечалов В.Е., Моисеев М.А. О повышении КПД релятивистского гиротрона // Изв. вузов. Радиофизика. 2001. Т.44. №4. С.345-352.

4. Zaitsev N.I., Ginzburg N.S., Ilyakov E.V., Kulagin I.S., Lygin V.K., Manuilov V.N., Moiseev M.A., Rosenthal R.M., Zapevalov V.E., Zavolsky N.A. X-Band, High-Efficiency Relativistic Gyrotron // IEEE trans. on Plasma Sci., 2002, v.30, no.3, p.840-845.
5. Зайцев Н.И., Завольский Н.А., Запечалов В.Е., Иляков Е.В., Кулагин И.С., Лыгин В.К., Моисеев М.А., Нечаев В.Е., Петелин М.И., Розенталь Р.М. Десятимегаваттный импульсный гиротрон с длиной волны 1 см и КПД 50% // Изв. ВУЗов Радиофизика, 2003, т.46, №10, с.914-918.
6. Zaitsev N.I., Zapevalov S.A., Ilyakov E.V., Kornishin S.Yu., Kofanov S.V., Kryltsov M.Yu., Kulagin I.S., Lygin V.K., Malygin A.V., Manuilov V.N., Movshevich B.Z., Perminov V.G., Petelin M.I., Fiks A.Sh., Shevchenko A.S., Tsalolikhin V.I., Kladukhin V.V., Krasnykh A. 500 keV, 200A microsecond electron accelerator with a repetition rate of 10 Hz // Proceedings of XXI Russian Accelerator Conference, 2008, Zvenigorod, pp. 339-341.

References

1. Rzesnicki T., Piosczyk B., Kern S., Illy S., Jianbo J., Samartsev A., Schlaich A., Thumm M. 2.2-MW Record Power of the 170-GHz European Preprototype Coaxial-Cavity Gyrotron for ITER // IEEE Transactions on Plasma Science, 2010, v.38, no.6, pp.1141-1149.
2. Thumm M. Recent Advances in the Worldwide Fusion Gyrotron Development // IEEE Transactions on Plasma Science, 2014, v.42, no.3, pp.590-599.
3. Zavolsky N. A., Zapevalov V. E., Moiseev M. A., "Efficiency Enhancement of the Relativistic Gyrotron", International Journal of Infrared and Millimeter Waves, Vol. 22, No. 6, 2001, pp.813-833.
4. Zaitsev N.I., Ginzburg N.S., Ilyakov E.V., Kulagin I.S., Lygin V.K., Manuilov V.N., Moiseev M.A., Rosenthal R.M., Zapevalov V.E., Zavolsky N.A. X-Band, High-Efficiency Relativistic Gyrotron // IEEE trans. on Plasma Sci., 2002, v.30, no.3, p.840-845.
5. Zaitsev N.I., Zavolsky N.A., Zapevalov V.E., Ilyakov E.V., Kulagin I.S., Lygin V.K., Moiseev M.A., Nechaev V.E., Petelin M.I., Rozental R.M., "Ten-Megawatt Pulsed Gyrotron with a 1-cm Wavelength and a 50% Efficiency", Radiophysics and Quantum Electronics, 2003, v.46, iss.10, pp.816-819.
6. Zaitsev N.I., Zapevalov S.A., Ilyakov E.V., Kornishin S.Yu., Kofanov S.V., Kryltsov M.Yu., Kulagin I.S., Lygin V.K., Malygin A.V., Manuilov V.N., Movshevich B.Z., Perminov V.G., Petelin M.I., Fiks A.Sh., Shevchenko A.S., Tsalolikhin V.I., Kladukhin V.V., Krasnykh A. 500 keV, 200A microsecond electron accelerator with a repetition rate of 10 Hz // Proceedings of XXI Russian Accelerator Conference, 2008, Zvenigorod, pp. 339-341.

Acknowledgements

This work was supported by a grant of RSF №14-29-00192.

Ultra-wideband plasma relativistic microwave generator

^{1,2}Buleyko A.B., ³Ernyleva S. E., ^{2,4}Loza O. T., ³Ulyanov D.K.

¹Joint-Stock Company "Radio Engineering Corporation "Vega"
alla_buleiko@mail.ru

²Peoples' Friendship University of Russia (RUDN University)

³A.M. Prokhorov General Physics Institute, Russian Academy of Sciences

⁴National Research Centre «Kurchatov Institute»
Moscow, Russian Federation

Abstract: The results of experimental studies of ultra-wideband plasma relativistic microwave generator are presented. The generator operation is based on an interaction of plasma with magnetized high-current relativistic electron beam (REB) in a hollow waveguide. The possibility of the radiation frequency electronic tuning from a pulse to a pulse in the range 3 to 9 GHz with an average power level of 20 MW is shown. The possibility to construct ultra-wideband plasma maser with a pulse periodic mode with high repetition rate is proved.

Keywords: plasma microwave generator, plasma maser, relativistic high-current electron beam, REB, wideband.

Сверхширокополосный плазменный релятивистский СВЧ-генератор

^{1,2}Булейко А.Б., ³Ернылева С.Е., ^{2,4}Лоза О.Т., ³Ульянов Д.К.

¹АО «Концерн радиостроения «Вега»
alla_buleiko@mail.ru

²Российский университет дружбы народов

³Институт общей физики им. А. М. Прохорова РАН

⁴НИЦ «Курчатовский институт»
г. Москва, Российская Федерация

Аннотация: Представлены результаты экспериментального исследования сверхширокополосного плазменного релятивистского СВЧ-генератора, действие которого основано на взаимодействии плазмы с сильноточным релятивистским электронным пучком (РЭП) внутри полого волновода в магнитном поле. Показана возможность электронной перестройки частоты излучения от импульса к импульсу в диапазоне 3...9 ГГц при среднем уровне мощности 20 МВт. Доказана

возможность построения сверхширокополосного плазменного мазера с периодическим режимом следования импульсов и с большой частотой повторения.

Ключевые слова: плазменный СВЧ-генератор, плазменный мазер, релятивистский сильнотоочный электронный пучок, РЭП, широкополосный.

1. Введение

Принцип действия плазменных релятивистских СВЧ-генераторов и усилителей — плазменных мазеров — основан на эффекте черенковского взаимодействия сильнотоочного релятивистского электронного пучка (РЭП) с медленной волной плазменного волновода [1]. В традиционной схеме мазера трубчатый РЭП распространяется в сильном продольном магнитном поле в металлическом цилиндрическом волноводе, в котором предварительно создается трубчатая плазма. РЭП осаждается на внутренний электрод коаксиального волновода, по которому осуществляется вывод излучения. При работе мазера с данной конфигурацией в импульсно-периодическом режиме внутренний электрод коаксиального волновода перегревается, что приводит к выделению газа и нарушению процесса формирования плазмы с необходимыми параметрами. Для решения указанной проблемы применяется полый коллектор сложной формы с дополнительным сильным магнитным полем и дополнительной высоковакуумной откачкой [2], что повышает сложность и энергоемкость устройства, снижая надежность и общий КПД. Несмотря на свои недостатки, именно такая конфигурация СВЧ-генератора позволила получить уникальные результаты по управлению частотой излучения СВЧ-импульсов с мощностью 50 МВт [3]. В ряде работ по исследованию плазменных СВЧ-генераторов традиционной конфигурации, были продемонстрированы 7-кратная электронная перестройка частоты излучения от импульса к импульсу [4], узкий и широкий спектр излучения [5], генерация СВЧ-импульсов с частотой 50 Гц и с 4-кратной перестройкой частоты излучения [2], управление частотой СВЧ-излучения на величину до 1.5 ГГц в течение 50 нс [6].

Конфигурации плазменных мазеров могут различаться взаимным расположением РЭП и плазмы. В большинстве плазменных СВЧ-генераторов и усилителей транспортировка РЭП осуществляется внутри плазмы, но создание первых плазменных мазеров началось с конфигурации, при которой транспортировка РЭП происходила снаружи плазмы, и которая в дальнейшем получила название инверсной. Плазменный СВЧ-генератор с инверсной конфигурацией [7] показал возможность небольшо-

го изменения полосы генерируемых длин волн в диапазонах от 2.4...2.6 см до 1.8...2.5 см. Поскольку такая схема построения лазера в то время не продемонстрировала высоких результатов, в экспериментах она использовалась значительно реже, чем конфигурация лазера с РЭП внутри плазмы, ставшей традиционной. Работа СВЧ-генератора с инверсной конфигурацией исследовалась позднее в рамках численного расчета и экспериментов по управлению частотой СВЧ-излучения [8], которые успехом не увенчались.

К достоинствам инверсной конфигурации стоит отнести возможность эффективного охлаждения плазменного лазера, которая стала возможной благодаря транспортировке РЭП снаружи от плазмы. В отличие от традиционной конфигурации, при инверсной схеме электроны релятивистского потока осаждаются на внешнюю стенку выходного коаксиального волновода и распределяются на значительную площадь, которую легко охлаждать.

Особенностью всех плазменных лазеров с инверсной конфигурацией и полым волноводом является использование отдельного электрода, в качестве ограничителя плазмы по длине. Этот электрод устанавливается внутри трубчатого РЭП на держателях, которые «разрезают» электронный пучок на отдельные сегменты, что приводит к радиальному искажению формы РЭП, подобной развитию диокотронной неустойчивости. Подвергаясь бомбардировке релятивистскими электронами с высокой плотностью тока, держатели быстро разрушаются, что делает использование такой схемы построения лазера неприменимой при высокой частоте следования импульсов.

Различные конфигурации плазменных лазеров подробно описаны в [9]. Представленный там способ построения плазменного СВЧ-генератора с инверсной конфигурацией, предназначенный для периодического режима следования импульсов с длительностью до нескольких наносекунд, описан в [10]. В предложенной схеме лазера используются осаждение сильноточного электронного пучка на внешнюю, легко охлаждаемую стенку выходного коаксиального волновода и источник трубчатого РЭП без каких-либо элементов крепления ограничителя плазмы, искажающих структуру РЭП и подвергающихся быстрому разрушению при периодическом режиме следования импульсов.

Целью настоящей работы было экспериментальное доказательство того факта, что плазменный СВЧ-генератор с инверсной конфигурацией способен демонстрировать перестройку частоты излучения в столь же широком диапазоне, как и лазеры [2-6].

2. Схема эксперимента

Эксперименты проводились на ускорителе электронов, использовавшимся в [4], с куполообразной формой однократных импульсов напряжения на катоде до 350 кВ и длительностью импульса по основанию 45 нс, ток электронного пучка достигал 3.5 кА. Схема эксперимента показана на Рис. 1.

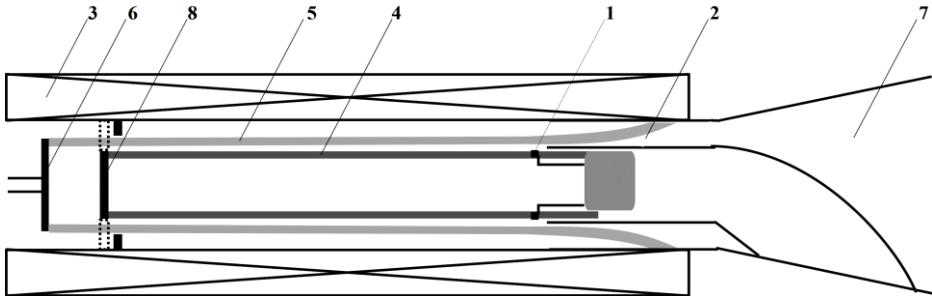


Рис.1. Плазменный СВЧ-генератор с инверсной конфигурацией. 1 — термокатод источника плазмы, 2 — коаксиальный волновод, 3 — соленоид, 4 — плазма, 5 — РЭП, 6 — взрывоземиссионный катод, 7 — рупор, 8 — ограничитель плазмы.

Fig. 1. Plasma microwave generator with inverse geometry and deposition of the REB on the walls of the waveguide. 1 — thermoionic cathode of the plasma source, 2 — coaxial waveguide, 3 — solenoid, 4 — plasma, 5 — REB, 6 — explosive emission cathode, 7 — horn, 8 — plasma limiter.

Включение плазменного СВЧ-генератора начинается с нагрева термокатода 1, расположенного на внутреннем электроде коаксиального волновода 2 с радиусом 2 см. Затем включается импульс тока через соленоид 3, который создает вдоль оси волновода продольное магнитное поле $B = 1$ Тл. В момент времени, когда магнитное поле достигает максимального значения, на термокатодкаатод плазменного источника, подается отрицательный импульс 500 В, и начинается эмиссия электронов. Плазма образуется путем ионизации газа при давлении 0.1 Па электронным пучком с током 0...50 А с термокатодкаатода плазменного источника 1. Трубочатая плазма 4 с внешним радиусом 1.95 см и толщиной 0.2 см формируется в течение 40 мкс. После образования плазмы вдоль оси волновода инжектируется трубчатый РЭП 5 с радиусом 2.1 см и толщиной 0.15 см, сформированный взрывоземиссионным катодом 6. В области ослабления магнитного поля соленоида 3 электроны РЭП осаждаются на внешнюю стенку коаксиального волновода 2. Изгиб внутреннего электрода 2 служит преобразователем излучения из моды TEM коаксиального волновода в

моду H11 полого выходного рупора 7. Образовавшееся СВЧ-излучение распространяется в выходной рупор 7 и излучается в атмосферу.

В данном эксперименте использовались однократные импульсы тока РЭП длительностью 45 нс, поэтому предложенный в [9, 10] способ организации мазера с периодическим режимом следования сравнительно коротких импульсов не применялся. Как и в ранних работах [7], плазма была ограничена по длине электродом 8, который крепился с помощью нескольких держателей и искажал форму РЭП. Тем не менее, в режиме генерации однократных импульсов использованная конструкция не препятствовала достижению указанной выше цели работы.

3. Результаты эксперимента

В ходе экспериментов были определены спектральный состав и мощность СВЧ-излучения. Спектральный состав определялся с помощью штыревой антенны и осциллографа Tektronix DPO71604C с полосой частот до 16 ГГц.

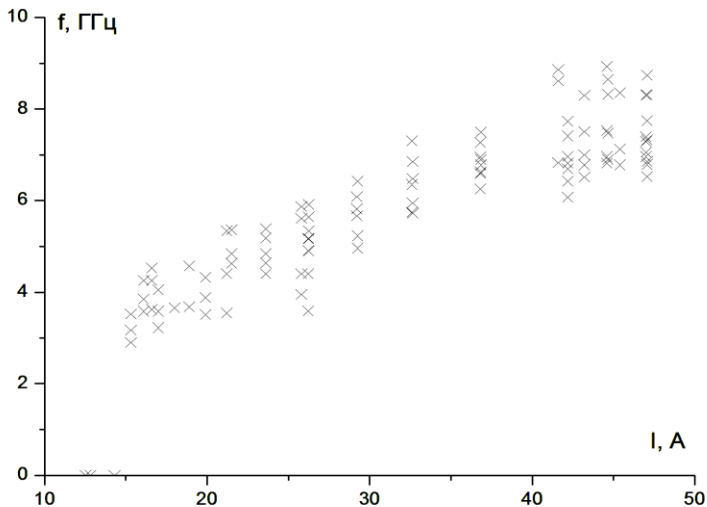


Рис. 2. Зависимость частоты излучения f от тока плазменного источника I . Крестиками обозначены частоты излучения с наибольшей амплитудой в спектре при заданной концентрации плазмы.

Fig. 2. Dependence of the radiation frequency f on the current of the plasma source I . The crosses denote the radiation frequencies with the largest amplitude in the spectrum for a given plasma concentration.

На Рис. 2 показаны результаты измерений частоты СВЧ-излучения в зависимости от тока источника плазмы, задающего концентрацию плазмы в очередном импульсе. Крестики на графике обозначают частоты излучения с наибольшей амплитудой в спектре при заданной концентрации плазмы. Рост тока от 10 А до 50 А от импульса к импульсу увеличивает концентрацию плазмы, в связи с чем частота СВЧ-излучения растет в диапазоне приблизительно от 3 ГГц до 9 ГГц.

Полная энергия СВЧ-импульса измерялась с помощью широкоапертурного широкополосного калориметра, ее величина составила 0.4 Дж, что при длительности импульса 20 нс на полувысоте позволяет считать среднюю за импульс мощность равной 20 МВт (при мощности РЭП ~ 1 ГВт). Длина трубчатой плазмы была фиксирована и равна 20 см. Электронный КПД плазменного СВЧ-генератора с инверсной геометрией составил 2%. Повышение данной величины с помощью оптимизации тока РЭП, длины плазмы и других параметров не входило в цели настоящей работы и будет предметом дальнейших исследований.

4. Заключение

Впервые экспериментально продемонстрирован плазменный мазер с широкой (трехкратной) полосой электронной перестройки частоты излучения от импульса к импульсу, в котором коллектором электронного пучка служит не внутренний, а внешний, легко охлаждаемый электрод коаксиального волновода. Продемонстрированная конфигурация плазменного мазера ориентирована на создание широкополосных источников СВЧ-импульсов с длительностью до нескольких наносекунд и частотой повторения до сотен герц.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа проводилась при частичной поддержке Российским фондом фундаментальных исследований, грант № 14-08-31206. Авторы работы выражают благодарность С.В. Гарнову, без поддержки которого работа не была бы возможной.

Список литературы

- [1]. Кузелев М.В., Лоза О.Т., Рухадзе А.А., Стрелков П.С., Шкварунец А.Г. // Физика плазмы. 2001. Т.27. №8. С.710.
- [2]. Лоза О. Т., Ульянов Д. К., Стрелков П. С., Иванов И. Е., Баранов Р. В. // Краткие сообщения по физике. ФИАН. 2011. Т.38, №4. С. 47-50

- [3]. Кузелев М. В., Мухаметзянов Ф.Х., Рабинович М.С., Рухадзе А.А., Стрелков П.С., Шкварунец А.Г. // ЖЭТФ. 1982. Т.83. № 4. С. 1358.
- [4]. Стрелков П.С., Ульянов Д.К. // Физика плазмы. 2000. Т.26. №4. С.329.
- [5]. Богданкевич И.Л., Иванов И. Е., Лоза О. Т., Рухадзе А.А., Стрелков П.С., Тараканов В.П., Ульянов Д.К. // Физика плазмы. 2002. Т.28. №8. С.748.
- [6]. Ульянов Д.К., Баранов Р.В., Лоза О.Т., Ернылева С.Е., Богданкевич И.Л. // ЖТФ. 2013. Т.83. №10. С.113.
- [7]. Селиванов И.А., Стрелков П.С., Федотов А.В., Шкварунец А.Г. // Физика плазмы. 1989. Т 15, №11, С. 1283.
- [8]. Беховская К.С., Богданкевич И.Л., Стрелков П.С., Тараканов В.П., Ульянов Д.К. // Прикладная физика. 2010. №5. №.54.
- [9]. Ернылева С.Е., Лоза О.Т. // Прикладная физика. 2014. №1. С.17.
- [10]. Лоза О.Т., Ернылева С.Е., Городничев Е.Б., Богданкевич И.Л., Гусейн-заде Н.Г., Шульгина Е.А. // Патент РФ на изобретение № 2569493, рег. 29.10.2015.

References

- [1]. Kuzelev M.V., Loza O.T., Rukhadze A.A., Strelkov P.S., Shkvarunets A.G. // Plasma Physics. 2001. T.27. №8. C.710.
- [2]. Loza O.T., Ulyanov D.K., Strelkov P.S., Ivanov I.E., Baranov R.V. // Brief communications on physics. FIAN. 2011. T.38, №4. Pp. 47-50
- [3]. Kuzelev M.V., Mukhametzyanov F.Kh., Rabinovich M.S., Rukhadze A.A., Strelkov P.S., Shkvarunets A.G. // JETP. 1982. T.83. № 4. P. 1358.
- [4]. Strelkov P.S., Ulyanov D.K. // Plasma Physics. 2000. T.26. №4. C.329.
- [5]. Bogdankevich I.L., Ivanov I.E., Loza O.T., Rukhadze A.A., Strelkov P.S., Tarakanov V.P., Ulyanov D.K. // Plasma Physics. 2002. T.28. №8. C.748.
- [6]. Ulyanov D.K., Baranov R.V., Loza O.T., Ernyleva S.E., Bogdankevich I.L. // JETP. 2013. T.83. №10. C.113.
- [7]. Selivanov I.A., Strelkov P.S., Fedotov A.V., Shkvarunets A.G. // Plasma Physics. 1989. T 15, No. 11, P. 1283.
- [8]. Bechowska K.S. Bogdankevich I.L., Strelkov P.S., Tarakanov V.P., Ulyanov D. K. // Applied physics. 2010. №5. №.54.
- [9]. Ernyva S.E., Loza O.T. // Applied Physics. 2014. №1. P.17.
- [10]. Loza O.T., Ernieva S.E., Gorodnichev E.B., Bogdankevich I.L., Gusein-zade N.G., Shulgina E.A. // The patent of the Russian Federation for the invention № 2569493, reg. 10/29/2015.

Acknowledgements

The work was carried out with partial support of the Russian Foundation for Basic Research, grant No. 14-08-31206. The authors are grateful to S. V. Garnov whose support made this work possible.

Powerful shortwave relativistic surface-wave oscillators based on oversized 2D periodical corrugated structures of cylindrical geometry

Ginzburg N.S., Ilyakov E.V., Kulagin I.S., Malkin A.M., Peskov N.Yu.,
Sergeev A.S. and Zaslavsky V.Yu.

*Institute of Applied Physics of the Russian Academy of Sciences,
46 Ul'yanov street, Nizhny Novgorod, 603950, Russia,
zas-vladislav@appl.sci-nnov.ru*

Abstract: *Ka-band surface wave oscillator of a cylindrical geometry driven by tubular electron beam 300 keV / 100 A / 3 μ s has been realized. Narrow-band regime of oscillations in strongly oversized system (perimeter-to-wavelength ratio is about 16) was achieved using periodical structure with two-dimensional corrugation. Output power of 1.5 – 2 MW level was obtained. High stability of the oscillation frequency with respect to variation of the electron beam parameters was demonstrated. In accordance with the results of simulations, frequency stabilization is caused by the presence of transverse (azimuthal) energy fluxes provided by 2D corrugated structure.*

Keywords: *surface-wave oscillator, two-dimensional distributed feedback.*

Мощные коротковолновые релятивистские генераторы поверхностной волны на основе сверхразмерных двумерно-периодических замедляющих структур цилиндрической геометрии

Гинзбург Н.С., Заславский В.Ю., Малкин А.М., Песков Н.Ю.,
Сергеев А.С., Иляков Е.В., Кулагин И.С.

*Институт прикладной физики РАН
ул. Ульянова, 46, г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация
zas-vladislav@appl.sci-nnov.ru*

Аннотация: *Экспериментально реализован генератор поверхностной волны цилиндрической геометрии с двумерно-периодической замедляющей структурой в 8-мм диапазоне длин волн на основе термоэмиссионного ускорителя «Сатурн» 300 кэВ / 100 А / 3 мкс (ИПФ РАН) при факторе сверхразмерности (отношения*

периметра к длине волны) ~ 16. В начальных экспериментах в новой схеме генератора достигнут уровень мощности ~ 1.5 – 2 МВт и продемонстрирована высокая стабильность частоты генерации по отношению к вариации параметров электронного пучка и электродинамической системы. В соответствии с результатами моделирования стабилизация частоты в генераторе данного типа обусловлена наличием поперечных (азимутальных) потоков энергии.

Ключевые слова: черенковский генератор, поверхностная волна, двумерная распределенная обратная связь.

1. Introduction

For spatially-extended relativistic electron beams of sheet and tubular geometry the use of a two-dimensional (2D) distributed feedback was proposed for providing spatial coherence of radiation and increase the total radiation power [1]. Such 2D feedback can be realized in planar and co-axial 2D Bragg structures (resonators) having double-periodic corrugations. Experimental studies of FEMs based on novel feedback mechanism are performed in Ka-band (coaxial geometry) at the University of Strathclyde (Glasgow, UK) [2] and in W-band (planar geometry) at the Budker INP RAS (Novosibirsk, Russia) [3] in collaboration with the IAP RAS (N.Novgorod, Russia) and KIT (Karlsruhe, Germany). As a result, narrow-band multi-MW power radiation was obtained.

At present, theoretical and experimental studies of Cherenkov masers with 2D distributed feedback are in progress [4]. Among relativistic masers of such type, surface wave oscillators (SWO) are beneficial due to the large values of the electron-wave coupling impedance. Besides, formation of a surface mode ensures regular field distribution along the coordinate directed perpendicularly to the corrugated surface and, thus, would solve the problem of mode selection over this coordinate. In SWO 2D periodic structure can be exploited both as a slow-wave system and as a high selective Bragg resonator simultaneously [5]. In this case such structure would provide effective mode control over azimuthal coordinate.

Present paper is devoted to theoretical and experimental studies of oversized SWO with 2D-periodical corrugated structure of cylindrical geometry. Simulations of nonlinear dynamics of the oscillator were performed in the frame of quasi-optical approach and using 3D PIC code CST Studio Suite. Experimen-

tal studies were performed at IAP RAS based on the thermionic accelerator “Saturn”.

2. Nonlinear dynamics of SWO with 2D periodical grating in the frame of quasi-optical approach

To study nonlinear dynamics of SWO with 2D periodical grating based on oversized cylindrical waveguide we assume that a hollow rectilinear electron beam moves with longitudinal velocity $V_0 = \beta_0 c$ along the 2D grating (Fig. 1)

$$r = \frac{r_1}{4} [\cos(\bar{M}\varphi - \bar{h}_z z) + \cos(\bar{M}\varphi + \bar{h}_z z)], \quad (1)$$

which represents a superposition of two helical corrugations with opposite rotations having period d_z and number of turns $\bar{M}$ (variations of the corrugation over azimuth), $\bar{h}_z = 2\pi/d_z$, r_1 is corrugation depth.

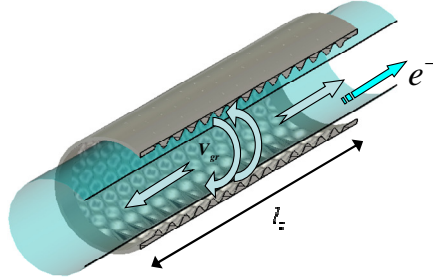


Fig. 1. Scheme of oversized SWO with 2D corrugated structure.

Рис. 1. Схема генератора поверхностной волны с двумерно-периодической замедляющей структурой цилиндрической геометрии.

We assume that the system parameters satisfy to the Bragg resonance condition

$$\bar{h}_z = \bar{h}_x = \bar{h}, \quad (2)$$

where $\bar{h}_x = \bar{M}/r_0$. If the curvature of the waveguide is small, i.e. its radius r_0 is substantially larger than the wavelength λ , one is able to introduce new coordinate $x = r_0\varphi$ and to use a quasi-planar model. On the 2D corrugated surface (1) under resonance condition (2), coupling and mutual scattering of the four partial quasi-optical wave-beams occurs

$$\vec{H} = \text{Re}[(\vec{x}_0(C_z^+ e^{-i\bar{h}z} + C_z^- e^{i\bar{h}z}) + \vec{z}_0(C_z^+ e^{-i\bar{h}x} + C_z^- e^{i\bar{h}x})e^{i\bar{\omega}t})]. \quad (3)$$

Two of these beams $C_z^\pm$ propagate along the longitudinal $\pm z$ directions and the other two $C_x^\pm$ propagate along the transverse (azimuthal) $\pm x$ ($\pm\varphi$) directions. Radial coordinate y is directed normally to the surface of the conduc-

tor. Choosing Bragg frequency $\bar{\omega} = \bar{h}c$ as a reference frequency, the excitation of surface waves by the electron beam can be described by the following system of equations [5]

$$\begin{aligned} i\frac{\partial^2 \hat{C}_z^+}{\partial Y^2} + \frac{\partial \hat{C}_z^+}{\partial Z} + \frac{\partial \hat{C}_z^+}{\partial \tau} &= i\hat{\alpha}(\hat{C}_x^+ + \hat{C}_x^-)\delta(Y) - \frac{1}{B_e} \frac{\partial}{\partial Y} JF(Y), \\ i\frac{\partial^2 \hat{C}_z^-}{\partial Y^2} - \frac{\partial \hat{C}_z^-}{\partial Z} + \frac{\partial \hat{C}_z^-}{\partial \tau} &= i\hat{\alpha}(\hat{C}_x^+ + \hat{C}_x^-)\delta(Y), \end{aligned} \quad (4)$$

$$i\frac{\partial^2 \hat{C}_x^\pm}{\partial Y^2} \pm \frac{\partial \hat{C}_x^\pm}{\partial X} + \frac{\partial \hat{C}_x^\pm}{\partial \tau} = i\hat{\alpha}(\hat{C}_z^+ + \hat{C}_z^-)\delta(Y),$$

where $\delta(Y)$ is the delta function, $F(Y)$ is a function defining the radial current density of the electron beam with an effective thickness of B_e . Amplitude of the RF current

$$J = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} e^{-i\theta} d\theta_0$$

can be found from the electron motion equations

$$\left(\frac{\partial}{\partial Z} + \frac{1}{\beta_0} \frac{\partial}{\partial \tau} \right) \theta = \text{Re} \left[\frac{\partial \hat{C}_z^+}{\partial Y} e^{i\theta} \right]. \quad (5)$$

Here θ is the electron phase with respect to the forward partial wave, Δ is the synchronism detuning on the carrier frequency ($\Delta > 0$), which may vary with changes in the particle energy. Synchronous interaction with a rectilinear electron beam arises due to the formation of an evanescent slow wave. In (4), (5) we used the following normalized variables and parameters: $Z = G\bar{h}z$, $X = G\bar{h}x$, $Y = \sqrt{2G}\bar{h}y$, $\tau = G\bar{\omega}t$, G is the gain parameter, $\hat{\alpha}$ is normalized wave coupling parameter at the corrugation (1). Due to the cylindrical geometry of the cavity the wave-beam amplitudes should satisfy the cyclic boundary conditions

$$\hat{C}_{x,z}^\pm(X + L_x; Y; Z) = \hat{C}_{x,z}^\pm(X; Y; Z), \quad (6)$$

where $L_x = 2\pi\bar{h}Gr_0$ is perimeter of the structure. These conditions allow solution of Eqs. (4) to be expanded in a Fourier series

$$\hat{C}_{x,z}^\pm(X; Y; Z; \tau) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \hat{C}_{x,z}^{\pm,m}(Y; Z; \tau) e^{2\pi m X / L_x}, \quad (7)$$

considering each harmonic as a mode with an azimuthal index m . Boundary conditions for Eqs.(4) at the edges of the corrugated region correspond to the absence of external energy fluxes.

We used Eqs.(4)-(7) to simulate operation of powerful relativistic surface-wave oscillator at the wavelength of 8 mm driven by relativistic electron beam of 1 MeV, linear current density of 100 A/cm and beam radius $r_0 = 2$ cm. We consider the 2D corrugation of the period $d_z = 7$ mm and depth $r_1 = 1$ mm with the length of corrugated section $l_z = 21$ cm. These parameters correspond to the normalized values $G \approx 0.01$, $\hat{\alpha} = 2.2$, $\Delta \approx 8$, $L_z = 1.5$, $L_x = 1$.

Figure 2 shows results of simulations of nonlinear stage of interaction. The temporal dependencies of amplitudes of different azimuthal components of the wave-beam $\hat{C}_z^-$ at various times of accelerating voltage front are presented. With zero rise time of the front we see excitation of a single symmetric mode (Fig. 2a). Amplitudes of others non-symmetric modes are negligibly small. However with the front time of 200 ns (Fig. 2b) the azimuthally non-symmetric mode suppresses symmetric mode and sets on.

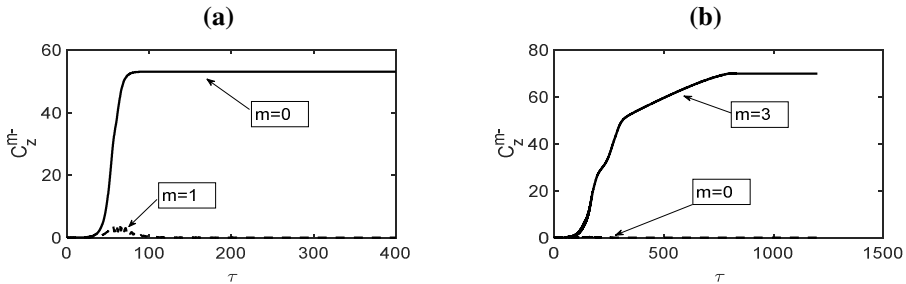


Fig. 2. Temporal dependencies of amplitudes of different azimuthal components of the wave-beam $\hat{C}_z^-$ at duration of the accelerating voltage front of (a) 0 and (b) 200 ns.

Рис. 2. Временные зависимости амплитуд азимутальных мод при различной длительности фронта ускоряющего напряжения (a) 0 и (b) 200 нс.

3. Experimental results

Experiments with Ka-band 2D-SWO were carried out based on microsecond accelerator “Saturn” (IAP RAS). Tubular electron beam 100 A / 200 - 300 keV was formed from a thermionic cathode with a diameter of 5 cm. As a result of the experiments, stable narrow-band generation in strongly oversized system (perimeter-to-wavelength ratio is about 16) using periodical structure with 2D corrugation has been observed in the design region of parameters (Fig. 3). Calorimetric measurement indicates the power level of 1.5 - 2 MW in up to 200 ns pulses, that corresponds to electron efficiency of $\sim 5\%$. High stabil-

ity of the oscillation frequency with respect to variation of the electron beam parameters was demonstrated. In accordance with the results of simulations, frequency stabilization is caused by the presence of azimuthal energy fluxes provided by 2D corrugated structure.

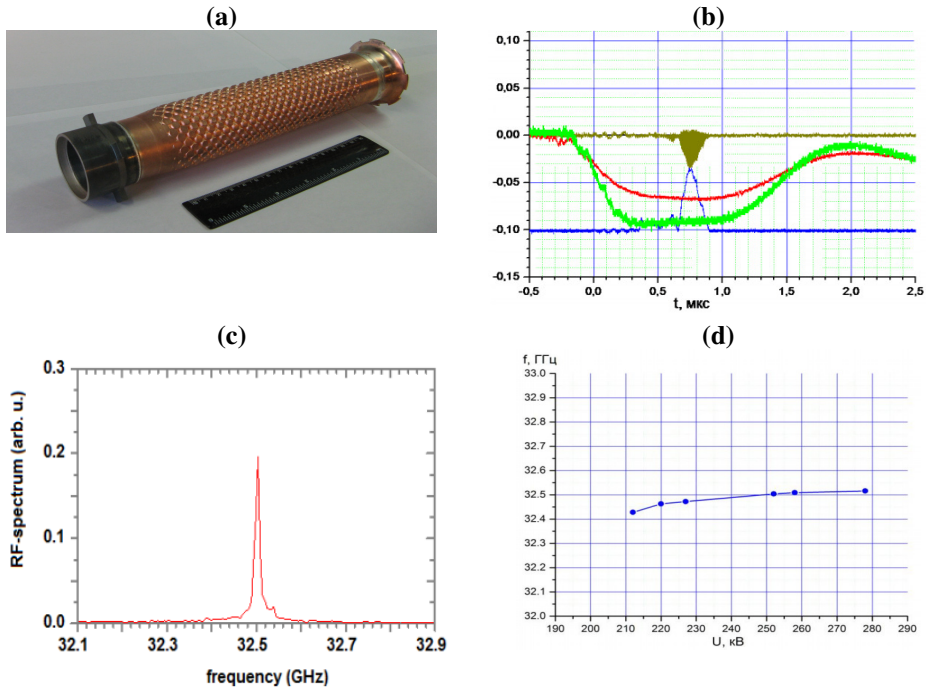


Fig. 3. (a) Double periodic grating. Results of experimental studies of Ka-band SWO: (b) typical oscilloscope traces of the accelerating voltage (green curve), beam current (red curve), signal from a heterodyne mixer (brown curve) and output RF pulse (blue curve), (c) radiation spectrum, (d) dependence of the radiation frequency on the accelerating voltage.

Рис. 3. Результаты экспериментального исследования генератора поверхностной волны с двумерно-периодической замедляющей структурой в 8-мм диапазоне на основе ускорителя «Сатурн» (ИПФ РАН): (a) фотография электродинамической системы генератора (вид снаружи), (b) типичные осциллограммы напряжения (зеленый луч), тока пучка (красный луч), сигнала с гетеродинного смесителя (коричневый луч) и выходного ВЧ-импульса (синий луч), (c) спектр излучения, а также (d) зависимость частоты излучения от ускоряющего напряжения.

4. Conclusions

Thus, possibility to use 2D periodical structures for generation of spatially coherent narrow-band radiation in oversized SWO of cylindrical geometry was demonstrated. Presence of the azimuthal wave-beams formed by the 2D

structure leads to a substantial rarefaction of the modes with different azimuthal indices thus allowing their selective excitation by a large-size rectilinear hollow electron beam. For this reasons generators of such type are beneficial at short wavelength bands (up to sub-mm band).

Acknowledgement

This work is partially supported by the Russian Foundation for Basic Research (grant #16-02-00890).

References

- [1]. N.S.Ginzburg, N.Yu.Peskov, A.S.Sergeev Dynamics of free-electron lasers with two-dimensional distributed feed-back // Optics Commun. 1994. V.112. P.151.
- [2]. I.V.Konoplev, A.W.Cross, A.D.R.Phelps, e.a. Co-axial Free-Electron Maser based on two-dimensional distributed feedback. // Phys. Rev. E. 2007. V.76. P.056406.
- [3]. A.V.Arzhannikov, N.S.Ginzburg, P.V.Kalinin, e.a. Using two-dimensional distributed feedback for synchronization of radiation from two parallel-sheet electron beams in FEM // Phys. Rev. Lett. 2016. V.117. P.114801.
- [4]. N.S.Ginzburg, E.V.Ilyakov, I.S.Kulagin, e.a. Synchronization of radiation in an oversized coaxial Ka-band BWO using two-dimensional Bragg structure // Phys. Rev. Accel. Beams. 2015. V.18. P.120701.
- [5]. N.S.Ginzburg, A.M.Malkin, A.S.Sergeev, V.Yu.Zaslavsky Oversized co-axial and cylindrical surface-wave oscillators with 2D periodical grating (quasi-optical model) // J. Appl. Phys. 2013. V.113. P.104504.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект № 16-02-00890).

Список литературы

- [1]. N.S.Ginzburg, N.Yu.Peskov, A.S.Sergeev Dynamics of free-electron lasers with two-dimensional distributed feed-back // Optics Commun. 1994. V.112. P.151.
- [2]. I.V.Konoplev, A.W.Cross, A.D.R.Phelps, e.a. Co-axial Free-Electron Maser based on two-dimensional distributed feedback. // Phys. Rev. E. 2007. V.76. P.056406.
- [3]. A.V.Arzhannikov, N.S.Ginzburg, P.V.Kalinin, e.a. Using two-dimensional distributed feedback for synchronization of radiation from two parallel-sheet electron beams in FEM // Phys. Rev. Lett. 2016. V.117. P.114801.
- [4]. N.S.Ginzburg, E.V.Ilyakov, I.S.Kulagin, e.a. Synchronization of radiation in an oversized coaxial Ka-band BWO using two-dimensional Bragg structure // Phys. Rev. Accel. Beams. 2015. V.18. P.120701.
- [5]. N.S.Ginzburg, A.M.Malkin, A.S.Sergeev, V.Yu.Zaslavsky Oversized co-axial and cylindrical surface-wave oscillators with 2D periodical grating (quasi-optical model) // J. Appl. Phys. 2013. V.113. P.104504.

A metal-oxide cathode 30x30 cm² in area for plasma formation

¹Galina N.M., ¹Sokolov A.M., ¹Chernikov S.A., ²Chernyshov V.A.

¹JSC “RPC “Istok” named after Shokin”, RF, 141190, Moscow Region,
Fryazino, Vokzalnaya Str 2a.
Email: info@istokmw.ru

²Russian Federal Nuclear Center –

All-Russian Research Institute of Experimental Physics,
RF, 607188, Sarov, Nizhny Novgorod Region, Prospect Mira, 37

Abstract: The description and results of tests of the basic design and manufacturing technology of a sectional cathode-heating unit (CPU) 30x30 cm² in area are presented. CPU consists of nine plates 10x10 cm² which are covered with an emission coating and which are heated to the operating temperature by separate heaters. The optimal arrangement of the heater, the effective heat shielding of the radiating surfaces allowed to ensure uniformity of the surface temperature of the emission coating. The CPU specific heat power is 3.5 W/cm² which is 3 times less than that of foreign analogues.

Keywords: design, cathode-heating unit, emission coating, temperature, power.

Металлооксидный катод площадью 30x30 см² для формирования плазмы

¹Галина Н.М., ¹Соколов А.М., ¹Черников С.А., ²Чернышов В.А.

¹АО «НПП «Исток» им. Шокина», РФ, 141190 Московская обл.,
г. Фрязино, ул. Вокзальная, д.2а,
Email: info@istokmw.ru

²Российский федеральный ядерный центр – ВНИИ экспериментальной физики,
РФ, 607188, Саров Нижегородской обл., проспект Мира, д.37

Аннотация: Представлено описание и результаты испытаний базовой конструкции и технологии изготовления секционного катодно-подогревательного узла (КПУ) площадью 30x30 см². КПУ состоит из девяти пластин 10x10 см², на которые наносится эмиссионное покрытие, и которые нагреваются до рабочей температуры отдельными подогревателями. Оптимальное расположение подогревателя, эффективная теплоэкранировка излучающих поверхностей позволили обеспечить равномерность температуры поверхности эмиссионного покрытия. Удельная мощность накала КПУ 3,5

вт/см², что в 3 раза меньше чем у зарубежных аналогов. Конструкция позволяет менять отработавшее свой срок эмиссионное покрытие на новое.

Ключевые слова: конструкция, катодно - подогревательный узел, эмиссионное покрытие, температура, мощность.

1. Введение

Для формирования столба замагниченной плазмы потребовалась разработка катодно -подогревательного узла большого размера (30х30 см²), работающего при невысокой температуре. Основные требования, предъявляемые к катоду:

- обеспечение равномерности температуры эмитирующей поверхности,
- катод должен восстанавливать эмиссионную способность после трехкратного выноса на атмосферу,
- конструкция КПУ должна предусматривать возможность отделения катодной пластины с отработавшим эмиссионным покрытием и замену ее на новую.

Согласно этим требованиям были разработаны конструкции КПУ секционного типа..

2. КПУ размером 10х10 см²

Первоначально была разработана конструкция КПУ размером 10х10 см² с четырьмя секциями 5х5 см² [1]. В этой конструкции каждая секция, состоящая из керна – пластины (1) с эмиссионным покрытием и подогревателя (2), при помощи четырех стоек (3) устанавливалась на промежуточное основание (4) размером 10х10 см² (рис.1). Это основание устанавливалось на станину (7).

Центральный вывод подогревателя каждой секции фиксировался цанговым зажимом (5), который проходил через керамическую втулку (6) и впаивался в промежуточное основание.Такой зажим позволял жестко фиксировать вывод подогревателя каждой секции, обеспечивая надежность теплового и электрического контакта вывода подогревателя и токоведущего провода от источника питания. Кроме того, такая конструкция позволяла легко демонтировать сегменты КПУ с промежуточного основания с целью замены керна – пластины после выработки ресурса эмиссионного покрытия. Для этого отвинчивается гайка цангового зажима и четыре гайки (8) крепления стоек, после чего камера подогревателя в сборе с пластиной снимается с основания. Затем

вывинчиваются винты (9) из втулок, и пластина отделяется от камеры подогревателя.

В качестве эмиссионного покрытия использовалось прессованное металлооксидное покрытие, состоящее из никелевой губки, пропитанной тройным карбонатом.

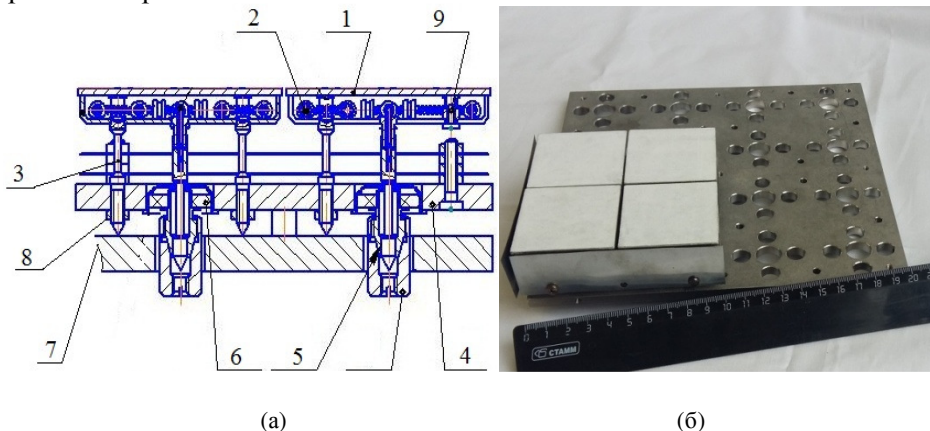


Рис. 1. КПУ размером $10 \times 10 \text{ см}^2$

(а) - конструкция: 1 –кern – пластина, 2 – подогреватель, 3 – стойка, 4 – промежуточное основание, 5 - цанговый зажим, 6 – керамическая втулка, 7 – станина, 8 – гайка, 9 – винт.

(б): КПУ внешний вид на станине $20 \times 20 \text{ см}^2$.

Fig. 1. CPU design, $10 \times 10 \text{ см}^2$

(а) – design : 1 core – plate; 2 – heater; 3 – rack; 4 - intermediate base; 5 - collet clamp; 6 – ceramic bushing; 7 – bed plate; 8 - nut; 9 - screw;

(б): CPU external appearance and bed plate $20 \times 20 \text{ см}^2$.

Испытания КПУ в Российском федеральном ядерном центре ВНИИ экспериментальной физики показали, что после трехкратного пребывания катода на воздухе в течение 5-10 часов оксидное покрытие сохраняло эмиссионную способность. Однако, в отдельных случаях при отделении пластины от камеры наблюдалось «залипание» резьбовых соединений винта во втулке, что требовало замены втулки и винта на новые. При разогреве эмиссионной поверхности до 950°C цанга нагревалась до 400°C . При ее выкручивании в отдельных случаях происходила деформация зажимных сегментов цанги. Это требовало полной замены цангового соединения.

Для КПУ размером $10 \times 10 \text{ см}^2$, состоящим из секций $5 \times 5 \text{ см}^2$, эти недостатки допустимы, так как вышедших из строя деталей мало, и затраты на их замену невелики. Однако, при увеличении площади катодно-подогревательного узла до размера $30 \times 30 \text{ см}^2$, количество секций,

а следовательно количество резьбовых соединений крепления пластины с камерой подогревателя увеличивается до 144, а цанговых соединений до 36, что затрудняет как эксплуатацию, так и реставрацию КПУ

3. КПУ размером 30x30 см²

С учетом вышеизложенного была разработана новая конструкция КПУ размером 30x30 см², состоящая из девяти секций размером 10x10 см² (рис.2). В данной конструкции количество резьбовых соединений втулка - винт уменьшено до 36, а вместо цангового соединения для крепления центрального вывода подогревателя применено более надежное соединение с применением контактной сварки. Это позволило отказаться от применения промежуточных оснований 10x10 см², в которые впаивалась цанга, и установить стойки сегментов непосредственно на станину. При этом вес конструкции уменьшился примерно на 35%. Высота КПУ 30 мм.

Керны – пластины 10x10 см² (1) изготавливались из сплава НКа – 0,07 толщиной 1,5 мм. Каждая пластина нагревается отдельным подогревателем (2). Камера подогревателя выполнена из никеля толщиной 1 мм. Выбор материала пластины, камеры подогревателя обусловлен требованием близости

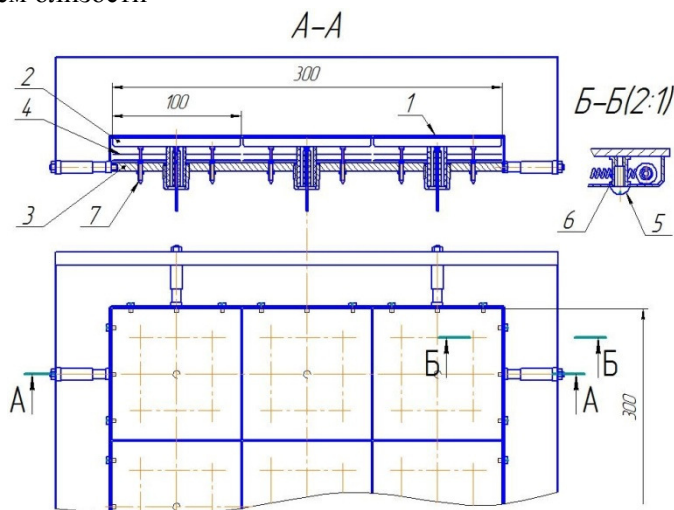


Рис. 2. КПУ размером 30x30 см²

1 –кern – пластина, 2 – подогреватель, 3 – станина, 4 – экран, 5 – винт, 6 – втулка, 7 – стойка

Fig. 2. CPU design, 30x30 cm²:

1 core-plate; 2 – heater; 3 – bed plate; 4 – screen; 5 – screw; 6 – bushing; 7 – rack.

коэффициентов термического расширения соединяемых деталей. Между подогревателем и станиной (3) расположены два экрана (4) из молибдена толщиной 0,15 мм. Камера подогревателя крепится к пластине при помощи четырех винтов (5), которые ввинчиваются во втулки (6), приваренные к углам пластин. При этом, угол камеры подогревателя, образованный ее стенками и дном в сочетании с притянутой винтом пластиной, обеспечивает необходимую жесткость конструкции и отсутствие деформации пластины при ее нагреве до рабочей температуры. Температура поверхности пластин на углах может быть ниже на $5 - 10^\circ$. С целью дополнительного нагрева данного участка эмиссионной поверхности расстояние от подогревателя до пластины в углах камеры, где спираль изгибается под углом 90° , уменьшено с 2,5 мм до 1,5 мм. Винт изготавливается из стали 12X18H10T и отжигается во влажном водороде. Окисная пленка на поверхности винтов препятствовала их залипанию. Чтобы снизить вероятность «залипания» резьбового соединения втулки и винта при высокой температуре, длина внутренней резьбы втулки уменьшена до минимальной величины (2 мм). Этих мер оказалось достаточно, чтобы за период, необходимый для обезгаживания, активировки оксидного покрытия и эксплуатации катода у заказчика, залипания резьбовых соединений не происходило. Крепление камеры подогревателя секции к станине осуществляется с помощью четырех стоек (7), приваренных к дну камеры подогревателя на расстоянии 20 мм от краев (рис.3).

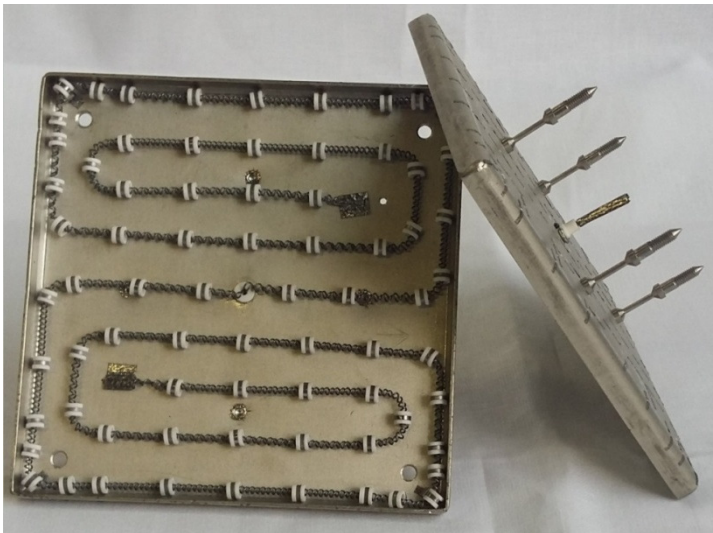


Рис. 3. Расположение подогревателя и стоек в сегменте $10 \times 10 \text{ см}^2$.

Fig. 3. Heater chamber with racks in segment $10 \times 10 \text{ cm}^2$.

При такой технологии сборки КПУ расстояние между кернами – пластинами составляет не более 1,5 мм.

В качестве эмиссионного покрытия применено оксидно – никелевое покрытие, успешно применяемое в производстве катодов для СВЧ приборов [2]. На поверхность керна – пластины наносится никелевый порошок ПНК2 – К10 с величиной зерна 40 – 70 мкм и спекается в водородной печи при температуре 1280° С. Затем полученная губка пропитывается тройным мелкозернистым карбонатом КТА 1 - 6 – СП. Запас карбоната в губке 30 -40 мг/см². После этого губка прессуется при давлении до 5 т/см². На рисунке 4 показан КПУ, состоящий из 9 секций 10х10 с никелевой губкой на поверхности. Пропитка губки карбонатной суспензией и прессование могут производиться непосредственно перед использованием.

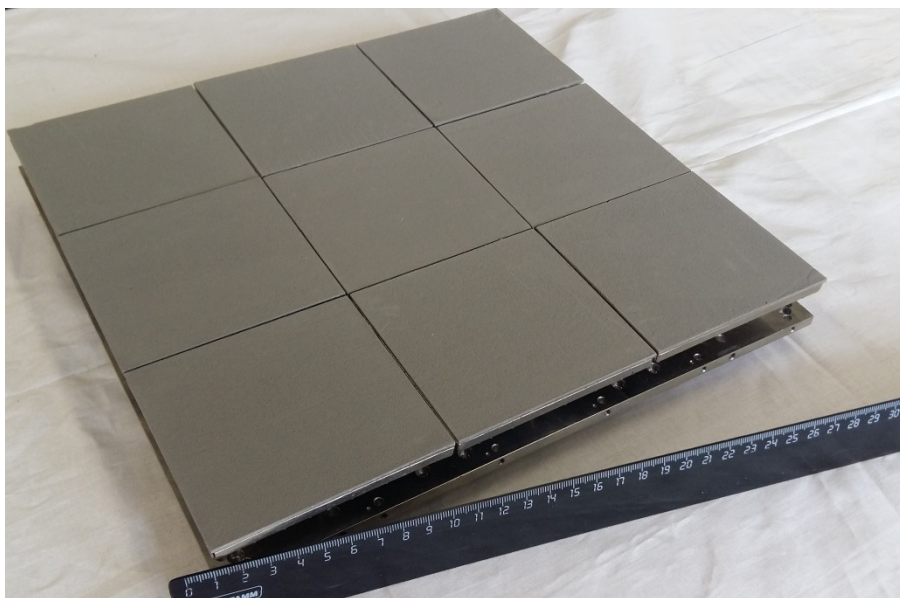


Рис. 4. Внешний вид КПУ 30х30 см², с никелевой губкой перед пропиткой карбонатом.

Fig. 4. CPU external appearance, 30х30 cm², with a nickel sponge before carbonate impregnation.

Были проведены тепловые испытания каждой секции КПУ. Измерение температуры проводились пирометром на длине волны 1 мкм с погрешностью $\pm 7^\circ$.

При температуре эмиссионной поверхности, равной 900° , максимальный разброс температуры по поверхности каждой секции не превышает 15° , температура станины не превышает 350° . После многократного нагрева секций до 900°C и последующего охлаждения не наблюдалась деформация пластин.

Удельная мощность накала катодно - подогревательного узла площадью $30 \times 30\text{ см}^2$ при рабочей температуре 850°C $3,5\text{ Вт/см}^2$ (рис.5)

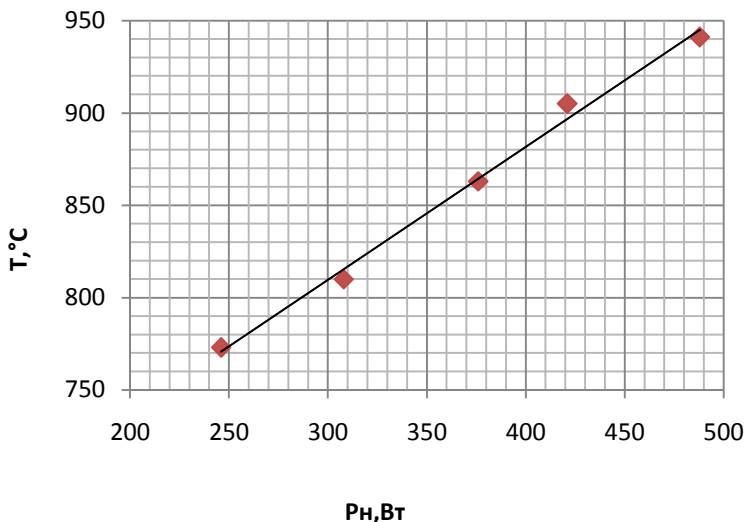


Рис. 5. Зависимость температуры сегмента $10 \times 10\text{ см}^2$ от мощности накала.

Fig. 5. The temperature of the segment emission surface, $10 \times 10\text{ см}^2$, versus the heating power.

4. Заключение

Разработанная конструкция катодно – подогревательного узла позволяет создавать катоды большой площади из отдельных сегментов $10 \times 10\text{ см}^2$. Разброс температуры по эмиссионной поверхности сегментов не более 15° . Конструкция компактна, позволяет менять керны с эмиссионным покрытием у отдельных сегментов. Эмиссионное покрытие сохраняет эмиссионную способность после двухкратного выноса КПУ на атмосферу.

Список литературы

[1] А.М. Соколов, Н.М. Галина, В.И. Юданов. Источник электронов большой площади с заменяемой эмиссионной поверхностью для исследования плазмы // Материалы XXI научно-технической конференции «Вакуумная наука и техника». 2014. С.199-201.

[2] А.М. Соколов, А.Н. Каргин, О.А. Морозов. Современные металлооксидные катоды для СВЧ - приборов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ – техника – 2011. вып.1 (508). С.64.

References

[1] A.M. Sokolov, N.M. Galina, V.I. Yudanov. A large-area electron source with a replaceable emission surface for plasma investigation // Materials of the XXI scientific technical conference “Vacuum science and technology”. 2014. p.199-201. (In Russian).

[2] A.M. Sokolov, A.N. Kargin, O.A. Morozov. Modern metal-oxide cathodes for microwave devices // Elektronnaya Tekhnika. Ser. 1. SVCH-Tekhnika. 2011. iss. 1(508). p. 64. (In Russian).

Converter TEM01 mode in H 11 mode in the range of 2.5 to 18 GHz for a plasma relativistic microwave generator

^{1,2}Andreev S. E., ^{1,2,3}Bogachev N. N.

¹A.M. Prokhorov General Physic Institute of Russian Academy of Science,
Vavilova street, 38, Moscow, 119991, Russian Federation

²Moscow Technological University
Vernandsky avenue, 78, Moscow, 119454, Russian Federation

³N.I. Pirogov Russian National Medical University,
Ostrovityanova street, 1, Moscow, 127994, Russian Federation
funkmonk@rambler.ru

Abstract: Relativistic plasma microwave generator (RPG) produces radiation in the frequency range from 2 to 25 GHz with a power of 50-100 MW. The actual task of the RPG research is optimization of the characteristics of the output tract. When the powerful radiation of the RPG is radiated into space, the transformation of the TEM01 wave into the H11 or H10 wave is necessary. For this, a converter is used in the output path of the RPG. In this paper, we propose a new design of the converter of the TEM01 wave into a wave of the H11 type. A model of the proposed converter was constructed. Based on the results of numerical simulation, the values of the transmission coefficient S21 and the mode conversion coefficient are obtained. The new design of the converter has improved coefficients in the frequency range of 10-16 GHz.

Keywords: relativistic plasma generator, microwaves, high-power converter types of waves.

Преобразователь моды TEM01 в моду H11 в диапазоне 2,5 –18 ГГц для плазменного релятивистского СВЧ-генератора

^{1,2}Андреев С.Е., ^{1,2,3}Богачев Н.Н.

¹Институт общей физики им. А.М. Прохорова Российской академии наук,
ул. Вавилова, 38, Москва, 119991, Москва, Российская Федерация

²Московский технологический университет (МИРЭА),
пр-т Вернадского, 78, Москва, 119454, Российская Федерация

³ Российский национальный исследовательский медицинский университет
имени Н.И. Пирогова,
ул. Островитянова, 1, Москва, 127994, Российская Федерация
funkmonk@rambler.ru

Аннотация: Плазменный релятивистский СВЧ-генератор (ПРГ) позволяет получать излучение в диапазоне частот от 2 до 25 ГГц с мощностью 50-100 МВт. Актуальной задачей исследования ПРГ является оптимизация характеристик выходного тракта. При выведении мощного излучения ПРГ в пространство необходимо преобразование волны ТЕМ₀₁ в волну Н₁₁ или Н₁₀. Для этого в выходном тракте ПРГ используется преобразователь мод. В данной работе предложена новая конструкция преобразователя волны типа ТЕМ₀₁ в волну типа Н₁₁. Была построена модель предложенного преобразователя. По результатам численного моделирования получены значения коэффициента передачи S₂₁ и коэффициент преобразования мод. Новая конструкция преобразователя имеет улучшенные коэффициенты в область частот 10-16 ГГц.

Ключевые слова: плазменный релятивистский генератор, СВЧ-излучение, высокоомощный преобразователь типов волн.

1. Введение

В последнее время большое внимание уделяется разработке и созданию мощных СВЧ-генераторов с широким диапазоном частот излучения. Одно из решений данной задачи – использование плазменных релятивистских источников СВЧ-излучения. Согласно теории и экспериментальным исследованиям [1–4], плазменный релятивистский СВЧ-генератор обладает возможностью перестройки частоты СВЧ-излучения в широком диапазоне. Регулировка частоты выходного сигнала ПРГ происходит за счет изменения плотности плазмы. В частности, в работе [5] удалось добиться перестройки частоты в 7 раз (от 4 до 28 ГГц) на уровне мощности около 50 МВт за промежуток времени 30 мкс благодаря изменению плотности плазмы.

В процессе работы ПРГ был выявлен ряд задач, требующих инженерного решения. Одна из важнейших таких задач создание сверхширокополосных компонентов данного генератора, которые смогли бы стабильно функционировать в рабочем диапазоне частот генератора и при большой мощности СВЧ-излучения. Одним из таких компонентов является выходной преобразователь мод. Это устройство является связующим звеном между рупорной антенной, выводящей полученное в результате работы ПРГ СВЧ-излучение в открытое пространство, и рабочей областью генератора, где происходит взаимодействие релятивистского электронного пучка и плазмы.

При генерации на выходе рабочей области ПРГ получается электромагнитная волна, имеющая структуру моды TEM_{01} коаксиального волновода. Выходной сверхширокополосный преобразователь мод является фидером для используемой конусообразной рупорной антенны, для обеспечения работы которой получаемая мода TEM_{01} коаксиального волновода не подходит. Поэтому данный СВЧ-узел должен преобразовывать полученную моду коаксиального волновода в моду H_{11} круглого волновода или H_{10} прямоугольного волновода. Мода H_{11} круглого волновода является стандартной для питания конусообразных рупорных антенн и обеспечивает наилучшие показатели вывода полученного СВЧ-излучения в открытое пространство. Мода H_{10} обычно используется для питания рупорной антенны типа усеченной пирамиды. В данный момент в ПРГ используется выходной преобразователь моды TEM_{01} в моду H_{11} , однако он предназначен для работы в низкочастотной области диапазона рабочих частот генератора (2-6 ГГц). Для наиболее полного использования возможностей перестройки частоты в сверхшироком диапазоне частот необходимо усовершенствование преобразователя мод ПРГ и расширения рабочего диапазона в область более высоких частот (6-16 ГГц). В [6] была предложена конструкция преобразователя моды TEM_{01} в моду H_{10} . Предложенная ранее конструкция позволяет расширить рабочий диапазон преобразователя в область частот 6-12 ГГц, но является сложной для практической реализации и требует внесения значительных конструктивных изменений в выходной тракт ПРГ и замены конусной рупорной антенны на пирамидальную.

Задачей настоящего исследования было разработать конструкцию преобразователя моды TEM_{01} в моду H_{11} , позволяющую расширить диапазон рабочих частот в область 6-16 ГГц без замены антенны и значительного изменения конструкции выходного тракта ПРГ.

2. Конструкции выходного преобразователя мод

В данном разделе рассмотрим конструкции используемого и предлагаемого выходного преобразователя мод ПРГ.

2.1. Используемая конструкция выходного преобразователя мод

Используемый в настоящее время в выходном тракте ПРГ преобразователь моды TEM_{01} в моду H_{11} имеет довольно простое конструктивное исполнение и представляет из себя плавный переход из коаксиального волновода в круглый. Переход осуществляется посредством плавного соединения внутреннего проводника коаксиального волновода, идущего из

рабочей области генератора, с внешним проводником. Данное соединение осуществляется под углом 15 градусов между трубкой внутреннего проводника и стенкой внешнего проводника, как показано на рис. 1. Далее стенка внешнего проводника коаксиального проводника используется уже в качестве стенки круглого волновода. Внутренняя часть трубки внутреннего проводника используется для различных утилитарных целей, таких как размещение проводов, необходимых для работы коллектора релятивистского электронного пучка (РЭП), или проводов для питания катода плазменного источника (в зависимости от конструкции ПРГ).

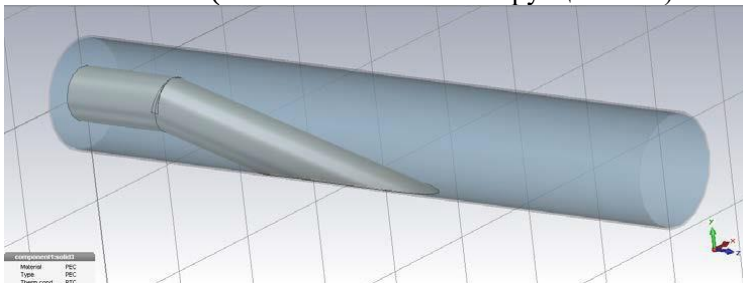


Рис. 1. Конструкция используемого выходного преобразователя мод в программном комплексе CST Studio Suite 2015.

Fig. 1. The design of the used output converter of modes in the software package CST Studio Suite 2015.

2.2. Предлагаемая конструкция выходного преобразователя мод

Предлагаемая новая конструкция преобразователя моды TEM_{01} в моду H11 основана на той же концепции, что и используемая сейчас конструкция – коаксиальный волновод плавно переходит в круглый, посредством соединения внутреннего проводника с внешним. Однако теперь внутренний проводник цилиндрической формы меняет ее на форму половины цилиндра со сглаженными краями, как показано на рис. 2. Данное решение позволяет сначала преобразовать симметричную моду TEM_{01} коаксиального волновода в несимметричную, что уменьшает отражение от соединения внутреннего и внешнего проводника. Далее этот внутренний проводник соединяется с внешним проводником под углом 10 градусов, в отличие от предыдущего, где использовался угол в 15 градусов. Также для уменьшения отражения и увеличения коэффициента преобразования между внутренним и внешним проводником вводится подпорка из цилиндрического проводника, как показано на рис. 2.

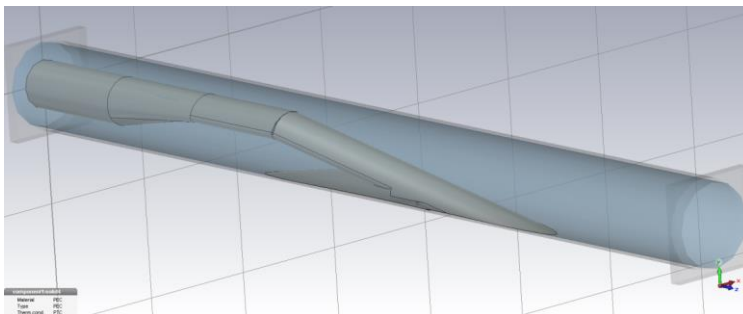


Рис. 2. Конструкция предлагаемого выходного преобразователя мод в программном комплексе CST Studio Suite 2015.

Fig. 2. The design of the suggested output converter of modes in the software package CST Studio Suite 2015.

3. Численное моделирование выходного преобразователя мод

Для выполнения поставленной выше задачи в программном комплексе CST Studio Suite 2015 была создана модель существующего преобразователя мод и модель нового преобразователя. В ходе разработки и моделирования была осуществлена подборка геометрии и геометрических параметров преобразователя с целью достижения оптимальных характеристик работы в необходимом нам диапазоне частот.

Параметры моделирования используемого преобразователя мод указаны в таблице 1, параметры моделирования нового преобразователя мод представлены в таблице 2.

Табл. 1. Параметры моделирования используемого преобразователя типов волн.

Table. 1. The parameters of the simulation of the used converter of types of waves.

Максимальное количество интерполяций	10	Шаг частотной сетки	10 МГц
Отклонение S-параметров	0.05	Начальная частота обработки	1.5 ГГц
Количество возбуждаемых мод на входе/выходе	6/25	Конечная частота обработки	20 ГГц
Количество тетраэдров в разбиении модели	105181	Тип перестройки частоты	Интерполяционный

Табл. 2. Параметры моделирования предлагаемого преобразователя типов волн.
Table. 2. The parameters of the simulation of the suggested converter of types of waves.

Максимальное количество интерполяций	10	Шаг частотной сетки	10 МГц
Отклонение S-параметров	0.05	Начальная частота обработки	1.5 ГГц
Количество возбуждаемых мод на входе/выходе	6/25	Конечная частота обработки	20 ГГц
Количество тетраэдров в разбиении модели	154780	Тип перестройки частоты	Интерполяционный

4. Результаты численного моделирования выходного преобразователя мод

В результате моделирования получились амплитудно-частотные характеристики (АЧХ), показанные на рисунке 3. Для используемого преобразователя области от 2 до 6 ГГц АЧХ гладкая и, как видно из рисунка 4, в данном диапазоне преобразователь осуществляет преобразование основной волны коаксиального волновода в моду Н11 круглого. Однако в области выше 10 ГГц на выходе преобразователя образуется слишком много мод высших порядков, что затрудняет вывод СВЧ-излучения в открытое пространство. Резкие колебания полученной АЧХ связаны с несовершенством алгоритма численного моделирования и ограниченным объемом оперативной памяти.

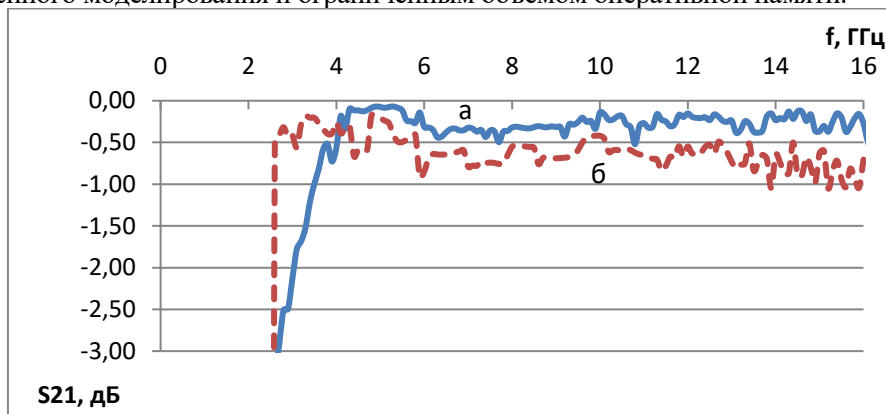


Рис. 3. Амплитудно-частотные характеристики выходных преобразователей мод (а – предлагаемый преобразователь, б – используемый преобразователь).

Fig. 3. The amplitude frequency characteristics of the output converters mod (a – suggested converter, b – used converter).

Для предлагаемого преобразователя, как видно из АЧХ, изображенной на рисунке 4, удалось на 5-15 % улучшить коэффициент передачи в области частот от 7 до 16 ГГц. К тому же, как видно из рисунков 3 и 4, он гораздо лучше сохраняет свои преобразующие свойства в диапазоне частот от 10 до 16 ГГц. В частности, на частоте 16 ГГц коэффициент трансформации у разработанного преобразователя превышает 50 %, в то время как у используемого он не превышает 30 %. В связи с этим данный преобразователь будет использован в качестве выходного преобразователя мод для плазменного релятивистского генератора СВЧ-генератора.

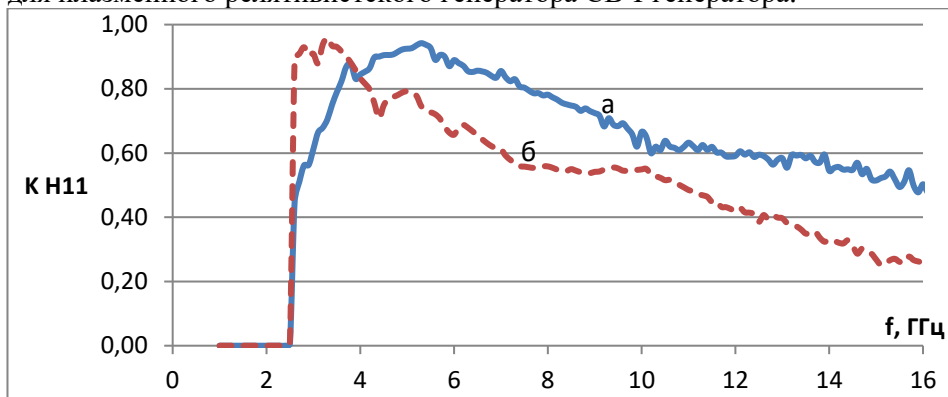


Рис. 4. Коэффициент преобразования в моду H11 (а – предлагаемый преобразователь, б – используемый преобразователь).

Fig. 4. The conversion coefficient to the H11 mode (a – suggested converter, b – used converter).

5. Заключение

Была разработана новая конструкция выходного преобразователя типов волн. С помощью САПР CST Studio Suite 2015 были созданы численные модели выходных преобразователей используемой и предлагаемой конструкции. При сравнении результатов моделирования преобразователей двух конструкций было выявлено, что предлагаемая новая конструкция преобразователя мод позволила получить АЧХ более гладкой формы, большим коэффициентом передачи в области высоких частот, что необходимо для вывода импульсов с наносекундной длительностью. Также было уменьшено количество мод в выходном СВЧ излучении, что приводит к меньшему искажению диаграммы направленности рупорной антенны. Данный преобразователь можно использовать в экспериментах по получению от плазменного релятивистского генератора импульсов СВЧ-излучения с наносекундной длительностью и мощностью ~100 МВт.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта Российского фонда фундаментальных исследований № 16-38-00949 мол_а.

Список литературы

- [1] P.S. Strelkov, D.K. Ulyanov. Radiation Spectra of Cherenkov Plasma Maser // IV Int. Workshop. "Strong microwave in plasmas", 29 august, 1999, N. Novgorod, P. 858-864.
- [2] П.С. Стрелков, Д.К. Ульянов. Спектры излучения плазменного релятивистского черенковского СВЧ-генератора // Физика плазмы, 2000, №4. С.329-333.
- [3] Bogdankevich I., Ivanov I., Loza O., Strelkov P., Ulyanov D., and Garate E. A high power (50MW), broadband (50%) plasma-aided microwave amplifier // Proc. 28th Int. Conf. on Phenomena in Ionized Gases (ICPIG'2007), Prague, Czech Republic, July 15-20. 2007. P.1194-1197.
- [4] Богданкевич И.Л., Иванов И.Е., Лоза О.Т., Рухадзе А.А., Стрелков П.С., Тараканов В.П., Ульянов Д.К. Тонкая структура спектров излучения плазменного релятивистского СВЧ-генератора // Физика плазмы. 2002. Т. 28. № 8. С. 748–757.
- [5] Ульянов Д. К. Спектры плазменного релятивистского СВЧ-генератора: Дисс. ... канд. физ.-мат. наук. – М.: ИОФ РАН, 2000.
- [6] Андреев С.Е., Богачев Н.Н. Выходной широкополосный преобразователь типов волн для плазменного релятивистского СВЧ-генератора// В сборнике: 26-я Международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" (КрыМи-Ко'2016) Материалы конференции. В 13 томах. 2016. С. 1688-1694.

References

- [1] M.V. Kuzelev, A.A. Ruhadze, P.S. Strelkov, A.G. Shkvarunec. 1987. [Relativistic high-current plasma UHF-electronics: advantages, achievements, prospects]. *Plasma physics*, 13(11), pp. 1370-1382.
- [2] M.V. Kuzelev, A.A. Ruhadze, P.S. Strelkov. 2002. [Plasmic relativic UHF-electronics]. Moscow: Bauman MSTU. 543 p.
- [3] M.V. Kuzelev, A.A. Ruhadze, P.S. Strelkov, A.G. Shkvarunec, O.T. Loza. 2001. [Plasma relativistic UHF-electronics]. *Plasma physics*, 27(8), pp. 710-733.
- [4] I.L. Bogdankevich, I.E. Ivanov, O.T. Loza, A.A. Ruhadze, P.S. Strelkov, V.P. Tarakanov, D.K. Ul'janov. 2002. [The plasma relativistic UHF-generator emission spectrum fine structure]. *Plasma physics*, 28(8), pp. 748-757.
- [5] D.K. Ul'janov. 2000. [The spectrum of the plasma relativistic UHF-generator]. C. Sc. Diss. Moscow: GPI RAN.
- [6] Andreev S. E., Bogachev N. N. Broadband output mode converter for plasma relativistic microwave oscillator [Proceedings of the 26-th International Crimean Conference "Microwave and Telecommunication Technology" (CriMiCo'2016)]. P. 1688-1694.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of projects of the Russian Foundation for Basic Research No. 16-38-00949.

Модернизация СВЧ диагностики доплеровской рефлектометрии на стеллараторе Л-2М для работы в условиях больших мощностей ЭЦР нагрева плазмы

¹Харчевский А. А., ^{1,2,3}Богачев Н. Н.,
^{1,2,3}Малахов Д. В., ²Скворцова Н. Н.

¹Московский технологический университет,
г. Москва, 119454, Российская Федерация
89168766306@mail.ru

²Институт общей физики РАН им. А.М. Прохорова,
г. Москва, 119991, Российская Федерация
89199945791@mail.ru

³Российский национальный исследовательский медицинский
университет им. Н.И. Пирогова,
г. Москва, 117997, Российская Федерация
bgniknik@yandex.ru

Аннотация: Доклад посвящён разработке и созданию системы доплеровской рефлектометрии для стелларатора, позволяющей проводить измерения флуктуаций плотности плазмы в условиях импульсного электронно-циклотронного резонансного нагрева мощностью до 1,5 МВт и анализировать полученные результаты. Также представлен алгоритм модернизации антенной системы и системы фильтрации радиофизических диагностик плазмы (доплеровской рефлектометрии, интерферометрии, корреляционной рефлектометрии и других) для проведения измерений в условиях больших удельных энерговыделов при дополнительном электронно-циклотронном нагреве плазмы на крупномасштабных тороидальных установках.

Ключевые слова: Доплеровская рефлектометрия, электронно-циклотронный резонансный нагрев, плазма, СВЧ фильтры, стелларатор.

1. Введение

Диагностика доплеровской рефлектометрии базируется на двух радиофизических методах: рефлектометрии (отражения от закритического слоя плазмы) и коллективного рассеяния (обратного доплеровского рассеяния от плазменных флуктуаций). К настоящему времени доплеровская рефлектометрия успешно применяется на целом ряде тороидальных уста-

новок: токамаках Глобус-М, ФТ-2, ASDEX, ТУМАН-3М [1], стеллараторе TJ-II и других. Допплеровская рефлектометрия является основным способом регистрации полоидального вращения плазмы (связанного с радиальным электрическим полем), и низкочастотной плазменной турбулентности вблизи крайней замкнутой магнитной поверхности плазмы.

Ввод в эксплуатацию нового комплекса микроволнового нагрева плазмы МИГ-3 [2] на стеллараторе Л-2М показал, что возрастающий энергетический вклад в плазму электромагнитного электронно-циклотронного излучения на частоте 75 ГГц приводит к отказу работы диагностической системы доплеровской рефлектометрии из-за зашумления приёмных детекторов непоглощённым в плазме греющим гиротронным излучением. Появилась необходимость в создании диагностики доплеровской рефлектометрии для стелларатора Л-2М, позволяющей проводить измерения в условиях помех для диапазона частот 30-40 ГГц. Кроме того, необходимо было создать систему сбора и программы обработки сигналов с учётом особенностей и длительности разряда в плазме стелларатора Л-2М. Схема диагностики, состоящая из нескольких систем (С1, С2, С3) представлена на рис. 1

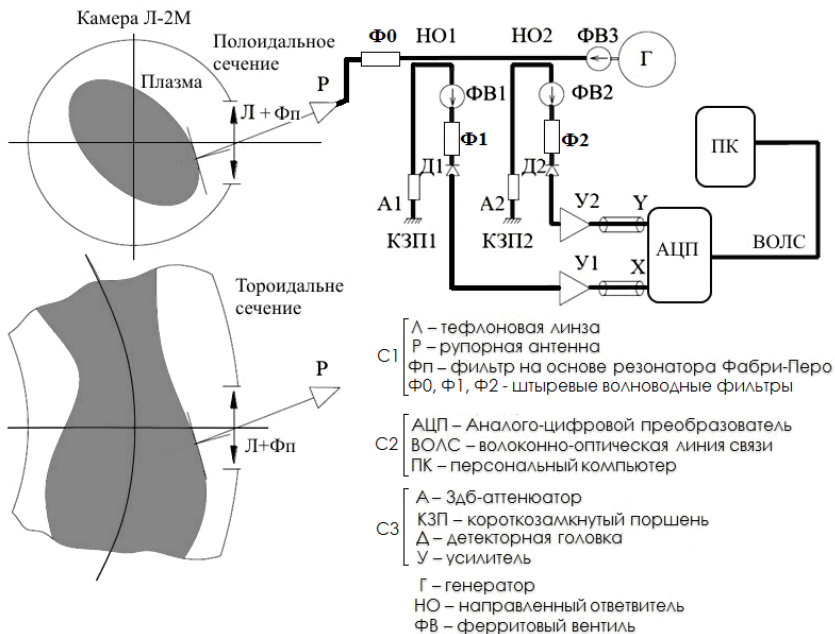


Рис. 1. Схема диагностики доплеровской рефлектометрии.

2. Стелларатор Л-2М

Установка Л-2М представляет собой двухзаходный стелларатор, который подробно описан в [3, 4]. Создание и нагрев плазмы в Л-2М осуществляется на второй гармонике циклотронной частоты электронов (75,3 ГГц) с помощью гиротронного комплекса МИГ-3. Мощность греющего излучения может изменяться от 150 кВт до 1,5 МВт при длительности импульса 10-15 мс. Сформированный гауссовый пучок с линейной поляризацией, соответствующий необыкновенной волне, с поперечником 4 см вводится в вакуумную камеру с наружной стороны тора.

Величина магнитного поля 1,34 Тл соответствует положению циклотронного резонанса на оси вакуумной камеры $R_0 = 100$ см в момент 54-55 мс от начала импульса магнитного поля. Угол вращательного преобразования для стелларатора Л-2М определяется магнитными полями, которые в этой установке создаются двумя парами проводников.

Полное число периодов магнитного поля $N = 14$. В краевой плазме на радиусе $r/a = 0,9$ электронная температура близка к 30-40 эВ.

3. Система СВЧ фильтров диагностики

Для снижения влияния паразитного сигнала греющего плазму гиротронного комплекса МИГ-3 с частотой 75,3 ГГц и шумов в диапазоне 60-80 ГГц было необходимо создать новую систему фильтрации. Задача применяемых штыревых волноводных фильтров - обеспечивать большое затухание (подавление) в определённом диапазоне частот Δf рядом с центральной частотой f_0 . Ввиду конструктивных особенностей диагностики (в частности, габаритных размеров волноводных трактов) установка дополнительных штыревых фильтров, таких же как в [5], аналогичных используемым, с уровнем подавления около 30 дБ (рис.2) оказалась невозможной. Потребовалась разработка и изготовление компактного дополнительного полосно-заграждающего фильтра с центральной частотой подавления 75 ГГц для установки на диагностическое окно стелларатора. Был предложен фильтр из последовательности резонаторов Фабри-Перо. Фильтры миллиметрового и субмиллиметрового диапазона, на основе резонатора Фабри-Перо, активно используются в радиоастрономии и различных диагностиках [6-8]. В работе [6] в качестве отражателей используются двумерные плоские металлические сетки на прозрачных подложках, характеристики таких фильтров сильно зависят от точности и качества нанесения сеток. Для конструирования фильтра системы доплеровской рефлектометрии использовались резонаторы Фабри-Перо с плоскими круглыми

слюдяными пластинами толщиной $S = 0,1$ мм и с коэффициентом диэлектрической проницаемости слюды $\varepsilon = 6$, диаметром $D = 80$ мм.

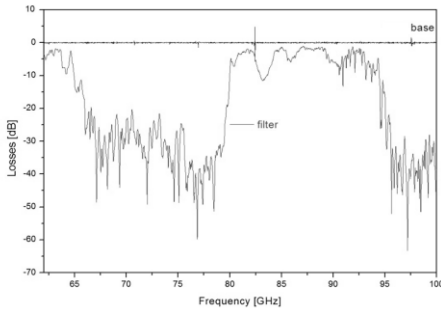


Рис. 2. Характеристика волноводного штыревого фильтра; base – затухание в тракте без фильтра, filter – затухание после установки фильтра.

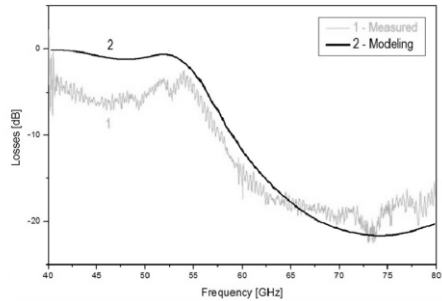


Рис. 3. Уровень потерь в фильтре на основе резонатора Фабри-Перо. График 1 – измеренное значение затухания фильтра, График 2 – расчётное значение затухания модели фильтра.

Для использования в системе фильтрации также были использованы штыревые волноводные фильтры с подавлением близким к 30 дБ на частотах 65-80 ГГц и фильтр резонатор Фабри-Перо с пятью парами слюдяных пластин. Подробно конструирование фильтра на основе резонатора Фабри-Перо для диагностики доплеровской рефлектометрии описано в статье [9]. Модель фильтра-резонатора была создана в системе автоматизированного проектирования Electro Magnetic Professional (САПР EMPro) от компании Keysight Technologies (ранее Agilent Technologies) в трехмерной проекции, так же при моделировании для сравнения точности использовались и другие системы проектирования.

После нахождения оптимальных параметров модели фильтра был собран прототип и измерены его характеристики (рис.3). Измерение характеристик фильтров проводились с использованием MVNA-8-350 vector network analyzer производства AV Millimetre с шагом измерения 10кГц.

Как видно из рисунка 3 показатель подавления сконструированного фильтра-резонатора хорошо совпадает с расчётным в требуемом диапазоне 70 – 80 ГГц.

4. Заключение

В результате работы разработана и создана модернизированная радиофизическая система доплеровской рефлектометрии для стелларатора Л-2М. Проведённые эксперименты показали возможность использования разработанной системы доплеровской рефлектометрии для опреде-

ления следующих характерных параметров: характерных неустойчивостей, полоидальных скоростей вращения плазмы, электрических полей. Первые эксперименты с использованием оптимизированной системы доплеровской рефлектометрии на стеллараторе Л-2М показали, что благодаря созданию системы фильтров, обеспечивается подавление зашумляющего диагностический сигнал излучения гиротронов в приёмных каналах доплеровского рефлектометра на частоте 75 ГГц на уровень не менее 80 дБ.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке гранта МК-5298.2016.8. Коллектив авторов выражает благодарность Батанову Г.М., Харчеву Н.К., Колику Л.В., Петрову А.В., Василькову Д.Г. и Гусейн-заде Н.Г. за конструктивную критику и ценные советы.

Список литературы

- [1] Bulanin V. V., Lebedev S. V., Levin L. S., Roytershteyn V. S. Study of plasma fluctuations in the TUMAN-3M tokamak using microwave reflectometry with an obliquely incident probing beam // Plasma physics reports. 2000. Vol. 26. No. 10. P. 813–819.
- [2] Батанов Г.М., Белоусов В.И., Бондарь Ю.Ф., Степахин В.Д. и др., Новый гиротронный комплекс МИГ-3 для создания и нагрева плазмы в стеллараторе Л-2М и результаты первых экспериментов // Прикладная физика. 2012. № 6. С. 79–87.
- [3] Abrakov V.V., Batanov G.M., Kolik M.S L.V., Berezhetskij, Petrov A.E., et. al, High power density electron cyclotron experiments in the L-2M stellarator // Nuclear Fusion. 1997. 37. P. 233–242.
- [4] Акулина Д.К., Батанов Г.М., Васильков Д.Г., Харчев Н.К., и др., Устойчивость и изменение параметров плазмы в стеллараторе Л-2М при возбуждении индукционного тока в режиме ЭЦР-нагрева // Физика плазмы. 2008. том 34. №12. с. 1059–1070.
- [5] Пшеничников А.А., Терещенко М.А., Харчев Н.К. и др., Применение доплеровской рефлектометрии на стеллараторе Л-2М // Физика плазмы. 2005. т. 31. №7. с. 604–611.
- [6] Аржанников А.В, Гинзбург Н.С., Заславский В.Ю., Иваненко В. Г. и др., Исследование генерации миллиметрового излучения в планарном мазере на свободных электронах с комбинированным брэгговским резонатором // Вестник НГУ. Серия: Физика. 2006. том 1. выпуск 2. с.71– 81.
- [7] Clarke R.N. and Rosenberg C.B. Fabry-Perot and open resonators at microwave and millimetre wave frequencies, 2–300 GHz // Journal of Physics E: Scientific Instruments. V.15. Number 1. P. 9–25.
- [8] Vinogradov E.A., Dianov E.M., and Irisova N.A., Fabry-Perot Interferometer for the short millimeter and submillimeter bands with metallic grids having periods smaller than wavelength // Sov. J. of Exp. Theor. Phys. Lett. 1965. Number 2. P. 205.
- [9] Харчевский А.А, Богачев Н.Н., Малахов Д.В. Оптимизация системы доплеровской рефлектометрии для работы в условиях высоких энергокладов на стеллараторе Л-2М // Инженерная физика. М.: Научтехлитиздат. 2016. № 6. С.59–65.

X-ray FEL based on Compton scattering of partially coherent optical pumping

N.S. Ginzburg, M.N. Vilkov, E.R. Kocharovskaya, and A.S. Sergeev
Institute of Applied Physics RAS, Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation
 katya@appl.sci-nnov.ru

Abstract: By means of numerical modelling it is shown that the generation of a broad-band X-ray radiation is possible in a FEL based on inverse Compton scattering of partially coherent optical pumping by a high-current relativistic electron beam. An analysis is carried out in a kinetic regime of interaction between a pumping radiation and an actual electron beam characterized by a broad spread of the electron energies ($\sim 1\%$). Estimates of parameters of obtained X-ray radiation are given for a partially coherent pumping available at the multibeam laser complexes, e.g., at NIF (Livermore, USA).

Keywords: X-rays, free-electron lasers, relativistic electron beam, Compton scattering.

Комптоновский ЛСЭ рентгеновского диапазона с частично когерентной оптической накачкой

Н.С. Гинзбург, М.Н. Вилков, Е.Р. Кочаровская, А.С. Сергеев
Институт прикладной физики РАН, г. Нижний Новгород, 603950, Россия
 katya@appl.sci-nnov.ru

Аннотация: Путем численного моделирования показана возможность генерации широкополосного рентгеновского излучения в ЛСЭ, основанном на обратном комптоновском рассеянии сильноточным релятивистским электронным пучком (РЭП) частично когерентной оптической накачки. Анализ проведен в кинетическом режиме взаимодействия излучения накачки с реальными РЭП, имеющими большой ($\sim 1\%$) разброс энергий электронов. Оценки параметров возникающего рентгеновского излучения даны для накачки оптическим излучением, получаемым в многолучевых лазерных комплексах типа NIF (Ливермор, США).

Ключевые слова: рентгеновское излучение, лазер на свободных электронах, релятивистский электронный пучок, комптоновское рассеяние.

1. Введение

Использование лазерной накачки для генерации частично когерентного рентгеновского излучения за счет вынужденного встречного рассея-

ния на умеренно релятивистском электронном пучке обсуждалось неоднократно [1, 2]. Достоинством такой схемы является радикальное уменьшение энергии электронов по сравнению с реализованными схемами рентгеновских ЛСЭ, основанных на излучении электронных пучков в периодических магнитных полях ондуляторов. Так, для генерации излучения диапазона 10 нм при длине волны встречной лазерной накачки 1 мкм энергия частиц должна быть на уровне 2,5 МэВ (Лоренц-фактор $\gamma = 5$). Как показывают оценки, мощности и длительности (т.е. фактически энергии) световых импульсов, генерируемых одним даже самым продвинутым лазерным источником, оказывается недостаточно для получения практически значимого вынужденного рассеянного излучения. Поэтому в оценках достижимых параметров рентгеновского излучения мы будем предполагать возможным использование многолучевой лазерной накачки, примеры которой дают лазерный комплекс УФЛ-2М, создаваемый в РФЯЦ-ВНИИЭФ (Саров) и установка NIF (Ливермор, США) [3]. Излучение, получаемое путем сложения импульсов независимых лазерных источников с близкими частотами, не является строго когерентным. Тем не менее, как показано в [4-7], некогерентное излучение пригодно в качестве накачки в комптоновских ЛСЭ. Хотя расширение спектра накачки и реализация кинетического режима взаимодействия (отвечающего неоднородному уширению линии активной среды по лазерной терминологии) приводит к уменьшению скорости нарастания рассеянного излучения, такой режим благоприятен для снижения чувствительности к разбросу параметров электронных пучков. Последнее важно в случае умеренно релятивистских сильноточных электронных пучков, для которых характерен значительный скоростной и энергетический разброс параметров электронов.

В данной работе исследуются особенности комптоновских ЛСЭ рентгеновского диапазона в условиях использования многолучевых лазерных комплексов для создания частично когерентной накачки. Как и для традиционных рентгеновских ЛСЭ, из-за отсутствия эффективных отражателей в указанном диапазоне рассматривается только режим однопроходного усиления собственных шумов, т.е. режим SASE.

2. Одномерная модель комптоновского ЛСЭ

Пусть релятивистский электронный пучок движется вдоль оси z со средней скоростью $\bar{V}$ навстречу оптическому полю частично когерентной накачки. Вектор-потенциал поля накачки, генерируемого независимыми лазерными источниками, представляет собой M линейно поляризованных

(по оси y) волн $A_i = \text{Re} \left[y_0 \sum_{m=-M}^M A_{im} \exp(i\omega_{im}t + ik_{im}z) \right]$ с близкими частотами и случайными фазами. Здесь ω_{im} и k_{im} - частоты и волновые числа различных спектральных компонент. Для простоты будем считать, что все компоненты A_{im} имеют одинаковую амплитуду $\bar{A} = \sqrt{4\pi c I_i / \bar{\omega}_i^2 M}$, где I_i - полная интенсивность накачки, $\bar{\omega}_i$ - частота, соответствующая центру спектра накачки, имеющего характерную ширину $\Delta\omega_i \ll \bar{\omega}_i$. Поле рассеянного рентгеновского излучения представим в виде $A_s = \text{Re} \left[y_0 A_s(z, t) \exp(i\bar{\omega}_s t - i\bar{k}_s z) \right]$, где $A_s(z, t)$ - медленно меняющаяся комплексная амплитуда волны с частотой $\bar{\omega}_s$, которая связана с центральной частотой накачки $\bar{\omega}_i$ и Лоренц-фактором центральной фракции электронов $\bar{\gamma}$ известным соотношением комбинационного синхронизма [4-7] $\bar{\omega}_s = \bar{\omega}_i (c + \bar{V}) / (c - \bar{V}) \approx 4\bar{\gamma}^2 \bar{\omega}_i$. Благодаря относительно малым изменениям энергии электронов, динамика рассеяния в одномерном приближении может быть описана следующей системой уравнений:

$$\frac{\partial a}{\partial Z} = - \sum_{m=-M}^M \frac{A_{im}}{\bar{A}} e^{im\delta Z} J, \quad J = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-i\theta} F(u) du d\theta,$$

$$\left(\frac{\partial}{\partial Z} + \frac{\partial}{\partial \tau} \right) \theta = -u, \quad \left(\frac{\partial}{\partial Z} + \frac{\partial}{\partial \tau} \right) u = \text{Re} \left\{ \sum_{m=-M}^M \frac{A_{im}^*}{\bar{A}} e^{-im\delta Z} e^{i\theta} \right\},$$

где фазы влета электронов, $\theta|_{z=0} = \theta_0 \in [0, 2\pi]$, распределены равномерно и их начальный разброс по энергиям $u|_{z=0} = u_0$ задан колоколообразной функцией $F(u)$, например гауссовой. Здесь θ - фаза электрона относительно синхронной с ним комбинационной волны [4-7], J - амплитуда высокочастотного тока электронов, $a = A_s \bar{A} \mu e^2 / (2m^2 c^4 \bar{\gamma}^2 C^2)$ - нормированная комплексная амплитуда рассеянной волны, $\mu = \bar{\gamma}^{-2}$ - параметр инерционной группировки электронов, $u = \mu(\gamma - \bar{\gamma}) / (\bar{\gamma} C)$ и $\sigma = \mu \Delta\gamma / (\bar{\gamma} C)$ - нормированные относительные изменение энергии и ширины энергетического разброса электронов, δ - так же нормированное расстояние между гармониками накачки, $C = (4\pi^2 e^3 j_0 I_i / m^3 c^4 \bar{\omega}_s^2 \bar{\omega}_i^2 \bar{\gamma}^3)^{1/3}$ - параметр усиления (параметр Пирса), j_0 - плотность тока пучка, $Z = z C \bar{\omega}_s / c$ и $\tau = \bar{\omega}_s C (t - z/c) (c/\bar{V} - 1)^{-1}$ - безразмерные координата и бегущее время.

3. Результаты моделирования и оценки параметров

Для численного моделирования выберем следующие параметры рассеиваемого излучения накачки: центральная длина волны 1054 нм, относительная ширина спектра 1%, энергия импульса 10 кДж при его длительности импульса 1 нс и мощности 0.1 ТВт. Пусть сильноточный пучок имеет энергию электронов 2,5 МэВ и ток 3 кА. Пучок фокусируется магнитным полем и имеет форму цилиндра геометрию с диаметром 0,3 мм. Разброс по энергиям электронов возьмем на уровне 1% [8]. При указанных характеристиках поля накачки и пучка электронов параметр усиления (параметр Пирса) $C = 7,5 \cdot 10^{-6}$ и параметр разброса энергий частиц $\sigma = 20$.

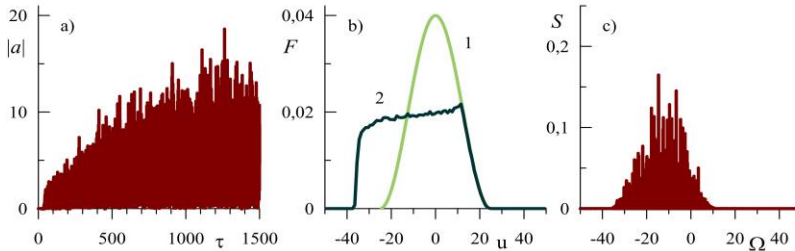


Рис. 1. Спонтанное рассеяние. а) Зависимость амплитуды поля от времени $|a(Z=L, \tau)|$, б) деформация энергетического распределения электронов $F(u)$ (1 - начальное распределение, 2 - распределение на выходе из области взаимодействия), в) спектральная мощность рассеянного излучения в установившемся режиме. Электронный пучок имеет начальный энергетический разброс $\Delta\gamma/\bar{\gamma}=1\%$ (т.е. $\sigma=20$), накачка монохроматическая: $\Delta\omega_i/\bar{\omega}_i=0$.

Fig. 1. Spontaneous scattering. a) Time dependence of the scattered wave amplitude $|a(Z=L, \tau)|$, b) an energy distribution of electrons $F(u)$ at the initial (1) and final (2) stages of interaction between an electron beam and a polychromatic pumping, c) the scattered radiation spectrum. The electron energy spread is $\Delta\gamma/\bar{\gamma}=1\%$ ($\sigma=20$), the pumping is monochromatic: $\Delta\omega_i/\bar{\omega}_i=0$.

Результаты моделирования для монохроматической и широкополосной накачек представлены на Рис. 1 и 2. Как показывают расчеты, при узкополосной накачке рассеянное излучение нарастает линейно (Рис. 1 а), приводит к образованию плато на функции распределения электронов из-за их торможения (линия 2 на Рис. 1 б) и является некогерентным шумом в широком диапазоне частот (Рис. 1 в, где $\Omega = (c/\bar{V} - 1)\delta\omega_s/(C\omega_s)$). Система работает в подобном режиме спонтанного рассеяния даже при уширении спектра накачки до величин, сравнимых с половиной ширины начальной функции распределения электронов (линия 1 на Рис. 1 б). Эффективность энергообмена при таком уширении падает, ширина плато на функции рас-

пределения электронов остается почти неизменной и соответствует энергетическому разбросу электронов около 1,5%, (линия 2 на Рис. 1 б).

Увеличим относительную ширину спектра накачки до величины начального разброса электронов по энергиям: в представленном на Рис. 2 случае – это $\Delta\gamma/\gamma = 1\%$. Тогда выходящее поле нарастает экспоненциально (Рис. 2 а) примерно до такого же уровня, как и в случае спонтанного рассеяния. Характер деформации функции распределения электронов качественно не изменяется по сравнению со случаем монохроматической накачки (ср. линии 2 на Рис. 1 б и Рис. 2 б), как и электронный КПД. Однако спектр выходящего излучения стал в несколько раз уже и увеличился по амплитуде в области частот $\bar{\omega}_s$, отвечающих индуцированному рассеянию [9]. Дальнейшее уширение спектра накачки или уменьшение ширины энергетического разброса электронов приводит к более интенсивному излучению на частотах около $\bar{\omega}_s$, сужению спектра рассеянного излучения, повышению электронного КПД и амплитуды выходящего поля.

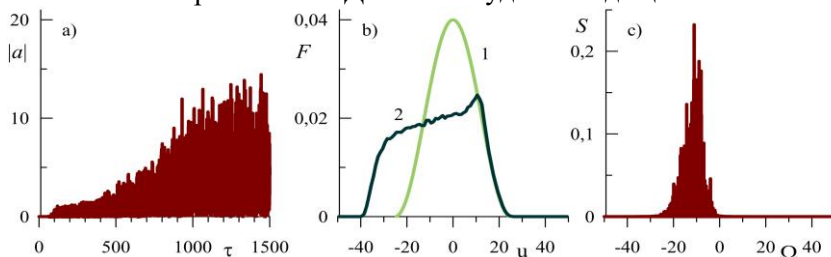


Рис. 2. Индуцированное рассеяние. а) Зависимость амплитуды поля от времени $|a(Z=L, \tau)|$, б) деформация энергетического распределения электронов $F(u)$ (1 - начальное распределение, 2 - распределение на выходе из области взаимодействия), в) спектральная мощность рассеянного излучения в установившемся режиме. Электронный пучок имеет начальный энергетический разброс $\Delta\gamma/\bar{\gamma} = 1\%$ ($\sigma = 20$), накачка частично когерентная: $\Delta\omega_i/\bar{\omega}_i = 1\%$.

Fig. 2. Stimulated scattering. а) Time dependence of the scattered wave amplitude $|a(Z=L, \tau)|$, б) an energy distribution of electrons $F(u)$ at the initial (1) and final (2) stages of interaction between an electron beam and a polychromatic pumping, в) the scattered radiation spectrum. The electron energy spread is $\Delta\gamma/\bar{\gamma} = 1\%$ ($\sigma = 20$), the pumping is partially coherent: $\Delta\omega_i/\bar{\omega}_i = 1\%$.

В целом процесс аналогичен имеющему место в условиях квазилинейной релаксации [4-7]. В результате электронный КПД растет пропорционально ширине плато на функции распределения. Так, при нормированной длине $L = 1200$, которой соответствует физическая длина области рассеяния 26 см, достигается КПД 0,1%. При этом мощность частично когерентного излучения рентгеновского диапазона будет на уровне 10 МВт.

4. Заключение

В работе численно исследована возможность индуцированного обратного комптоновского рассеяния частично когерентной накачки на сильноточном пучке со значительным энергетическим разбросом умеренно релятивистских электронов. Продемонстрирован переход от широкополосного некогерентного спонтанного рассеяния для квазимонохроматической накачки к более мощному индуцированному рассеянию при относительной ширине спектра накачки, сравнимой или превышающей относительный разброс электронов пучка по энергиям. Благодаря большой плотности электронного пучка, находящегося в сильном поле оптической накачки, происходит постоянное излучение и поглощение рассеянных фотонов; как только доля фотонов, излученных на частотах, близких к $\bar{\omega}_s$, превысит уровень спонтанных шумов, рассеяние приобретает индуцированный характер. Этот процесс сопровождается частичной фазировкой излучения электронных фракций, находящихся в комбинационном синхронизме с выходящей индуцированно рассеивающейся волной и соответствующими разночастотными волнами накачки, и становится определяющим процессом, когда сравниваются относительные ширины спектра накачки и функции распределения электронов по энергиям. Для однопроходных ЛСЭ-усилителей такой результат в целом аналогичен известному в физике плазмы для ряда плазменно-пучковых неустойчивостей [9].

Оценки показывают, что использование частично когерентной оптической накачки, созданной, например, 192 мощными лазерами многоканального комплекса NIF (Ливермор, США) [3], и умеренно-релятивистского сильноточного электронного пучка, созданного электронной пушкой на основе фотоинжектора [8], позволяет получить на длине области рассеяния ~ 20 см индуцированное усиление шумов в диапазоне длин волн ~ 10 нм на уровне десятков Дб. Предложенная концепция многочастотной частично когерентной накачки может обеспечить достаточно высокую эффективности трансформации энергии пучка электронов в энергию коротковолнового (рентгеновского) излучения на уровне $>0,1\%$.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта Российского фонда фундаментальных исследований № 15-02-06031.

Список литературы

[1] Sprangle P., Ting A., Esarey E., and Fisher A., [Tunable, short pulse hard x-rays from a compact laser synchrotron source], *J. Appl. Phys.*, 1992, vol. 72, pp. 5032-5038.

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

- [2] Vay J. L., [Noninvariance of Space- and Time-Scale Ranges under a Lorentz Transformation and the Implications for the Study of Relativistic Interactions], *Phys. Rev. Lett.*, 2007, vol. 98, pp. 130405 (1-4).
- [3] Park H.-S. et al., High-Adiabatic High-Foot Inertial Confinement Fusion Implosion Experiments on the National Ignition Facility], *Phys. Rev. Lett.*, 2014, vol.112, pp. 055001 (1-5).
- [4] Богмолов Я.Л., Гинзбург Н.С., Голубятникова Е.Р., [Стохастическое торможение частиц в поле некогерентной накачки или в случайном магнитостатическом поле и пространственное усиление монохроматического электромагнитного излучения], *Изв. вузов, Радиофизика*, 1995, Т. 38, С. 280-286.
- [5] Ginzburg N. S. and Kocharovskaya E. R., [Quasilinear theory of terahertz free-electron lasers based on Compton scattering of incoherent pump wave by intense relativistic electron beam], *Physical Review Accelerators and Beams*, 2016, vol. 19, pp. 080701(1-9).
- [6] Vinokurov N. A., Huang Z., Shevchenko O. A., and Kim K. J., [Quasilinear theory of high-gain FEL saturation], *Nucl. Instrum. Methods Phys. Res., Sect. A*, 2001, vol. 475, pp. 74-78.
- [7] Ginzburg N. S. and Shapiro M. A., [Quasi-linear theory of multimode free-electron lasers with an inhomogeneous frequency broadening], *Opt. Commun.*, 1982, vol. 40, pp. 215-218.
- [8] Месяц Г.А., *Взрывная электронная эмиссия*. М.: Изд. физ.-мат. лит., 2011. 280 с.
- [9] Кадомцев Б.Б., *Коллективные явления в плазме*. М.: «Наука», 1976. 240 с.

References

- [1] Sprangle P., Ting A., Esarey E., and Fisher A., [Tunable, short pulse hard x-rays from a compact laser synchrotron source], *J. Appl. Phys.*, 1992, vol. 72, pp. 5032-5038.
- [2] Vay J. L., [Noninvariance of Space- and Time-Scale Ranges under a Lorentz Transformation and the Implications for the Study of Relativistic Interactions], *Phys. Rev. Lett.*, 2007, vol. 98, pp. 130405 (1-4).
- [3] Park H.-S. et al., High-Adiabatic High-Foot Inertial Confinement Fusion Implosion Experiments on the National Ignition Facility], *Phys. Rev. Lett.*, 2014, vol.112, pp. 055001 (1-5).
- [4] Bogomolov Ya. L., Ginzburg N. S., and Golubyatnikova E. R., [Stochastic particle deceleration in the field of an incoherent pump wave or in a random magnetostatic field and effective amplification of monochromatic electromagnetic radiation], *Radiophys. Quantum Electron.*, 1995, vol. 38, pp. 183-188.
- [5] Ginzburg N. S. and Kocharovskaya E. R., [Quasilinear theory of terahertz free-electron lasers based on Compton scattering of incoherent pump wave by intense relativistic electron beam], *Physical Review Accelerators and Beams*, 2016, vol. 19, pp. 080701(1-9).
- [6] Vinokurov N. A., Huang Z., Shevchenko O. A., and Kim K. J., [Quasilinear theory of high-gain FEL saturation], *Nucl. Instrum. Methods Phys. Res., Sect. A*, 2001, vol. 475, pp. 74-78.
- [7] Ginzburg N. S. and Shapiro M. A., [Quasi-linear theory of multimode free-electron lasers with an inhomogeneous frequency broadening], *Opt. Commun.*, 1982, vol. 40, pp. 215-218.
- [8] Mesyats G.A., *Explosive electron emission*. М.: FizMathLit, 2011. 280 p. (in Russian).
- [9] Kadomtsev B.B., *Collective phenomena in plasma*. М.: Nauka, 1976. 240 p. (in Russian).

Acknowledgements

The paper is based on the research, which was conducted in the framework of the project of the Russian Foundation for Basic Research No. 15-02-06031.

Influence of the slope of the leading magnetic field on the electron-wave interaction in terahertz gyrotrons

K. Leshceva^{1,2}, A. Sedov¹, A. Zuev¹,

¹*Federal research center «Institute of Applied Physics RAS»*

N. Novgorod, 46 Ulyanov str., 603950, Russia

²*Lobachevsky State University*

N. Novgorod, 23 Gagarin av., 603950, Russia

anton-sedov@mail.ru

Abstract: *In this paper, we analyze the effects associated with the slope of the leading magnetic field in the cavities of subterahertz and terahertz gyrotrons. The results of both simple analytical estimates and more complex ones including three-dimensional modeling are observed.*

Keywords: *gyrotron, terahertz wave, spectroscopy, diagnostic of various media*

Влияние наклона ведущего магнитного поля на электронно-волновое взаимодействие в резонаторах терагерцовых гиротронов

Зуев А.С.¹, Лещева К.А.^{1,2}, Седов А.С.¹

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: *В данной работе анализируются эффекты связанные с наклоном ведущего магнитного поля в резонаторах субтерагерцовых и терагерцовых гиротронов. Приводятся результаты как простых аналитических оценок, так и более сложных, в том числе трехмерного моделирования*

Ключевые слова: *гиротрон, терагерцовые волны, радиовидение, диагностика различных сред*

1. Введение

Ряд причин, таких как технологические погрешности при изготовлении гиротрона или неточная юстировка магнитного поля соленоида, могут привести к различного рода эффектам, связанным с нарушением азимутальной симметрии системы резонатор-пучок. С увеличением частоты работы прибора и, соответственно, с укорочением длины волны происходит миниатюризация пространства взаимодействия и всех элементов гиротрона, существенно растёт влияние точности изготовления и юстировок на эффективность его работы.

Простейшая модель оценки эффекта наклона пучка

Рассмотрим некоторые аналитические оценки на изменение фактора связи и параметра тока в зависимости от величины наклона пучка.

Для симметричного электронного пучка фактор связи может быть рассчитан по известной формуле:

$$G_{mp} = \frac{J_{m-n}^2(v_{mp} R_0 / R_p)}{J_m^2(v_{mp})(v_{mp}^2 - m^2)} \quad (1),$$

где v_{mp} — корень уравнения $J_m'(v_{mp}) = 0$, соответствующий рассматриваемой $TE_{m,p}$ моде, $J_m(v_{mp})$ — функция Бесселя, R_p — радиус цилиндрической части резонатора. R_0 — радиальная координата ведущего центра электронных орбит.

В первом приближении для оценки снижения КПД можно использовать простую модель, введя эффективный фактор связи, проводя усреднение выражения (1) по угловой координате и по длине пространства взаимодействия. В дальнейших выкладках и моделировании будем предполагать, что центр пучка в начале резонатора находится на оси резонатора (Рис.1). Радиус пучка для каждой координаты z и для каждой азимутальной фракции, можно выразить следующим образом: $R_q = R_{q0} + z * \sin(\alpha) * \cos(\varphi)$, где R_{q0} — радиус несмещенного пучка α — угол наклона пучка к оси резонатора. В практически важных случаях смещение пучка мало. Это позволяет разложить функцию Бесселя под интегралом в ряд по величине $v_{mp} * d / R_p$. При этом, так как невозмущенный

пучок соответствует максимуму функции Бесселя, первым ненулевым членом разложения будет квадратичным:

$$J_{m-n}(v_{mp}(R_{00} + z \cdot \sin(\alpha) \cdot \cos(\varphi))/R_p) \cong J_{m-n}(v_{mp}R_{00}/R_p) + \frac{\chi(z \cdot \sin(\alpha) \cdot \cos(\varphi))^2}{2}, (2)$$

$$\text{где } \chi = \frac{J_{m-n-2}(v_{mp}R_{00}/R_p) - 2J_{m-n}(v_{mp}R_{00}/R_p) + J_{m-n+2}(v_{mp}R_{00}/R_p)}{4} \left(\frac{v_{mp}}{R_p} \right)^2.$$

После интегрирования выражение для эффективного фактора связи примет вид:

$$G_{mp} = G_{mp0} \left(1 + \frac{\chi \cdot l^2 \cdot \sin^2(\alpha)}{6J_{m-n}(v_{mp}R_{00}/R_p)} \right) \quad (3)$$

где G_{mp0} — фактор связи несмещенного пучка.

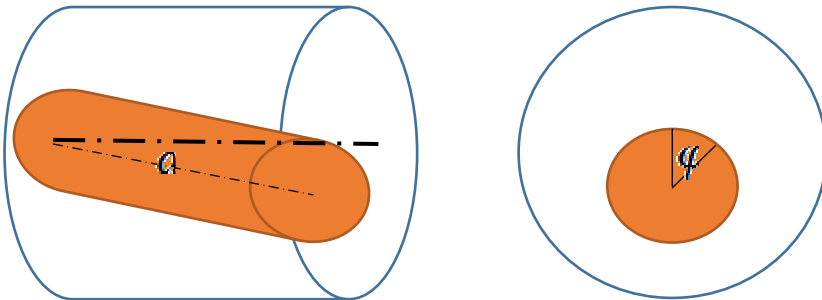


Рис. 1. Схематическое изображение резонатора и наклоненного пучка

Пример гиротрона на частоте 95 ГГц

В настоящее время одним из наиболее активно осваиваемых диапазонов СВЧ-электроники является диапазон около 95 ГГц. С одной стороны, этот диапазон соответствует одному из окон прозрачности атмосферы, с другой - длина волны излучения достаточно мала, что делает его привлекательным для многочисленных научно-технологических приложений, включая задачи радиовидения и обнаружения скрытых предметов, в том числе взрывчатых и наркотических веществ. В настоящее время в ИПФ ведется разработка узлов гиротронного комплекса с выходной мощностью несколько киловатт.

Попробуем по приведенным в п.2 формулам оценить влияние перекоса магнитного поля для данного комплекса. Было рассмотрено три варианта гиротрона, работающего на различных гармониках гирочастоты. Результаты оценок приведены в таблице 1

Как видно для гиротрона на первой гармонике выходной КПД практически не меняется, что объясняется слабым изменением структурного фактора и выбором оптимального с точки зрения КПД режима. Для второй гармоники усреднённый структурный фактор G при перекосе на 1 градус уменьшается более существенно (на 20%), так как длина резонатора больше, при этом КПД гиротрона упало на 9%. Для гиротрона на третьей гармонике Усреднённый структурный фактор G при перекосе на 1 градус уменьшается приблизительно на 50%, при этом КПД гиротрона падает наполовину до 2.3%.

Табл. 1: Характеристики 3 проектов гиротрона с частотой 95 ГГц отличающихся номером циклотронной гармоники и оценка влияния наклона магнитного поля на спад КПД

Номер гармоники	Ускоряющее напряжение, кВ	Ток, А	Длина резонатора, мм	КПД без наклона поля, %	КПД с наклоном, %
1	30	0.67	23	25	25
2	20	1,9	48	13	11
3	20	5,5	64	4,6	2,3

Следует отметить, что приведенная оценка верна лишь качественно, так как мы использовали простое усреднение по координате z , в то время как основная часть отъема энергии у электронного пучка происходит ближе к концу пространства взаимодействия, то есть там, где смещение пучка относительно оптимального максимально. Таким образом, при вычислении взаимодействия с помощью более сложных моделей эффект уменьшения КПД возрастет в несколько раз, что и будет представлено ниже. Однако важной особенностью полученной оценки является факт квадратичной зависимости величины эффекта от длины резонатора, что подтверждает его высокую важность при проектировании маломощных гиротронов, длина резонатора у которых в 3-4 раза выше, чем у более мощных приборов

Пример гиротрона на частоте 263 ГГц

Другим рассматриваемым примером является гиротрон с частотой 263 ГГц. на первой гармонике гирочастоты. Он работает на моде $TE_{5,3}$ и его выходная мощность составляет 1кВт.

Для более полного анализа возможных эффектов было учтено влияние трехмерных возмущений, возникающих при наклоне оси магнитного поля. Данные расчеты были проделаны на базе пакета CST Studio Suite. Проведение прямого трехмерного моделирования позволило, как сравнить полученные в различных подходах результаты, так и выявить некоторые другие эффекты, которые невозможно промоделировать в рамках модели с усредненными уравнениями.

На рис. 2 представлены зоны генерации исследуемого гиротрона для случая ненаклонного магнитного поля и поля наклоненного на 1 градус относительно оси симметрии. КПД на данных графиках нормировался на максимальное значение, полученное для случая не наклонённого пучка, что составило величину около 15%. Это хорошо соответствует как результатам расчетов по усредненным уравнениям, так и результатам проведенных экспериментов. Расчет производился с учетом реальных факторов электронного пучка и омических потерь в стенках резонатора. Полученный результат демонстрирует, что при величине наклона 1 градус относительное снижение эффективности генерации составляет более 50%. На рисунке изображено характерное сечение пространства взаимодействия для обоих рассматриваемых случаев.

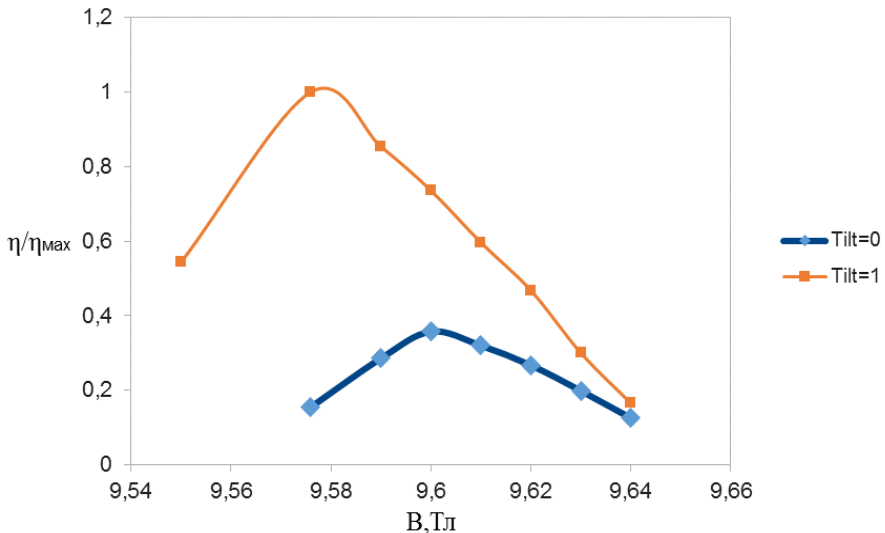


Рис. 2. Зоны генерации исследуемого гиротрона. КПД нормирован на максимальное значение для несмещенного пучка

Источники финансирования и выражение признательности

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №17-79-10422).

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.

Maintenance of working efficiency of MOS devices at a radiation effect

¹Bogatyrev Yu.V., ¹Lastovski S.B., ¹Ogorodnikov D.A. ²Shwedov S.V.,
²Grinevski S.M., ²Ket'ko A.V.

¹Scientific-Practical Materials Research Centre NAS of Belarus

Minsk, 220072, Belarus

bogat@ifttp.bas-net.by

²Joint Stock Company "Integral"

Minsk, 220108, Belarus

office@bms.by

Abstract: The description of some technological, constructive and circuit methods of maintenance of radiation hardness of MOS devices (MOS transistors and CMOS integrated microcircuits), including developments of radiation-hard submicron (0,35 microns) n-MOS transistors, MOS/SOI transistors, MOS structures Al-Nb₂O₅-SiO₂-Si, is presented.

Keywords: radiation hardness, integrated microcircuit, transistor, gamma radiation, electron radiation.

Обеспечение работоспособности МОП-приборов при радиационном воздействии

¹Богатырев Ю.В., ¹Ластовский С.Б., ¹Огородников Д.А.
²Шведов С.В., ²Гринеvский С.М., ²Кетько А.В.

¹Научно-практический центр НАН Беларуси по материаловедению

г. Минск, 220072, Беларусь

bogat@ifttp.bas-net.by

²ОАО «Интеграл»

г. Минск, 220108, Беларусь

office@bms.by

Аннотация: Представлено описание ряда технологических, конструктивных и схемотехнических методов обеспечения радиационной стойкости МОП-приборов (МОП-транзисторов и КМОП интегральных микросхем), в том числе разработки радиационностойких субмикронных (0,35 мкм) n-МОП-транзисторов, МОП/КНИ-транзисторов, МОП-структур Al-Nb₂O₅-SiO₂-Si.

Ключевые слова: радиационная стойкость, транзистор, интегральная микросхема, гамма-излучение, электронное излучение.

1. Введение

В настоящее время проблема обеспечения радиационной стойкости микросхем решается несколькими путями: технологический (использование специализированных технологических процессов изготовления сверхбольших интегральных схем (СБИС) и специализированных материалов: «кремний на изоляторе» (КНИ), гетероструктур и т.п.), конструктивный (специализированные корпуса, методы локальной защиты), схемотехнический (применение библиотек элементов с мажоритированием на уровне вентилей, кодеров, декодеров Хэмминга и др.) [1].

На основании информации из литературных источников и проведенных нами экспериментальных исследований приборов со структурой МОП (металл-окисел-полупроводник) (МОП-транзисторов и комплементарных МОП интегральных микросхем — КМОП ИМС) в данной работе рассмотрен ряд методов обеспечения их радиационной стойкости.

2. Краткий обзор литературы

Вопросы оптимизации технологии изготовления МОП-приборов, с точки зрения их радиационной стойкости, рассматривались в ряде работ [2-8]. Отмечается, что из конструктивных параметров МОП-приборов наибольшее влияние на радиационную стойкость оказывают: толщины подзатворного и изолирующего оксидов (при стационарном облучении), а также глубины карманов и эпитаксиальных слоев (при импульсном облучении). Наиболее чувствительными структурами (по дозовым эффектам) являются активные МОП-транзисторы (особенно п-канальные) и паразитные МОП-транзисторы, связанные с изолирующим оксидом. Поэтому основное влияние на радиационную стойкость МОП-приборов оказывают температурный режим, механические напряжения и неконтролируемые примеси. Разброс параметров технологического процесса может приводить к изменению характеристик нестехиометричного оксида вблизи кремния, а также к введению различных примесей, в основном водородосодержащих. Эти факторы приводят к нестабильности характеристик радиационной стойкости МОП-транзисторов (например, возникновению токов утечки подзатворного оксида и канала).

В работе [6] рассмотрены основные задачи и направления работ по созданию радиационностойких СБИС. Подчеркивается, что радиационные

отказы современных СБИС как по дозовым эффектам (утечкам по «толстому» окислу), так и по эффектам мощности дозы (тиристорному эффекту, «просадке» напряжений при протекании ионизационных токов) в основном связаны с реакцией паразитных структур. Контроль радиационной стойкости готовых СБИС на сложно-функциональных блоках и Система-на-Кристалле затруднен их очень высоким уровнем сложности и отсутствием в большинстве случаев методических и аппаратно-программных средств проведения, с одной стороны, оперативного, а с другой — достаточно полного функционального контроля СБИС в реальных активных динамических режимах их работы в ходе радиационных испытаний.

В работе [7] отмечалась общая тенденция основных зарубежных фирм (Honeywell, Aeroflex, Atmel, Xilinx, Actel) – повышение радиационной стойкости ИС на всех этапах конструирования (выбор схемотехнических элементов, моделирование в САПР, процесс изготовления, корпусирование).

В обзорной статье [8] обсуждались вопросы, связанные с воздействием ионизирующей радиации на глубокие субмикронные КМОП приборы, а также перспективные материалы (ультратонкие подзатворные окислы, диэлектрики с высокой диэлектрической постоянной).

3. Разработанные методы обеспечения радиационной стойкости МОП-приборов

В результате наших исследований [9] тестовых n - и p -МОП-транзисторов (элементов субмикронных (0,35 мкм) КМОП ИМС) при воздействии гамма-излучения Co^{60} установлено, что сток-затворные вольтамперные характеристики (ВАХ) n -МОП-транзисторов «кольцевой» конструкции при облучении дозой $D = 10^4$ Гр практически не изменились (рис. 1). У n -МОП-транзисторов «кольцевой» конструкции (сток окружен затвором) при облучении токи утечки практически не возрастают, поскольку там не имеется активных краевых областей, перекрываемых поликремниевым затвором, т. е. нет контакта между толстым изолирующим окислом и p -областью подложки, где могут протекать токи утечки [10].

Конструктивные методы являются достаточно эффективным и экономичным подходом — создание новых типов специализированных корпусов с интегрированными в конструкцию корпуса экранами радиационной защиты. Нами было установлено [11], что применение экранов локальной радиационной защиты на основе покрытий висмут/сурьма и композита вольфрам-медь ($\text{W}_{75}\text{Cu}_{25}$) позволяет повысить стойкость КМОП

БИС постоянных программируемых запоминающих устройств (ППЗУ) информационной емкостью 256 К к воздействию электронного излучения с энергией 1,8 МэВ в 13-16 раз до флюенсов $\Phi_e = (3 \div 6) \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$ или обеспечить функционирование ППЗУ 256 К при эквивалентных значениях флюенсов $\Phi_p = (2,25 \div 4,5) \cdot 10^{13} \text{ см}^{-2}$ протонного излучения с энергией 23,3 МэВ (табл. 1).

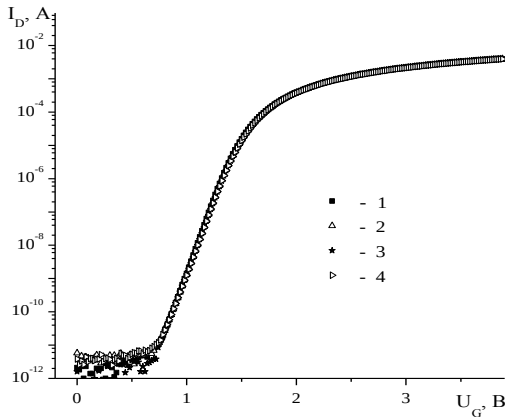


Рис. 1. Влияние гамма-излучения на сток-затворные ВАХ n -МОП-транзисторов с «кольцевой» геометрией: 1 – $D = 0$; 2 – $2 \cdot 10^3 \text{ Гр}$; 3 – $6 \cdot 10^3 \text{ Гр}$; 4 – 10^4 Гр .

Fig. 1. Influence of a gamma radiation on drain-gate I-V characteristics of n -MOS-transistors with "ring" geometry: 1 – $D = 0$; 2 – $2 \cdot 10^3 \text{ Gy}$; 3 – $6 \cdot 10^3 \text{ Gy}$; 4 – 10^4 Gy .

Табл. 1. Уровни стойкости КМОП БИС ППЗУ (отказ по функционированию).
Table 1. Levels of CMOS SRAM' hardness (failure on functioning)

Вид воздействия	Образец № 1 (без экрана)	Образец № 2 (с экраном $W_{75}Cu_{25}$)	Образец № 3 (с экраном Bi/Sb)
Электроны с $E_e = 1,8 \text{ МэВ}$, $\Phi_e (\text{см}^{-2})$ (эксперимент)	$< 1 \cdot 10^{13}$	$< 6 \cdot 10^{14}$	$< 3 \cdot 10^{14}$
Протоны с $E_p = 23,3 \text{ МэВ}$, $\Phi_p (\text{см}^{-2})$ (расчет)	$7,5 \cdot 10^{11}$	$4,5 \cdot 10^{13}$	$2,25 \cdot 10^{13}$

Авторами выполнены исследования тестовых элементов КМОП/КНИ БИС — тестовых транзисторных МОП/КНИ-структур с каналом n -типа [12], которые изготавливались на КНИ-подложках по проектной норме от 0,6 мкм и выше. КНИ-структуры имели толщину эпитаксиальной пленки кремния $d_{Si} = 0,2 - 0,3 \text{ мкм}$ и скрытого окисла — 0,4 мкм.

Тестовые МОП/КНИ-транзисторы имели различные соотношения длины $L = 0,6 - 1,2$ мкм и ширины канала $W = 4,8$ мкм, а также Н-образную конфигурацию запитки канала. Установлено, что наиболее высокую радиационную стойкость (до $D = 1,2 \cdot 10^4$ Гр) показали МОП/КНИ-транзисторы с $d_{Si} = 0,3$ мкм (рис. 2). При этом величина сдвига порогового напряжения паразитного транзистора еще дополнительно уменьшается при отрицательном смещении подложки $U_{Sub} = -3$ В с ростом длины канала от 0,6 до 1,2 мкм.

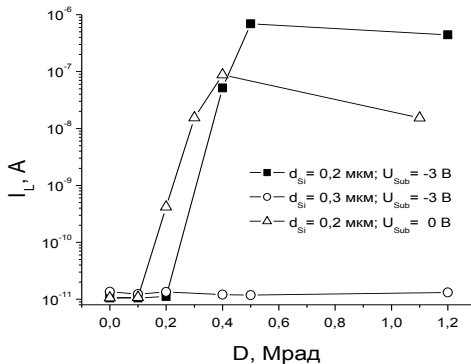


Рис. 2. Дозовые зависимости токов утечки МОП/КНИ транзисторов с различной толщиной пленки кремния.

Fig. 2. Dose dependences of leak currents of MOS/SOI transistors with various thickness of a silicon film

Предложена конструкция радиационностойкого МОП-прибора на основе структуры $Al-Nb_2O_5-SiO_2-Si$ [13]. Суммарная толщина диэлектрика составляла около 0,2 мкм. Обнаружено, что облучение данных структур гамма-квантами Co^{60} при положительном напряжении на затворе $U_{з.обл} = +5$ В приводит к образованию небольшого отрицательного эффективного заряда в диэлектрике, а при нулевом и отрицательном напряжениях накапливается незначительный положительный заряд в диэлектрике. Во всех режимах облучения до $D_7 = 10^7$ рад значения порогового напряжения $U_{пор}$ остаются в пределах $\pm 0,4$ В. Повышенная радиационная стойкость МОП-структур с пленками Nb_2O_5 обусловлена высокой диэлектрической проницаемостью Nb_2O_5 ($\epsilon_d = 11-40$). При этом изменение порогового напряжения при облучении уменьшается, т.к. $\Delta U_{пор} = Q_R / C_D$; $C_D = \epsilon_0 \epsilon_d S / d$ (Q_R - накопленный заряд в диэлектрике, C_D - емкость диэлектрика, S - площадь, d - толщина диэлектрика). Кроме того, выбор оптимального отношения толщин пленок Nb_2O_5 и SiO_2 также приводит к повышению радиационной стойкости МОП-структур вследствие взаимной компенсации отрицательного заряда в слое Nb_2O_5 положительным зарядом в слое SiO_2 .

4. Заключение

Рассмотрены различные методы обеспечения работоспособности МОП-приборов при воздействии ионизирующих излучений (по материалам литературных источников и авторских разработок). Отмечаются три основных группы методов обеспечения радиационной стойкости микросхем: технологических, конструктивных и схемотехнических.

В результате наших исследований элементов КМОП ИМС при воздействии гамма-излучения Co^{60} установлено, что характеристики субмикронных (0,35 мкм) n-МОП-транзисторов «кольцевой» конструкции при облучении дозой 10^4 Гр практически не изменились. Выявлено, что высокую радиационную стойкость (до $1,2 \cdot 10^4$ Гр) показали МОП/КНИ-транзисторы с толщиной пленки кремния 0,3 мкм. Нами было установлено, что применение экранов локальной радиационной защиты на основе покрытий висмут/сурьма и композита вольфрам-медь ($\text{W}_{75}\text{Cu}_{25}$) повышает в десятки раз стойкость КМОП БИС ППЗУ 256 К к воздействию электронов с энергией 1,8 МэВ. Авторами предложена конструкция радиационно-стойкого МОП-прибора на основе структуры $\text{Al-Nb}_2\text{O}_5\text{-SiO}_2\text{-Si}$.

Список литературы

- [1] Богатырев Ю.В., Шведов С.В. Радиационностойкие интегральные схемы // Наука и инновации. 2012. № 3 (109). С. 13-15.
- [2] Першенков В.С., Попов В.Д., Шальнов А.В. Поверхностные радиационные эффекты в элементах интегральных микросхем. М., 1988. 256 с.
- [3] Коршунов Ф.П., Богатырев Ю.В., Вавилов В.А. Воздействие радиации на интегральные микросхемы. Минск, 1986. 254 с.
- [4] Чумаков А.И. Действие космической радиации на интегральные схемы. М., 2004. 320 с.
- [5] Баранов В.В., Прибыльский А.В. Методы повышения устойчивости КМОП БИС к внешним воздействиям // Доклады БГУИР. 2003. № 1. С. 102-106.
- [6] Никифоров А.Ю. Актуальные задачи создания радиационностойких изделий микроэлектроники // Научная сессия МИФИ-2005. Том 1. С. 204-205.
- [7] Юдинцев В. Радиационностойкие интегральные схемы. Надежность в космосе и на земле // Электроника: наука, технология, бизнес. 2007, № 5. С. 72-77.
- [8] Barnaby H.J. Total-Ionizing-Dose Effects in Modern CMOS Technologies // IEEE Trans. Nucl. Science. 2006. V. 53, No. 6. P. 3103-3121.
- [9] Радиационные эффекты в элементах субмикронных КМОП интегральных схем / Коршунов Ф.П., Богатырев Ю.В., Белоус А.И., Шведов С.В., Ластовский С.Б. Карась В.И., Гуринович В.А. // Доклады БГУИР. 2011. № 4 (58). - С. 43-48.
- [10] Muller R.S., Kamins T.I. Device Electronics for Integrated Circuits. - 2nd ed. New York: Wiley, 1986. 524 p.
- [11] Конструктивные методы обеспечения функционирования микросхем памяти при радиационном воздействии / Богатырев Ю.В., Грабчиков С.С., Ластовский С.Б., Турце-

вич А.С., Шведов С.В. // Материалы 24-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (Севастополь, 7-13 сент. 2014 г.). Т. 2. С. 849-851.

[12] Влияние гамма-излучения на МОП/КНИ-транзисторы / Ю.В. Богатырев, С.Б. Ластовский, С.А. Сорока, С.В. Шведов, Д.А. Огородников // Доклады БГУИР. 2016, № 3(97). С. 75-80.

[13] Богатырев Ю.В. Воздействие ионизирующих излучений на структуры металл-диэлектрик-полупроводник и приборы на их основе. Автореферат диссертации на соискание ученой степени доктора технических наук (01.04.10; 05.27.01). Минск, Институт физики твердого тела и полупроводников НАН Беларуси. 1998. 36 с.

References

[1] Bogatyrev Yu.V., Shvedov S.V. [Radiation hard integrated circuits]. *Nauka i innovatsii*, 2012, no 3 (109), pp. 13-15. (In Russian).

[2] Pershenkov V.S., Popov V.D., Shal'nov A.V. *Poverhnostnye radiacionnye jeffekty v jelementah integral'nyh mikroshem* [Surface radiation effects in elements of integrated circuits]. Moscow, 1988, 256 p. (In Russian).

[3] Korshunov F.P., Bogatyrev Yu.V., Vavilov V.A. *Vozdejstvie radiatsii na integral'nye mikroshemy* [Effects of radiation on integrated circuits]. Minsk, 1986, 254 p. (In Russian).

[4] Chumakov A.I. *Dejstvie kosmicheskoy radiatsii na integral'nye shemy* [Effects of cosmic radiation on integrated circuits]. Moscow, 2004, 320 p. (In Russian).

[5] Baranov V.V., Pribyl'ski A.V. [Methods of increase of CMOS LSI stability to external effects]. *Doklady BGUIR*. 2003, no 1, pp. 102-106. (In Russian).

[6] Nikiforov A.Yu. [Actual problems of creation of radiation hard microelectronics products]. *Nauchnaja sessija MIFI-2005*. V. 1, pp. 204-205. (In Russian).

[7] Yudinsev V. [Radiation hard integrated circuits. Reliability in space and on land]. *Elektronika: nauka, tekhnologiya, biznes*. 2007, no 5, pp. 72-77. (In Russian).

[8] Barnaby H.J. Total-Ionizing-Dose Effects in Modern CMOS Technologies // *IEEE Trans. Nucl. Science*, 2006, v. 53, no. 6, pp. 3103 - 3121.

[9] Korshunov F.P., Bogatyrev Yu.V., Belous A.I., Shvedov S.V., Malyshev V.S., Lastovsky S.B., Karas' V.I., Gurinovich V.A. [Radiation effects in elements of submicron CMOS integrated circuits]. *Doklady BGUIR*. 2011, no 4 (58), pp. 43-48. (In Russian).

[10] Muller R.S., Kamins T.I. *Device Electronics for Integrated Circuits*. - 2nd ed. New York: Wiley, 1986. 524 p.

[11] Bogatyrev Yu.V., Grabchikov S.S., Lastovsky S.B., Turtsevich A.S., Shvedov S.V. [Constructive methods of functioning assurance of memory microcircuits at radiation influence]. *24th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2014)*. Sevastopol, 2014, pp. 849-851. (In Russian).

[12] Bogatyrev Yu.V., Lastovsky S.B., Soroka S.A., Shvedov S.V., Oгородников D.A. [Influence of gamma-radiation on MOS/SOI transistors]. *Doklady BGUIR*. 2016, no 3 (97), pp. 75-80. (In Russian).

[13] Bogatyrev Yu.V. *Vozdejstvie ionizirujushhej radiatsii na struktury metal-dielektrik-poluprovodnik i pribory na ikh osnove: avtoreferat diss. ... d-ra tekhn. nauk* [Effect of the ionizing radiation on the metal-insulator-semiconductor structures and devices on their basis: : doct's dissertation abstract]. Minsk, 1998, 36 p. (In Russian).

Design issues of radiation tolerant RF power amplifier in 180nm SOI CMOS

Nikita M. Zhidkov^{1,2}, Vadim V. Elesin^{1,2}, Nikolay A. Usachev^{1,2},
 Denis I. Sotskov^{1,2}, Galina N. Nazarova^{1,2}, George V. Chukov^{1,2},
 Igor O. Metelkin^{1,2}

¹National Research Nuclear University MEPhI (Moscow Engineering Physics Institute),
 Moscow, 115409, Russian Federation

²JSC "Specialized Electronic Systems"

Moscow, 115409, Russian Federation

nmzhv@spels.ru

Abstract: This paper presents design and measurement results of a radiation tolerant RF power amplifier (PA) with frequency range up to 3 GHz, fabricated in domestic 180 nm SOI CMOS process. Proposed A-class PA consist of amplification and driver stages based on A-type nMOSFETs with cut-off frequency more than 30 GHz. PA provides gain more than 10 dB, output power more than 11 dBm, power consumption less than 40 mA at 2.5 V supply. The proposed RF PA are SEL and catastrophic failure immuned to a LET of 80 MeV·cm²/mg and TID hard to greater than 300·10³ a.u.

Keywords: power amplifier, SOI CMOS, integrated circuit, radiation hardness, radio frequency.

Особенности проектирования радиационно-стойких СВЧ усилителей мощности по технологии КМОП КНИ 180 нм

^{1,2}Жидков Н.М., ^{1,2}Елесин В.В., ^{1,2}Усачев Н.А., ^{1,2}Сотсков Д.С.,
^{1,2}Назарова Г.Н., ^{1,2}Чуков Г.В., ^{1,2}Метелкин И.О.

¹Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»

г. Москва, 115409, Российская Федерация

²АО «ЭНПО СПЭЛС», г. Москва

115409, Российская Федерация

nmzhv@spels.ru

Аннотация: Представлены особенности проектирования и результаты экспериментальных исследований функционального блока СВЧ усилителя мощности (УМ) класса А с диапазоном рабочих частот до 3 ГГц, изготовленного по отече-

ственной КМОП КНИ технологии 180 нм. УМ состоит из двух усилительных каскадов, выполненных на МОП-транзисторах А-типа с граничной частотой единичного усиления не менее 30 ГГц. Значение коэффициента усиления составляет не менее 10 дБ при уровне выходной мощности не менее 11 дБм в линейном режиме и не менее 14 дБм в режиме насыщения. Прогнозная оценка показателей стойкости к радиационным воздействиям выполнялась на основе результатов исследований тестовых структур: стойкость к дозовому воздействию составляет не менее $300 \cdot 10^3$ ед., тиристорный эффект и катастрофические отказы отсутствуют до уровня $80 \text{ МэВ} \cdot \text{см}^2/\text{мг}$.

Ключевые слова: усилитель мощности, КМОП КНИ технология, интегральная схема, радиационная стойкость, радиочастота.

1. Введение

Усилители мощности (УМ) являются базовыми составными функциональными блоками радиочастотного (РЧ) тракта приемо-передатчиков и предназначены для обеспечения требуемого уровня выходной мощности СВЧ-сигнала, поступающего в антенну.

КМОП технология «кремний-на-изоляторе» (КНИ) является перспективной в части ее использования при разработке аналого-цифровых РЧ высокоинтегрированных БИС благодаря меньшим (по сравнению с объемной кремниевой технологией) значениям паразитных емкостей МОП-транзисторов, высокой изоляции между соседними элементами. Положительным зарубежным опытом является реализация РЧ приемопередатчиков по КМОП КНИ технологиям, тогда как отечественные КМОП КНИ технологии применяются в основном для создания цифровых и низкочастотных аналого-цифровых БИС [1]. Ранее были [2] представлены результаты исследования СВЧ характеристик исходно «цифровой» отечественной КМОП КНИ технологии 180 нм, определены значения граничных частот МОП-транзисторов, разработаны и охарактеризованы изначально отсутствующие в составе библиотеки СВЧ-элементы.

Целью настоящей работы является проектирование радиационно-стойкого СВЧ УМ для применения в составе выходных каскадов приемо-передающих БИС, изготавливаемых по отечественной КМОП КНИ технологии 180 нм с шестью слоями металлизации и напряжением ядра 1,8 В.

2. Результаты проектирования

Проектирование СВЧ УМ выполнялось по методике, представленной в [3] и состоящей из *шести основных этапов*. На первом этапе, исходя

из требований к $R_{\text{нас.вых}}$ и $R_{\text{лин.вых}}$, с использованием выражения (1) [3] рассчитывают режимное значение тока стока (I_c) МОП-транзистора выходной усилительной секции (УС), определяют соответствующую ему ширину канала (W):

$$I_c \approx \frac{2 \cdot R_{\text{нас.вых}}}{U_{\text{пит}} - U_{\text{нас}}}, \quad (1)$$

где $U_{\text{пит}}$ – напряжение питания, $U_{\text{нас}}$ – напряжение насыщения, $R_{\text{нас.вых}}$ – выходная мощность в режиме насыщения.

На втором этапе проводят расчетно-экспериментальную оценку значений максимального коэффициента усиления (K_u), соответствующего устойчивой работе (MSG) МОП-транзисторов, на основе полученных данных определяют необходимое количество УС. С использованием выражения (2) [3] определяют требования к верхней границы линейности по выходу ($R_{\text{лин.вых}}$) и K_u входной и промежуточных УС:

$$\frac{1}{R_{\text{лин.вых}}} = \frac{1}{R_{\text{лин.вых}_n}} + \frac{1}{R_{\text{лин.вых}_{n-1}} \cdot K_{u_n}} + \dots + \frac{1}{R_{\text{лин.вых}_1} \cdot K_{u_1} \cdot \dots \cdot K_{u_n}}. \quad (2)$$

На третьем этапе на основе требований к $R_{\text{лин.вых}}$ входной и промежуточным УС с помощью выражения (1) определяют требуемые значения I_c и W .

На четвертом этапе определяют значение коэффициента отражения по выходу выходной УС с использованием нагрузочных кривых, наилучшего с точки зрения максимальной мощности, поступающей в нагрузку. На основе полученных результатов выполняют проектирование выходной LC согласующей цепи (LC-СЦ). Выполняют каскадирование усилительных секций, и, в случае их рассогласования, осуществляют проектирование входной и промежуточных LC-СЦ, выполняют меры по обеспечению устойчивости отдельных УС и СВЧ УМ в целом.

В ходе пятого этапа проводят схемотехническое моделирование СВЧ УМ с применением нелинейного анализа на основе метода гармонического баланса. С использованием выражения (3) [3] проводят расчет коэффициента полезного действия при суммировании мощности (PAE):

$$PAE = \frac{R_{\text{лин.вых}} - R_{\text{лин.вх}}}{P_{\text{потр}}} \cdot 100\%, \quad (3)$$

где $P_{\text{потр}}$ – мощность, потребляемая от источника питания.

На последнем этапе выполняют проектирование топологии и проводят ее полное электромагнитное (ЭМ) моделирование с целью учета

влияния паразитных элементов, обусловленных эффектами, возникающими в реальном функциональном блоке (наличие сопротивления межсоединений, паразитные емкости устройств и межсоединений), проводят схемно-топологическое моделирование, выполняют коррекцию параметров активных и пассивных элементов.

В настоящей работе применялась модель МОП-транзисторов, выполненная на основе ядра BSIMSOI, и дополненная внешней схемой на основе резисторов, индуктивностей и конденсаторов [4].

Радиационная стойкость обеспечена выбором стойкого к ионизирующим воздействиям технологического процесса (подход Radiation Hardening By Technology (RHBT)) [5]. Применение КМОП КНИ технологии в силу конструктивно-технологических особенностей [6] обеспечивает существенно меньшие (по сравнению с объемной кремниевой технологией) значения ионизационных токов, а также гарантирует отсутствие тиристорного эффекта и катастрофических отказов при воздействии отдельных ядерных частиц (ОЯЧ).

С целью апробации представленной инженерной методики выполнено проектирование СВЧ УМ, упрощенная электрическая схема и внешний вид топологии которого показаны на рис.1. СВЧ УМ построен по двухкаскадной схеме на основе МОП-транзисторов А-типа с длиной и шириной канала 0,18 и 504 мкм соответственно.

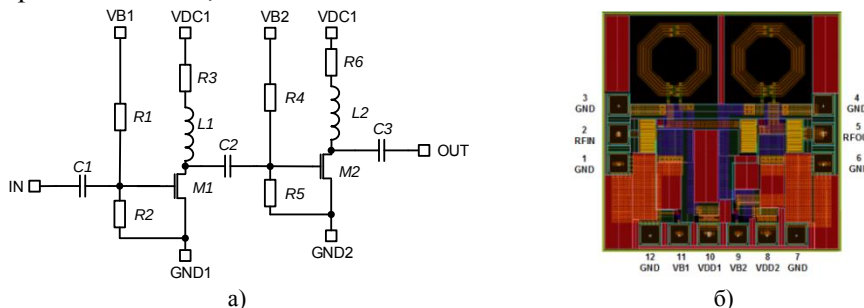


Рис.1 – Электрическая схема (а) и топология кристалла (б) СВЧ УМ, размеры кристалла составляют $0,9 \times 1,0 \text{ мм}^2$

Fig.1 – A simplified schematic (a) and die layout (b) of the PA, the die size is $0,9 \times 1,0 \text{ mm}^2$

3. Результаты экспериментальных исследований

Экспериментальные исследования СВЧ УМ проводились зондовыми методами на пластине с использованием автоматизированного аппаратно-программного измерительного комплекса с диапазоном рабочих частот от 0,01 до 67 ГГц на базе зондовой станции Cascade Summit 12000

[7]. Расчетные и экспериментальные зависимости K_u от частоты и $P_{\text{вых}}$ от уровня входной мощности на частоте 1 ГГц приведены на рис.2, экспериментальные значения параметров спроектированного СВЧ УМ обобщены в таблице 1. В диапазоне частот от 0,8 до 3 ГГц значение K_u составляет не менее 10 дБ, уровень выходной мощности составляет не менее 11,2 дБм в линейном режиме и не менее 14,7 дБм в режиме насыщения.

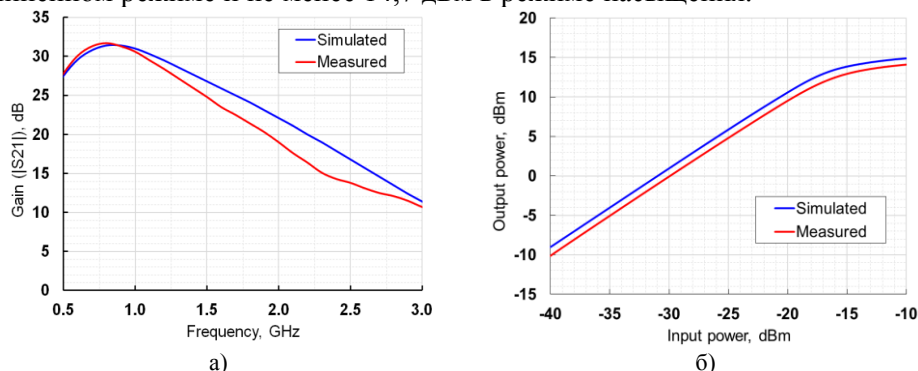


Рис. 2 – Расчетные и экспериментальные частотные зависимости коэффициента усиления (а), зависимости выходной мощности от входной на частоте 1 ГГц (б)

Fig. 2 – Measured and simulated gain frequency dependencies (a), output power versus input power (b) of SOI CMOS RF PA

Таблица 1. Параметры СВЧ УМ, изготовленных по КМОП и КМОП КНИ технологиям

Table 1. Comparison of parameters bulk CMOS and SOI RF power amplifiers

Parameter	This work	[8]	[9]	[10]	[11]
Technology process	0.18 μm SOI CMOS	0.18 μm CMOS	0.18 μm CMOS	0.18 μm CMOS	0.35 μm SOI CMOS
Frequency range, GHz	0,8...3,0	2,6...5,4	6,0...10,0	3,0...7,0	0,05...6,3
Gain, dB	30...10	15,8...14,6	10...8	15...14	6,5...5,1
Output 1dB compression power, dBm	11,2	9,1	5	7,0	14,8
Output saturated power, dBm	14,7	-	-	10,0	-
PAE, %	26	32	14	20	40
Power consumption, mW	108	25	18	24	50
Supply voltage, V	2,5	1,8	1,5	1,8	3,0

Оценка чувствительности к воздействию ОЯЧ и стойкости к дозовому воздействию проведена на основе результатов исследований тестовых структур, включающих одиночные МОП-транзисторы, радиочастотный усилитель класса А, генератор, управляемый напряжением, изготовленные по рассматриваемой технологии [2]. Установлено, что стойкость к дозовому воздействию составляет не менее $300 \cdot 10^3$ ед., тиристорный эф-

фект и катастрофические отказы отсутствуют до значений линейных потерь энергии не менее $80 \text{ МэВ} \cdot \text{см}^2/\text{мг}$.

В рамках дальнейшей работы планируется проведение исследований стойкости спроектированного СВЧ УМ к дозовому воздействию ионизирующего излучения и воздействию ОЯЧ.

4. Заключение

Представлены результаты проектирования СВЧ УМ класса А с диапазоном рабочих частот до 3 ГГц, изготовленного по отечественной КМОП КНИ технологии 180 нм. Значение коэффициента усиления составляет не менее 10 дБ при уровне выходной мощности не менее 11,2 дБм в линейном режиме и не менее 14,7 дБм в режиме насыщения. В результате экспериментальных исследований показано, что значения параметров СВЧ УМ находится в соответствии с результатами расчетного моделирования, выполненного с использованием уточненных РЧ моделей активных и пассивных элементов и учетом влияния паразитных элементов топологии. Расчетно-экспериментальная оценка стойкости к дозовому воздействию составляет не менее $300 \cdot 10^3$ ед., тиристорный эффект и катастрофические отказы при воздействии ОЯЧ отсутствуют до уровня $80 \text{ МэВ} \cdot \text{см}^2/\text{мг}$.

Список литературы

- [1] Nazarova G.N., Elesin V.V., Nikiforov A.Y., Kuznetsov A. G., Usachev N. A., Amburkin D. M. / The circuit and functional blocks for radiation-hard transceiver LSICs in SOI CMOS. // *Russian Microelectronics*. 2016. vol. 45. no. 1. pp. 72-80.
- [2] Elesin V.V., Usachev N.A., Nazarova G.N., Sotskov D.I., Nikiforov A.Y., Chukov G.V., Metelkin I.O., Zhidkov N.M. / Design possibilities of RF transceiver ICs for space applications in domestic 180 nm SOI CMOS. in *Proc. 26th Int. Crimean Conf. Microwave and Telecommunication Technology, CriMiCo 2016*. 2016. pp. 1723-1729.
- [3] S. Voinigescu. High-Frequency Integrated Circuits // Cambridge University Press. 2013. 921 p.
- [4] Метелкин И.О., Усачев Н.А., Чуков Г.В., Елесин В.В. Высокочастотная модель МОП КНИ-транзистора // Сб. трудов Международной научно-технической конференции «Электронные средства и системы управления». ТУСУР. 2014. С. 91-96.
- [5] Cressler J.D., Mantooth A. Extreme Environment Electronics. CRC Press. 2012. P. 1041.
- [6] Elesin V.V., Nazarova G.N., Chukov G.V., Kabal'nov Yu.A., Titarenko A.A. / Investigation of the possibility to develop radiation-hardness LSIs for navigational purposes according to the 0.35- μm domestic CMOS SOI technology // *Russian Microelectronics*. 2012. vol. 41. no. 4. P. 266–277.
- [7] Gromov D.V., Polevich S. A., Elesin V. V. Test and measurement system for microwave semiconductor devices and IC investigation on radiation hardness. in *Proc. 19th Int.*

Crimean Conf. Microwave and Telecommunication Technology, CriMiCo 2009. 2009. pp. 730-731.

[8] S. Wong, S. Maisurah, M. Osman, F. Kung, J. See / High Efficiency CMOS Power Amplifier for 3 to 5 GHz Ultra-Wideband (UWB) Application // *IEEE Transactions on Consumer Electronics*. 2009. vol. 55. no. 3. pp. 1546-1550.

[9] W. Chung, Y. Hsu, Y. Yang, K.-F. Wei, H.-R. Chuang / A 6-10-GHz CMOS Power Amplifier with an Inter-stage Wideband Impedance Transformer For UWB Transmitters // *Proceedings of the 38th European Microwave Conference*. 2008. pp. 305-308.

[10] A.Z. Murad, R.K. Pokher, I.A. Galal, R. Sapawi, H. Kanaya, K. Yoshida / An Excellent Gain Flatness 3.0–7.0 GHz CMOS PA for UWB Applications // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2010. vol. 20. no. 9. pp.510-512.

[11] Zencir E., Tekin A., Dogan N.S., Arvas E. / A Low-Power DC-7-GHz SOI CMOS Distributed Amplifier // *ISCAS-2004*. 2004. pp. 605-608.

References

[1] Nazarova G.N., Elesin V.V., Nikiforov A.Y., Kuznetsov A. G., Usachev N. A., Am-burkin D. M. / The circuit and functional blocks for radiation-hard transceiver LSICs in SOI CMOS. // *Russian Microelectronics*. 2016. vol. 45. no. 1. pp. 72-80.

[2] Elesin V.V., Usachev N.A., Nazarova G.N., Sotskov D.I., Nikiforov A.Y., Chukov G.V., Metelkin I.O., Zhidkov N.M. / Design possibilities of RF transceiver ICs for space applications in domestic 180 nm SOI CMOS. in *Proc. 26th Int. Crimean Conf. Microwave and Telecommunication Technology, CriMiCo 2016*. 2016. pp. 1723-1729.

[3] S. Voinigescu. High-Frequency Integrated Circuits // Cambridge University Press. 2013. 921 p.

[4] Metelkin I.O., Usachev N.A., Chukov G.V., Elesin V.V. [High frequency model of MOS SOI transistor]. *Sb. trudov Mezhdunarodnoi nauchno-tehnicheskoi konferentsii «Elektronnye sredstva i sistemy upravleniya»*. TUSUR. 2014. pp. 91-96. (In Russian).

[5] Cressler J.D., Mantooth A. Extreme Environment Electronics. CRC Press. 2012. P. 1041.

[6] Elesin V.V., Nazarova G.N., Chukov G.V., Kabal'novYu.A., Titarenko A.A. / Investigation of the possibility to develop radiation-hardness LSIs for navigational purposes according to the 0.35- μ m domestic CMOS SOI technology // *Russian Microelectronics*. 2012. vol. 41. no. 4. P. 266–277.

[7] Gromov D.V., Polevich S. A., Elesin V. V. Test and measurement system for microwave semiconductor devices and IC investigation on radiation hardness. in *Proc. 19th Int. Crimean Conf. Microwave and Telecommunication Technology, CriMiCo 2009*. 2009. pp. 730-731.

[8] S. Wong, S. Maisurah, M. Osman, F. Kung, J. See / High Efficiency CMOS Power Amplifier for 3 to 5 GHz Ultra-Wideband (UWB) Application // *IEEE Transactions on Consumer Electronics*. 2009. vol. 55. vo. 3. pp. 1546-1550.

[9] W. Chung, Y. Hsu, Y. Yang, K.-F. Wei, H.-R. Chuang / A 6-10-GHz CMOS Power Amplifier with an Inter-stage Wideband Impedance Transformer For UWB Transmitters // *Proceedings of the 38th European Microwave Conference*. 2008. pp. 305-308.

[10] A.Z. Murad, R.K. Pokher, I.A. Galal, R. Sapawi, H. Kanaya, K. Yoshida / An Excellent Gain Flatness 3.0–7.0 GHz CMOS PA for UWB Applications // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2010. vol. 20. no. 9. pp. 510-512.

[11] Zencir E., Tekin A., Dogan N.S., Arvas E. / A Low-Power DC-7-GHz SOI CMOS Distributed Amplifier // *ISCAS-2004*. 2004. pp. 605-608.

Influence of powerful pulsed microwave radiation on digital integrated circuit on gallium arsenide

Dmitry V. Gromov¹, Vadim V. Elesin¹, Stanislav A. Polevich²

¹National Research Nuclear University MEPhI (Moscow Engineering Physics Institute),
Moscow, 115409, Russian Federation

DVGromov@mephi.ru

²JSC «RPC «ISTOK» named after A. I. Shokin» Fryazino, Moscow reg., 141190,
Russian Federation sapol@fryazino.net

Abstract: The report presents the research results characteristics degradation of GaAs digital integrated circuits K6500 series under the influence of powerful pulsed microwave radiation. There are three basic mechanism related to the detection of a signal, capture charge carriers on the deepest levels and breakdown areas of the gate-source and gate-drain.

Keywords: gallium arsenide, integrated circuit, field effect transistors, powerful microwave radiation.

Влияние мощного импульсного СВЧ излучения на цифровые интегральные микросхемы на арсениде галлия

¹Громов Д.В., ¹Елесин В.В., ²Полевич С.А.

¹Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»

г. Москва, 115409, Российская Федерация

DVGromov@mephi.ru

²ОАО НПП «ИСТОК» им Шокина г. Фрязино, Московская обл., 141190, Российская Федерация sapol@fryazino.net

Аннотация: В докладе представлены результаты исследования деградации характеристик GaAs цифровых интегральных схем серии K6500 под воздействием мощного импульсного СВЧ излучения. Установлены три основных механизма отказов связанные с детектированием сигнала, захватом носителей заряда на глубокие уровни и пробоем областей затвор – сток и затвор – исток.

Ключевые слова: арсенид галлия, интегральные схемы, мощное СВЧ излучение.

1. Введение

Микросхемы серии K6500 относятся к категории цифровых быстродействующих GaAs схем средней степени интеграции и предназначены для обработки цифровых сигналов с частотой до 1 ГГц в контрольно-измерительной аппаратуре, системах цифровой связи и блоках уплотнения информации в ЭВМ.

В данной работе проведено исследование влияние мощного импульсного СВЧ излучения в диапазоне плотности мощностей (Π) на значения выходных напряжений низкого/высокого уровня $U_{\text{вых}}^{1,0}(t)$ интегральных микросхем (ИМС) на основе полевых транзисторов с затвором Шоттки (ПТШ). Целью исследований являлось определение максимальной плотности падающей за один импульс СВЧ мощности, при которой не наблюдается сбой в функционировании микросхемы ($\Pi_{\text{бс}}$), времени потери работоспособности ($T_{\text{пр}}$) при $\Pi > \Pi_{\text{бс}}$, а также минимальной плотности падающей СВЧ мощности ($\Pi_{\text{кат}}$), при которой наступает катастрофический (необратимый) отказ.

2. Исследуемые образцы и методика эксперимента

В данной работе исследовалось изменение низкого и высокого логических уровней $U_{\text{вых}}^{1,0}(t)$ ИМС K6500ЛР1 (2И-ИЛИ-НЕ) и K6500ТТ1 (счетный триггер) производства НИИМЭ при воздействии мощного импульсного излучения установки ПД-3Т (12 ЦНИИ Минобороны РФ) со следующими характеристиками: $\lambda=3$ см, $t_{\text{и}}=800$ нс, $P_{\text{имп}}=70$ кВт, режим работы - одиночный импульс.

Тип генератора – магнетрон. Излучающая система – пирамидальный рупор с размерами 12,5х12,5х29 см.

Диапазон плотности мощности СВЧ излучения Π составлял от 3,3 до $1,4 \cdot 10^2$ Вт/см². Исследовались по два образца каждого типа ИМС.

3. Практические результаты

Характерные осциллограммы амплитудно-временных характеристик (АВХ) реакции напряжения на логическом выходе $U_{\text{вых}}^{1,0}(t)$ для образца №1 ИМС K6500ЛР1 при $\Pi = 7$ Вт/см² представлены на рис. 1,а для временного масштаба 250 нс/дел. Верхняя осциллограмма соответствует реакции $U_{\text{вых}}^1(t)$, нижняя - $U_{\text{вых}}^0(t)$. На рис. 1,б приведена осциллограмма реакции $U_{\text{вых}}^1(t)$ для временного масштаба 10 мкс/дел.

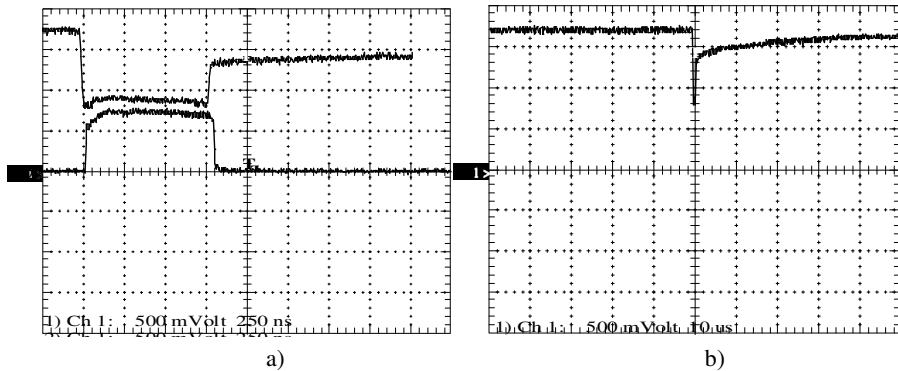


Рис.1. Осциллограммы $U_{\text{вых}}^{1,0}(t)$ ИМС К6500ЛР1 в различных временных масштабах (а – 250 нс/дел, б – 10 мкс/дел) при $\Pi = 7 \text{ Вт/см}^2$

Fig. 1. Waveform $U_{\text{out}}^{1,0}(t)$ IC K6500LP in different time scales (a - 250 ns/div, b - 10 μs/div) when $\Pi = 7 \text{ W/cm}^2$

Экспериментальные зависимости $\Delta U_{\text{вых}}^{0,1}$ от Π представлены для К6500ЛР1 на рис.2 для образца №1.

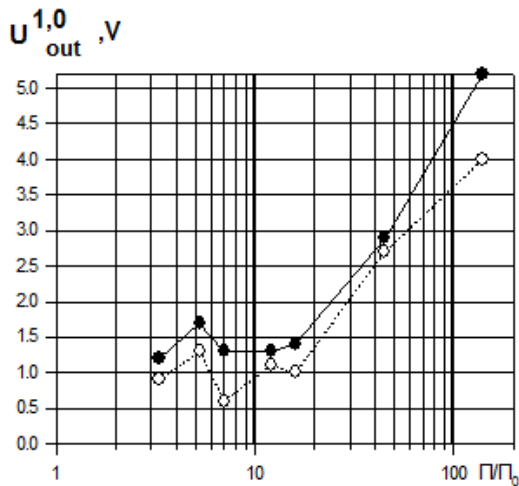


Рис.2. Экспериментальные зависимости $\Delta U_{\text{вых}}^{0,1}$ от Π ($\Pi_0 = 1 \text{ Вт/см}^2$) для К6500ЛР1:

• - $\Delta U_{\text{вых}}^{1,0}$, ○ - $U_{\text{вых}}^{0,1}$

Fig. 2. Experimental dependences of the $\Delta U_{\text{out}}^{0,1}$ vs. Π ($\Pi_0 = 1 \text{ W/cm}^2$) for IC K6500LP1:

• - $\Delta U_{\text{out}}^{1,0}$, ○ - $U_{\text{out}}^{0,1}$

До значений $\Pi < 10 \text{ Вт/см}^2$ амплитуда реакции на выходе в момент воздействия СВЧ импульса немонотонно зависит от входной Π , причем при $\Pi = 7 \text{ Вт/см}^2$ имеет место минимум, свойственный обоим образцам. При $\Pi > 10 \text{ Вт/см}^2$ наблюдается монотонный рост $\Delta U_{\text{вых}}^{0,1}$. Отметим также, что амплитуда реакции $U_{\text{вых}}^0$ отслеживает изменение $\Delta U_{\text{вых}}^1$ во всем диапазоне Π .

Следует отметить наличие длительного процесса восстановления выходного напряжения до 10мс при амплитуде до 400 мВ (см. рис. 1), связанного с захватом носителей на глубокие уровни на границе раздела канал – полуизолирующая подложка [1].

Без учета этого эффекта реакция ИМС практически повторяет форму воздействующего СВЧ радиоимпульса.

Для оценки значений $\Pi_{\text{бс}}$ полученные данные испытаний сведены в табл. 1.

Табл. 1. Сводные данные по стойкости ИМС.

Table 1. Summary for resistance of IC

№	Π Вт/см ²	6500ЛР1				6500ТТ1			
		Образец №1		Образец №2		Образец №1		Образец №2	
		“1”	“0”	“1”	“0”	“1”	“0”	“1”	“0”
1	3,3	-	+	-	+				
2	5,3	+	+	-	+	+	П	+	+
3	7	-	+	+	+	-	+	-	+
4	12	-	+	-	+	П	П	-	+
5	16	-	+	+	+	П	+	П	+
6	45	+	+		К(4)	П	+	+	+
7	140	+	К(9)					К(3)	+

Обозначения для Табл. 1: “-” – Нет сбоя; “+” – сбой; “П” – сбой с потерей информации (для триггера); К(n) – катастрофический отказ после воздействия (n - число импульсов).

В табл. 2 приведены данные по уровням бессбойной работы и катастрофического отказа для двух типов ИМС серии 6500.

Табл. 2. Уровни бесбойной работы и катастрофического отказа для двух типов ИМС.

Table 2. Levels of smooth operation and catastrophic failure for the two types of IC

ИМС, IC	Уровень бесбойной работы $\Pi^1_{\text{бс}}$, Вт/см ² , Level of smooth opera- tion $\Pi^1_{\text{бс}}$, W/cm ²	Уровень бесбойной работы $\Pi^0_{\text{бс}}$, Вт/см ² , Level of smooth opera- tion $\Pi^0_{\text{бс}}$, W/cm ²	Уровень катастрофи- ческого отказа $\Pi^1_{\text{кат}}$, Вт/см ² , Level of catastrophic failure $\Pi^1_{\text{кат}}$, W/cm ²	Уровень катастрофи- ческого отказа $\Pi^1_{\text{кат}}$, Вт/см ² , Level of catastrophic failure $\Pi^1_{\text{кат}}$, W/cm ²	Число импульсов, n The number of pulses, n
6500ЛР1 №1	5.3	< 3	-	140	9
6500ЛР1 №2	7	< 3	-	45	4
6500ТТ1 №1	<5	<5		> 45	
6500ТТ1 №2	< 5	< 5	140		3

Анализ приведенных зависимостей подтверждает данные о наличии трех основных механизмов отказа и позволяет сделать следующие основные выводы:

1. Уровень бесбойной работы ИМС серии К6500 при воздействии импульсного СВЧ излучения определяется быстропотекающими процессами роста тока стока, изменением крутизны отдельных ПТШ за счет детектирования сигнала на нелинейных элементах схемы и не превышает 3 Вт/см². Для К6500ЛР1 наиболее устойчивым состоянием является высокий логический уровень на выходе (5-7 Вт/см²).

2. Время потери работоспособности ИМС 6500ЛР1, во всем диапазоне изменения Π , определяется длительностью импульса $t_{\text{имп}}$ СВЧ воздействия (800 нс) без учета долговременной составляющей, что обеспечено высокой помехоустойчивостью ИМС (600 мВ для $U_{\text{вых}}^1$). Для триггера К6500ТТ1 наряду с кратковременной потерей работоспособности, наблюдается устойчивая потеря информации в состоянии высокого логического уровня при $\Pi > 12$ Вт/см².

3. Необратимые (катастрофические) отказы связанные, как правило, с пробоем промежутков затвор-исток и затвор-сток транзисторной структуры с образованием перемычек и проплавлением металлизации электродов ПТШ (в результате тепловой нестабильности), вызываются воздейст-

нием нескольких (от 3 до 9) импульсов СВЧ воздействия при $P_{\text{кат}} = (45-140) \text{ Вт/см}^2$. При этом критическим логическим состоянием для 6500ЛР1 является логический “0”, а для 6500ТТ1 – логическая “1”.

Интересным результатом является качественное сходство осциллограмм амплитудно – временных характеристик при воздействии СВЧ импульса и осциллограмм ионизационной реакции указанных ИМС при воздействии импульсного ионизирующего воздействия в части наблюдаемой долговременной составляющей стадии восстановления характеристик. Связанным с этим физическим эффектом является перезарядка глубоких уровней на границе раздела канал – полуизолирующая подложка полевых транзисторов – базовых элементов исследуемых ИМС [2].

4. Заключение

Анализ приведенных зависимостей подтверждает данные о наличии трех основных механизмов отказа и позволяет сделать следующие основные выводы:

1. Уровень бессбойной работы ИМС серии К6500 при воздействии импульсного СВЧ излучения определяется быстропотекающими процессами роста тока стока, изменением крутизны отдельных ПТШ за счет детектирования сигнала на нелинейных элементах схемы и не превышает 3 Вт/см^2 . Для К6500ЛР1 наиболее устойчивым состоянием является высокий логический уровень на выходе ($5-7 \text{ Вт/см}^2$).

2. Время потери работоспособности ИМС 6500ЛР1, во всем диапазоне изменения P , определяется длительностью импульса $t_{\text{имп}}$ СВЧ воздействия (800 нс) без учета долговременной составляющей, что обеспечено высокой помехоустойчивостью ИМС (600 мВ для $U_{\text{вых}}^1$). Для триггера К6500ТТ1 наряду с кратковременной потерей работоспособности, наблюдается устойчивая потеря информации в состоянии высокого логического уровня при $P > 12 \text{ Вт/см}^2$.

3. Необратимые (катастрофические) отказы связанные, как правило, с пробоем промежутков затвор-исток и затвор-сток транзисторной структуры с образованием перемычек и проплавлением металлизации электродов ПТШ (в результате тепловой нестабильности), вызываются воздействием нескольких (от 3 до 9) импульсов СВЧ воздействия при $P_{\text{кат}} = (45-140) \text{ Вт/см}^2$. При этом критическим логическим состоянием для 6500ЛР1 является логический “0”, а для 6500ТТ1 – логическая “1”.

Интересным результатом является качественное сходство осциллограмм амплитудно – временных характеристик при воздействии СВЧ им-

пульса и осциллограмм ионизационной реакции указанных ИМС при воздействии импульсного ионизирующего воздействия в части наблюдаемой долговременной составляющей стадии восстановления характеристик. Связанным с этим физическим эффектом является перезарядка глубоких уровней на границе раздела канал – полуизолирующая подложка полевых транзисторов – базовых элементов исследуемых ИМС [2].

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта Российского фонда фундаментальных исследований № 14-29-09210.

Список литературы

- [1] Аствацатурьян Е.Р., Громов Д.В., Елесин В.В. Модель долговременной релаксации фототока в GaAs структурах с затвором Шоттки // Микроэлектроника. 1989. Т. 18. №5. – С. 434-438.
- [2] Громов Д.В., Мальцев П.П., Полевич С.А. Лазерное моделирование переходных радиационных эффектов в гетероструктурных элементах на полупроводниковых соединениях АПБВ // Физика и техника полупроводников. 2016. Т.50. № 2. – С. 223-228.

References

- [1] Astvatsatur'yan E. R., Gromov D.V., Elesin V.V. Model of long-time photocurrent relaxation in GaAs Schottky-gated structures. *Soviet Microelectronics*. 1990. vol.18, no. 5 - pp 254-259.
- [2] Gromov D.V., Maltsev P.P., Polevich S.A. Laser-assisted simulation of transient radiation effects in heterostructure components based on АПБВ semiconductor compounds. *Semiconductors*, 2016, vol. 50, no. 2, pp. 222 - 227.

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of project of the Russian Foundation for Basic Research No. 14-29-09210.

A numerical model of the interaction of microwave electromagnetic fields with metal-dielectric structures

Taran E.P., Glumova M.V., Zuev S.A., Starostenko V.V.,
Arsenichev S.P., Grigoriev E.V.

V.I. Vernadsky Crimean Federal University
Simferopol, 295007, Russian Federation
taran_evgeniy@mail.ru

Abstract: The paper presents the numerical model of interaction of microwave electromagnetic fields with metal-dielectric structures (MDS) in a rectangular waveguide. Electrodynamics part is built on the method a finite difference in the time domain. The electro thermal part is a solution to the heat equation on the basis of the method is independent of heat flows. The mutual solution of the electrodynamics and electro thermal tasks based on the changing electrical characteristics of MDS allowed us to obtain the dynamics of development of irreversible processes under the influence of electromagnetic radiation on MDS.

Keywords: metal-dielectric structure, finite difference time domain, the method is independent of heat flow, electromagnetic radiation

Численная модель взаимодействия электромагнитных полей СВЧ диапазона с металлодиэлектрическими структурами

Таран Е.П., Глумова М.В., Зуев С.А., Старостенко В.В.,
Арсеничев С.П., Григорьев Е.В.

ФГАОУ ВО «Крымский федеральный университет имени В.И. Вернадского»
г. Симферополь, 295007, Российская Федерация
taran_evgeniy@mail.com

Аннотация: В работе приведена численная модель взаимодействия электромагнитных полей СВЧ диапазона с металлодиэлектрическими структурами (МДС) в прямоугольном волноводе. Электродинамическая часть построена на методе конечных разностей во временной области. Электротепловая часть представляет собой решение уравнения теплопроводности на основе метода независимых тепловых потоков. Совместное решение электродинамической и электротепловой задач с учетом изменяющихся электрофизических характеристик МДС поз-

волило получить динамику развития необратимых процессов при воздействии электромагнитного излучения на МДС.

Ключевые слова: металлодиэлектрическая структура, метод конечных разностей во временной области, метод независимых тепловых потоков, электромагнитное излучение.

1. Введение

В современной электромагнитной обстановке одним из актуальных вопросов является надежное и устойчивое функционирование элементов радиоэлектронной аппаратуры (РЭА). Надежность РЭА во многом определяется процессами, протекающими в элементах при воздействии электромагнитных полей (ЭМП). Большинство современных элементов РЭА представляют собой сверхбольшие интегральные схемы (СБИС) с количеством элементарных элементов на кристалле до несколько миллионов. Для создания такого рода элементов используются пленочные многослойные структуры микро- и наноразмеров [1]. Для исследования надежности функционирования элементов РЭА необходимо разработать модель, которая позволит в динамике проследить за процессами, происходящими в металлодиэлектрических структурах (МДС) при воздействии ЭМП.

Непосредственное воздействие ЭМП на МДС представляет собой задачу дифракции электромагнитного излучения на данных структурах. В результате устанавливается распределение электромагнитных полей в структуре («начальное распределение»), что приводит к поглощению мощности падающей волны и образование источников тепловыделения. Распределение источников тепловыделения приводит к образованию тепловых потоков и неравномерному разогреву МДС. Учет зависимости электрофизических параметров пленочной структуры от времени позволяет исследовать изменения характера дифракции электромагнитного излучения на структуре и перераспределение электромагнитных полей.

В работе представлена разработанная численная модель взаимодействия ЭМП СВЧ диапазона с МДС, которая включает в себя самосогласованную электродинамическую и электротепловую части с учетом изменяющихся электрофизических характеристик МДС.

2. Модель взаимодействия ЭМП с МДС

Модель взаимодействия ЭМП СВЧ диапазона с МДС предполагает численное решение электродинамической и тепловой задач для МДС в

прямоугольном волноводе при падении электромагнитной волны H_{10} , параметры которой задаются на входном порту (порт 1, рис.1).

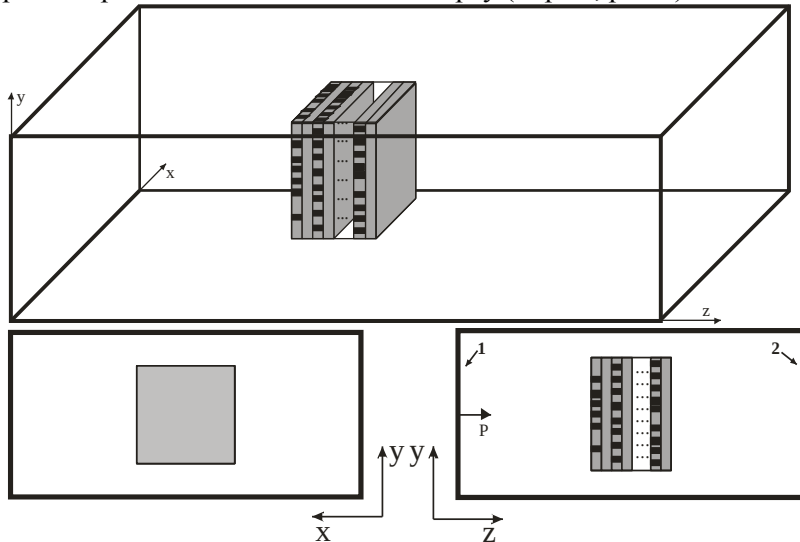


Рис. 1. Расположение МДС в прямоугольном волноводе.

Fig. 1. Placement of MDS in a rectangular waveguide

Для решений электродинамической задачи используются уравнения Максвелла [2]:

$$\text{rot} \vec{H} = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \sigma \cdot \vec{E}, \quad (1)$$

$$\text{rot} \vec{E} = -\mu_0 \cdot \mu \cdot \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}, \quad (2)$$

где ε , μ , σ - диэлектрическая, магнитная проницаемости и удельная электропроводность соответственно; $\vec{E}$, $\vec{H}$ - напряженности электрического и магнитного поля соответственно.

Решение уравнений (1, 2) позволяет рассчитать распределение электромагнитных полей на МДС в установившемся режиме. Распределение электрической компоненты электромагнитного поля позволяет определить распределение объемной плотности тока в пленочной структуре:

$$j = \sigma_n \cdot E, \quad (3)$$

где σ_n - электропроводность пленочной структуры.

Распределение плотности тока приводит к распределению удельной мощности тепловых источников на МДС:

$$q = \sigma_n \cdot E^2 \quad (4)$$

Для решения тепловой задачи используется нестационарное трехмерное уравнение теплопроводности с граничные условия третьего рода [3]:

$$c \cdot \rho \cdot \frac{\partial T}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} \left[K \cdot \frac{\partial T}{\partial x} \right] + \frac{\partial}{\partial y} \left[K \cdot \frac{\partial T}{\partial y} \right] + \frac{\partial}{\partial z} \left[K \cdot \frac{\partial T}{\partial z} \right] + q, \quad (5)$$

$$\frac{\partial T}{\partial n} \Big|_p = -\frac{\alpha_{mo}}{K_s} \cdot (T_n - T_{oc}) \quad (6)$$

где c - удельная теплоемкость; ρ - удельная плотность; K - коэффициент теплопроводности, T - температурное поле МДС; q - удельная мощность тепловых источников, α_{mo} - коэффициент теплоотдачи; T_n - температура внешних поверхностей неоднородной слоистой структуры; T_{oc} - температура окружающей среды.

Численное решение уравнения (5) с граничными условиями (6) с учетом распределения удельной мощности тепловых источников (4) позволит установить динамику тепловых потоков в МДС и определить температурные поля. Неоднородный разогрев пленочной структуры приводит к локальному развитию необратимых процессов в проводящей пленке - участки пленки «выгорают», изменяя свои электрофизические свойства. В результате необходимо решить электродинамическую задачу и получить новое распределение электромагнитных полей в МДС.

Модель взаимодействия электромагнитных полей СВЧ диапазона с МДС в прямоугольном волноводе включает в себя следующие этапы:

задание электрофизических и геометрических параметров МДС и прямоугольного волновода, расположение МДС в волноводе;

задание характеристик падающей электромагнитной волны;

численное решение электродинамической задачи для прямоугольного волновода с неоднородным включением с использованием метода конечных разностей во временной области (КРВО, [4]);

определение электромагнитных полей на МДС;

расчет распределения объемной плотности тока и удельной мощности тепловых источников на проводящей пленке МДС;

численное решение нестационарного уравнения теплопроводности для МДС с заданными тепловыми источниками с использованием метода независимых тепловых потоков [3];

расчет электрофизических параметров МДС с учетом ее разогрева и развития необратимых процессов;

перерасчет электромагнитных полей в прямоугольном волноводе с учетом изменившихся свойств МДС.

Модель взаимодействия электромагнитного излучения СВЧ диапазона с МДС представляет собой самосогласованную задачу, включая последовательное решение электродинамической и тепловой задач с учетом меняющихся электрофизических свойств МДС.

3. Распределение электромагнитных полей и динамика тепловых потоков в МДС

В работе был проведен расчет электромагнитных полей на МДС. В качестве МДС использовалась двухслойная структура, которая располагалась в центре поперечного сечения прямоугольного волновода с геометрическими размерами 34х72 мм. Для проведения численных экспериментов использовалась однородная по электропроводности проводящая пленка толщиной 1 мкм. В качестве воздействующего электромагнитного поля использовался основной тип волны в прямоугольном волноводе (волна H_{10}) мощностью 1 кВт. На рис. 2 показано распределение модуля напряженности электрического поля на поверхности проводящей пленки.

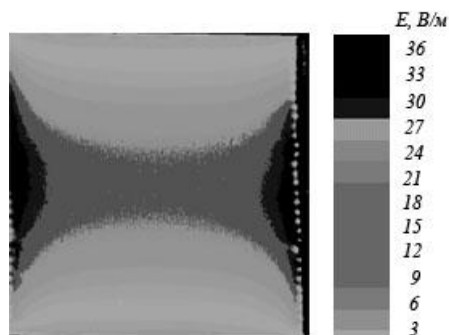


Рис. 2. Распределение модуля напряженности электрического поля на поверхности проводящей пленки.

Fig. 2. The distribution of modulus of electric field on the surface of the conductive film

Данное распределение приводит к разогреву проводящей пленки на вертикальных ребрах. На рис. 3 приведено температурное поле на поверхности проводящей пленки через $t=10$ мс после начала воздействия. Как видно из распределения, максимальная температура достигает порядка 1000°C на вертикальных ребрах, что практически соответствует темпера-

туре плавления меди ($t_{пл}=1083\text{ }^{\circ}\text{C}$). В этом случае локальные участки с температурой более $1000\text{ }^{\circ}\text{C}$ считались как «выгоревшие» и при дальнейшем процессе моделирования их электропроводность бралась равной нулю.

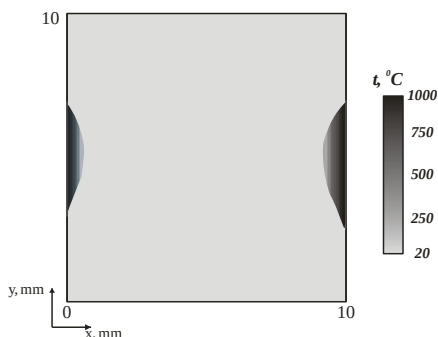


Рис. 3. Температурное поле на поверхности проводящей пленки ($t=10\text{ мс}$).

Fig. 3. Temperature field on the surface of the conductive film ($t=10\text{ ms}$).

Решение электродинамической задачи с учетом необратимых процессов на локальных участках проводящей пленки приводит к проникновению поля в структуру МДС (вдоль оси x , рис.2). Исходя из этого, на рис. 4 представлен профиль температуры вдоль оси x , полученный в середине поверхности проводящей пленки, рассчитанный в разные моменты времени (фрагмент температурного поля вблизи левого вертикального ребра).

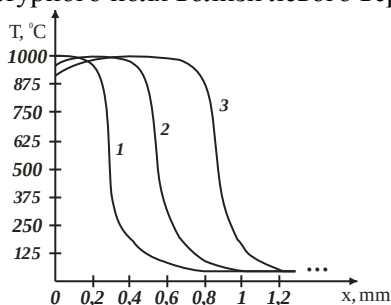


Рис. 4. Профиль температуры на проводящей пленки в разные моменты времени (1 - 10 мс, 2 – 25 мс, 3 – 50 мс).

Fig. 4. The temperature profile for conductive film at different points in time (1 - 10 ms, 2 – 25 ms, 3 – 50 ms).

Распределения температуры показывает, что с течением времени происходит разогрев проводящей пленки вдоль оси x , который обуслов-

лен, прежде всего, изменением характера распределения электромагнитного поля на МДС.

4. Заключение

В работе получены распределения электромагнитных полей на проводящей пленке МДС. Рассчитана динамика тепловых потоков, которая позволила определить участки проводящей пленки с максимальной локализацией тепла. Дальнейшее совместное решение электродинамической и электротепловой задач с учетом изменяющихся электрофизических характеристик МДС позволило получить динамику развития необратимых процессов при воздействии электромагнитного излучения на МДС.

Источники финансирования

Доклад подготовлен в соответствии с государственным заданием 2.3129.2017/ПЧ.

Список литературы

- [1] Киреев В.Н. Технология и оборудование для производства интегральных микросхем. Состояние и основные тенденции развития // *Электроника: наука, технология, бизнес*. 2004. № 2. С. 72-77.
- [2] Никольский В.В., Никольский Т.И. Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Наука, 1989. 544 с.
- [3] Таран Е.П., Зуев С.А. 3-D модель электротепловых процессов в слоистонеоднородных структурах при воздействии электромагнитных полей СВЧ-диапазона // *Электронное моделирование*. 2013. Т. 35. № 2. С.81-94
- [4] Taflove A., Hagness S. Computational electrodynamics: the finite-difference time-domain method. Norwood, Artech House, 2000. 839 p.

References

- [1] Kireev V.N. [Technology and equipment for the production of integrated circuits. State and main development trends]. *Elektronika: nauka, technologiya, biznes*. 2004, no. 2, pp. 72 - 77. (In Russian).
- [2] Nikolskii V.V., Nikolskii T.I. Electrodynamics and radio wave propagation. M.: Nauka, 1989. 544 p. (In Russian).
- [3] Taran E.P., Zuev S.A. [3-D model of electro thermal processes in layered structures under the influence of microwave electromagnetic fields] *Electronoe modelirovanie*, 2004, vol. 35, no. 2, pp. 81-94. (In Russian).
- [4] Taflove A., Hagness S. Computational electrodynamics: the finite-difference time-domain method. Norwood, Artech House, 2000. 839 p.

Acknowledgements

The report has been prepared in accordance with the state task 2.3129.2017/HR

Features discharge conductive films at influence to electromagnetic fields

Arsenichev S.P., Grigoriev E.V., Starostenko V.V.,

Taran E.P., Fitaev I.Sh.

V.I. Vernadsky Crimean Federal University

Simferopol, 295007, Russian Federation

taran_evgeniy@mail.ru

Abstract: The paper presents the results of the discharge in thin conducting films under the influence of electromagnetic radiation of microwave range, the results of the discharge at DC and low frequency AC (50 kHz) voltages. The research was conducted on metal-dielectric structures, which is a dielectric substrate with a film of aluminum, copper, nichrome and titanium with a thickness of 5 nm to 1 μ m and the film surface of 18×18 mm or less. Feature of the discharge in the films at influence to electromagnetic fields is that the discharge develops perpendicular to the electric component of the field.

Keywords: metal-dielectric structure, discharge, nanometer conductive films, magnetron deposition, ion-plated, current density.

Особенности пробоя проводящих пленок при воздействии электромагнитных полей

Арсениев С.П., Григорьев Е.В., Старостенко В.В., Таран Е.П.,

Фитаев И.Ш.

ФГАОУ ВО «Крымский федеральный университет имени В.И. Вернадского»

г. Симферополь, 295007, Российская Федерация

taran_evgeniy@mail.com

Аннотация: В работе представлены результаты пробоя в тонких проводящих пленках при воздействии электромагнитного излучения СВЧ диапазона, результаты пробоя на постоянном и низкочастотном переменном (до 50 кГц) напряжениях. Исследования проводились на металлодиэлектрических структурах (МДС), представляющих собой диэлектрическую подложку с пленками из алюминия, меди, никрома и титана толщиной от 5 нм до 1 мкм и поверхностью пленки от 18×18 мм и меньше. Особенностью пробоев в пленках при воздействии электромагнитных полей является то, что пробой развивается перпендикулярно вектору электрической компоненты поля.

Ключевые слова: металлodieлектрическая структура, пробой, проводящие нанометровые пленки, магнетронное напыление, ионное напыление, плотность тока.

1. Введение

Проводящие пленки являются неотъемлемой составляющей интегральных микросхем (контактные площадки, электроды активных приборов, электрические соединения между приборами на подложке), приборов и модулей СВЧ и другой электронной аппаратуры. При воздействии мощных внешних электромагнитных полей (ЭМП), при коммутациях напряжений или работе в напряженных токовых и тепловых режимах в проводящих пленках возможно развитие необратимых процессов и пробой.

В работе приводятся результаты экспериментальных исследований пробоя в металлodieлектрических структурах (МДС) при воздействии мощных электромагнитных полей (ЭМП), при воздействии низкочастотного и постоянного напряжений и результаты численного моделирования распределения тока в проводящих пленках при воздействии ЭМП в волноводе.

2. Экспериментальные исследования пробоя в проводящих пленках МДС

Экспериментальные исследования по воздействию мощных монохроматических СВЧ-полей проводились в волноводном тракте на установке, структурная схема которой приведена на рис.1.

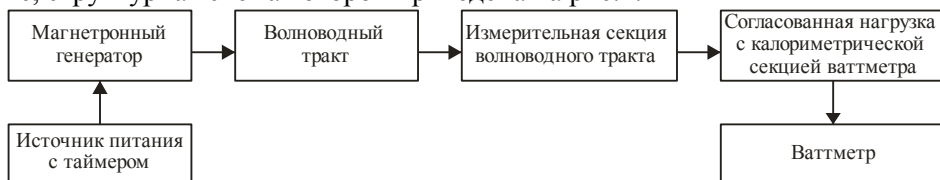


Рис. 1. Структурная схема установки для исследования пробоя в МДС при воздействии ЭМП

Fig. 1. Structure scheme of the installation for investigation of the discharge in a metal-dielectric structure under the influence of electromagnetic fields

Установка включала в себя источник питания с таймером, СВЧ генератор, волноводный тракт с измерительной секцией и ваттметр с калориметрической секцией [1]. В качестве источника СВЧ-излучения использовался магнетрон М105-1, который работает на частоте 2450 МГц и имеет выходную мощность от 600 до 700 Вт. Время работы магнетронного генератора

задавалось с помощью таймера, минимальным временным интервалом данного таймера является 1 секунда. Таймер позволял задавать временные интервалы от 1 с до 1 ч. Волноводный тракт сечением 34×72 мм включал в себя волноводную секцию с возбуждающим штырем магнетрона, измерительную секцию и калориметрическую секцию измерителя мощности МЗ-13/1, показания которого в процессе экспериментов составляли порядка 700 Вт. Исследуемый образец закреплялся в центре волновода измерительной секции с помощью подставки из пенополистирола, не влияющей на конфигурацию поля в волноводе. Для визуального анализа поверхности проводящих пленок МДС был использован микроскоп МБС-2, который позволял получать изображения в пределах от 3,6 до 42-кратного увеличения.

При проведении экспериментальных исследований использовались МДС с пленками из меди, алюминия, никрома и титана толщиной от 5 нм до 1 мкм и поверхностью 18×18 мм или 15×15 мм. Пленки наносились на аморфные диэлектрические подложки из боросиликатного стекла или ситалла толщиной 0,4...1 мм с помощью методов магнетронного или ионного напыления. МДС располагались посредине волновода перпендикулярно оси волновода. На рис.2 приведены типичные фотографии пробоя проводящих пленок МДС толщиной 50 нм и 70 нм при указанных временах воздействия ЭМП СВЧ.

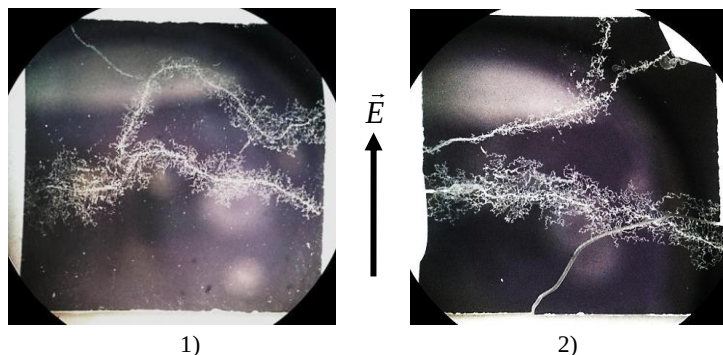


Рис. 2. Фотографии пробоев МДС с пленкой из алюминия (1 - $d=50$ нм, $t=5$ с; 2 - $d=70$ нм, $t=14$ с)

Fig. 2. Pictures of MDS discharges with a film of aluminum (1 - $d=50$ nm, $t=5$ s; 2 - $d=70$ nm, $t=14$ s)

Характерной особенностью пробоя проводящих пленок МДС является то, что разряд происходит в направлении перпендикулярном вектору на-

пряженности электрической компоненты волны H_{10} в волноводе, посредине МДС. На фотографии МДС с пленкой толщиной $d=70$ нм видна трещина подложки.

При исследовании разрядных процессов на низкочастотном и постоянном напряжениях МДС фиксировалось прижимными контактами, расстояние между которыми было 1 см. Верхняя частота (период следования для прямоугольных импульсов) составлял 50 кГц. Разряд в пленках МДС на переменном и постоянном напряжениях также развивался в направлении, перпендикулярном вектору напряженности электрического поля. Отличительной особенностью разряда при переменном и постоянном напряжениях от разряда при воздействии ЭМП – это наличие небольших разрядов вблизи контактов.

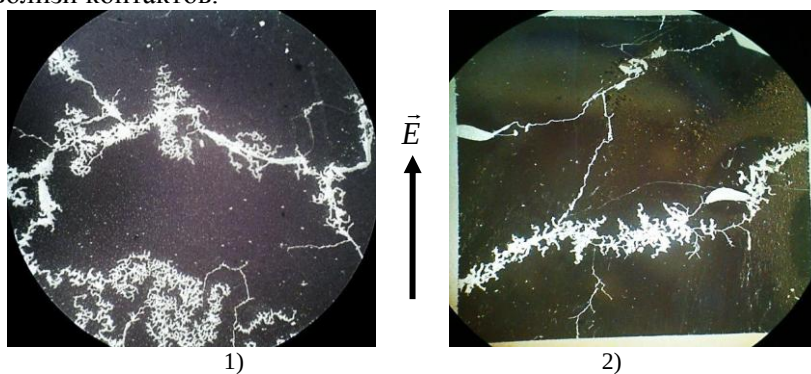


Рис. 3. Фотографии пробоев МДС с пленками толщиной 50 нм (1 – медная пленка, $t=7$ с; 2 – пленка из нихрома, $t=5$ с)

Fig. 3. Pictures of MDS discharges with a film thickness of 50 nm (1 – copper film, $t=7$ s; 2 – film nichrome, $t=5$ s)

Представляют интерес значения сопротивлений пленок между контактами для подвода напряжений, приведенные в табл.1.

Табл. 1. Значения сопротивлений металлических пленок

Table 1. Values of the resistance metal films

Толщина напыления, d	Значения величин сопротивлений металлических пленок R[Ом]			
	При магнетронном напылении	При ионном напылении		
		Al	Cu	Ti
5 нм	220 – 240	700 – 750	260 – 290	8000 – 9000
10 нм	170 – 180	320 – 360	100 – 130	8500 – 9500
20 нм	40 – 45	100 – 120	40 – 50	2000 – 3000
30 нм	15 – 20	40 – 60	25 – 30	700 – 800
50 нм	5 – 8	25 – 35	15 – 20	500 – 600
100 нм	2,5 – 3,0	8 – 10	4 – 6	300 – 350
500 нм	0,2 – 0,25	0,8 – 1,2	0,2 – 0,4	10 – 13

3. Распределение тока в проводящих пленках МДС

При воздействии мощных электромагнитных полей пробой происходит посередине пленки перпендикулярно вектору напряженности электрической компоненты (рис.4). Обычно электрический пробой происходит по направлению поля (молниевый разряд, разряды в полупроводниковых и электровакуумных приборах и т.д.). Данное явление объясняется распределением плотности тока пленках МДС: превышение пороговых значений воздействующих полей приводит к большим градиентам плотности тока, температур и образованию ударной волны от ребер пленок к центру, т.е. первичный фактор это направление поля, тока и тепла, вторичный – пробой, обусловленный распределением тока и тепла.

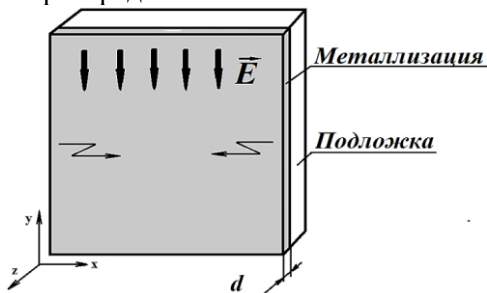


Рис. 4. Ориентация МДС и поля

Fig. 4. Orientation of MDS and fields

Численное решение задачи дифракции электромагнитного поля на МДС в ближней зоне с использованием метода МАБ [2] позволило получить распределение плотности тока на поверхности проводящей пленки. На рис. 5 представлены характерные распределения плотности тока в зависимости от ширины медной пленки. Анализ полученных распределений токов показывает, что в проводящей пленке с конечной проводимостью в электромагнитном поле электроны распределяются таким образом, что максимальный ток сосредоточен на вертикальных ребрах пленки.

При уменьшении ширины пленки видно увеличение плотности тока в поперечном сечении пленки. Подобного рода характер распределения тока обусловлен действием силы Лоренца, токов протекающих вдоль боковых ребер и действующих на электроны, расположенные ближе к центру пленки. Такое распределение токов вызывает развитие деградиационных процессов посередине пленки в поперечном направлении, перпендикулярном вектору

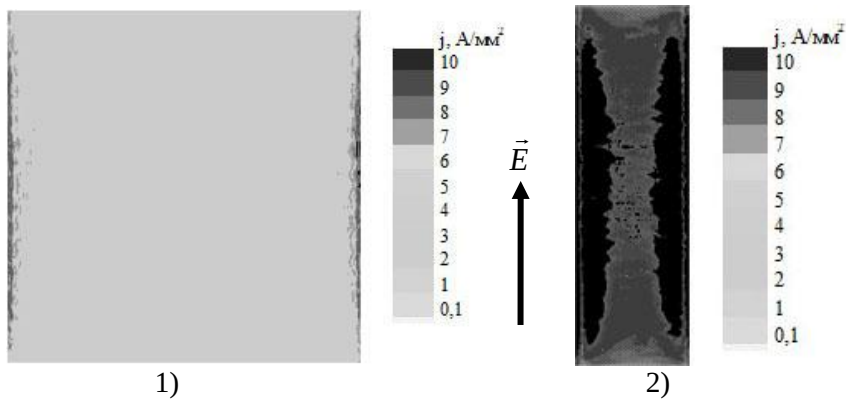


Рис. 5. Распределение плотности тока на поверхности проводящей медной пленки в зависимости от ее размеров в поперечном сечении (1 - 10x10 мм; 2 - 0,05x10 мм).

Fig. 5. The current density distribution on the surface of conducting copper film depending on its size in cross section (1 - 10x10 mm; 2 - 0,05x10 mm)

На рис.6 представлено распределение модуля градиента плотности тока вдоль пленок шириной 10 мм, рассчитанное по середине поперечного сечения пленки. Анализ распределения показывает, что на краях пленки имеет место большой градиент плотности тока. Это является непосредственной причиной специфики пробоя в проводящих пленках МДС при воздействии мощных ЭМП.

Следует отметить, что подобное распределение тока в проводящих пленках МДС имеет место и при протекании постоянного тока.

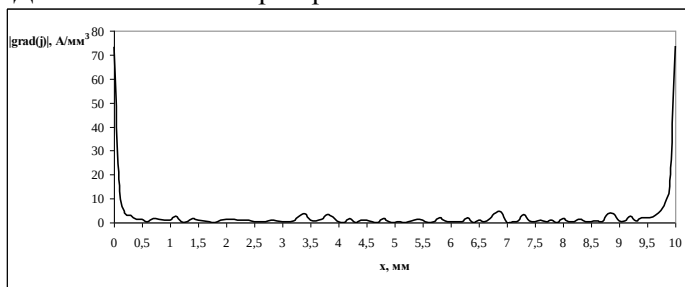


Рис. 6. Распределение модуля градиента плотности тока по ширине проводящей пленке в середине структуры.

Fig. 6. Module distribution of the current density gradient across the width of the conductive film in the middle of the structure.

4. Заключение

В работе представлены результаты пробоя в тонких проводящих пленках при воздействии электромагнитного излучения СВЧ диапазона, результаты пробоя на постоянном и низкочастотном переменном (до 50 кГц) напряжениях. Исследования проводились на металлodieлектрических структурах (МДС), представляющих собой диэлектрическую подложку с пленками из алюминия, меди, никрома и титана толщиной от 5 нм до 1 мкм и поверхностью пленки от 18×18 мм и ниже.

Особенностью пробоев в пленках при воздействии ЭМП является то, что пробой развивается перпендикулярно вектору электрической компоненты поля. Расчеты распределения токов в проводящих пленках МДС в волноводе и на постоянном токе показывают, что максимальные значения плотности тока получаются на ребрах МДС, параллельных направлению поля, а пробой в пленках обусловлен градиентом плотности тока и, соответственно, градиентом температур.

Список литературы

[1] Грибский М.П., Григорьев Е.В., Старостенко В.В., Войтович С.А., Зуев С.А., Чурюмов Г.И. Воздействие импульсных электромагнитных полей на современные микроконтроллеры // Прикладная радиоэлектроника. 2006. Т. 5. № 2. С. 294-297.

[2] Малишевский С.В., Таран Е.П., Старостенко В.В. Использование «сенсорных датчиков» для численного решения задачи дифракции электромагнитных полей на металлodieлектрических неоднородностях в волноводе // Вестник ХНУ. Радиофизика и электроника. 2002. Вып.1, № 570 - С.146-149.

References

[1] Gribskii M.P., Grigoriev E.V., Starostenko V.V., Voitovich S.A., Zuev S.A., Chyrumov G.I. [The influence of pulsed electromagnetic fields on modern microcontrollers]. *Prikladnaya radioelektronika*, 2006, vol. 5, no. 2, pp. 294 - 297. (In Russian).

[2] Malishevskii S.V., Taran E.P., Starostenko V.V. [The use of "sensors" for the numerical solution of the problem of diffraction of electromagnetic fields at metal-dielectric inhomogeneities in a waveguide]. *oprosy Vestnik ChNU. Radiophysika i elektronika*, 2002, v. 1, no. 570, pp. 146 - 149. (In Russian).

Automated measurements of RF frequency dividers at radiation testing

¹Amburkin K.M., ^{1,2} Boychenko D.V., ^{1,2} Elesin V.V., ² Nazarova G.N.,

¹ Sotskov D.I., ^{1,2} Usachev N.A., ^{1,2} Chukov G.V.

¹JSC "Specialized Electronic Systems"

Moscow, 115409, Russian Federation

kmamb@spels.ru

² National Research Nuclear University MEPhI (Moscow Engineering Physics Institute)

Moscow, 115409, Russian Federation

Abstract: An automated measurements approach to radiation test of RF frequency dividers (FD) have been described. A functional diagram of test setup and measurements algorithm that covers "Malfunction Windows" of the FD dynamic range are presented providing radiation testing in frequency range up to 50 GHz. The developed approach was successfully approbated during radiation test of several domestic RF FD.

Keywords: Radio frequency, RF, frequency dividers, test and measurements, automation.

Автоматизация радиационных испытаний СВЧ делителей частоты

¹Амбуркин К.М., ^{1,2}Бойченко Д.В., ^{1,2}Елесин В.В., ²Назарова Г.Н.,

¹Сотсков Д.И., ^{1,2}Усачев Н.А., ^{1,2}Чуков Г.В.

¹АО «ЭНПО СПЭЛС», г. Москва

115409, Российская Федерация

kmamb@spels.ru

² Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»

г. Москва, 115409, Российская Федерация

Аннотация: Рассмотрена методика контроля параметров СВЧ делителей частоты с учетом «окон нарушения функционирования» при проведении радиационных исследований и испытаний. Представлены структурная схема аппаратно-программного испытательного комплекса и автоматизированная методика контроля параметров динамического диапазона и выходной мощности СВЧ делителей частоты в диапазоне частот до 50 ГГц. Методика прошла

апробацию при испытаниях ряда делителей частоты отечественного производства.

Ключевые слова: СВЧ, делители частоты, автоматизация.

1. Введение

Делители частоты (ДЧ) находят широкое применение в современных радиочастотных ИС фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и синтезаторах частот на их основе, предназначенных для использования в составе приемо-передающих трактов систем связи, радиолокации, навигации, в том числе аэрокосмического, научного, промышленного и специального назначения. Адекватная оценка показателей радиационной стойкости перечисленной электронной компонентной базы требует оперативного контроля полного набора информативных параметров изделия в процессе испытаний за время, ограниченное отжигом или технико-экономическими ограничениями использования радиационных установок [1].

Основными характеристиками СВЧ ДЧ являются частотные зависимости динамического диапазона (ДД или «окна ДД») и выходной мощности ДЧ. Согласно результатам проведенных исследований, «окно ДД» (ОДД) ДЧ может иметь сложную форму, включая неоднородности в виде «окон нарушения функционирования» (ОНФ) внутри области, ограниченной нормами на верхнюю и нижнюю границы ДД, как показано на рисунке 1. Наличие подобных ОНФ может приводить к недостоверной оценке уровней стойкости ДЧ. Альтернативой является автоматизированный контроль полного набора параметров ДЧ во всем ОДД (диапазон частот и мощностей входного сигнала) при проведении радиационных испытаний.

В данной работе рассмотрено применение разработанного комплекса методических, аппаратных и программных средств для автоматизированного контроля параметров СВЧ ДЧ при проведении испытаний.

2. Аппаратные средства

Состав необходимого контрольно-измерительного оборудования задается исходя из типовых параметров-критериев стойкости СВЧ ДЧ [2], включающих параметры, определяемые из результатов измерений ОДД (диапазон частот, чувствительность и верхний предел входной мощности), а также частотную зависимость мощности выходного сигнала ДЧ и ток

потребления ДЧ в различных режимах. Измерительный комплекс для контроля параметров ДЧ при проведении испытаний должен включать контрольно-измерительные приборы для генерации сигнала с заданными параметрами мощности и частоты, контроля мощности сигнала на заданной частоте, источники питания, а также источники ионизирующего излучения, объединенные в единый комплекс посредством шин управления и допускающие автоматизированное управление. Структурная схема разработанного аппаратно-программного комплекса (АПИК) [3], позволяющего проводить радиационные испытания и контроль параметров СВЧ ИС в диапазоне до 50 ГГц, представлена на рисунке 2.

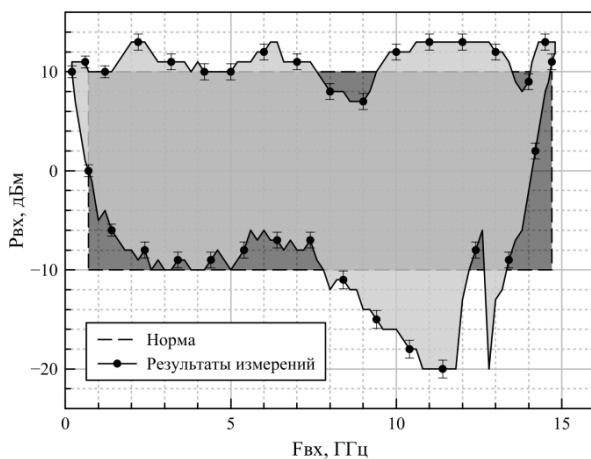


Рис. 1. Типовое «ОДД» ДЧ с ОНФ на границе динамического диапазона

Fig. 1. Typical Dynamic Range Window with malfunction areas

Применение имеющихся в составе АПИК средств позволяет проводить контроль параметров корпусированных и некорпусированных ДЧ (в т.ч. на пластинах). Контактное взаимодействие с некорпусированными образцами исследуемых ДЧ осуществляется посредством полуавтоматической зондовой станции либо с использованием специализированной измерительной оснастки (ИО) [3]. Использование зондовой станции, совмещенной с источниками ионизирующего излучения [4], позволяет проводить испытания с оперативным контролем параметров ДЧ, исключая влияние ИО на результаты измерения.

Контроль функционирования и параметров выходного сигнала ДЧ в рамках существующего АПИК осуществляется с помощью анализатора

спектра, настраиваемого для измерения непрерывного сигнала на частоте выходного сигнала (режим нулевой развертки по частоте). При необходимости контроля амплитудно-временных характеристик выходного сигнала ДЧ возможно использование цифрового осциллографа с полосой частот до 4 ГГц.

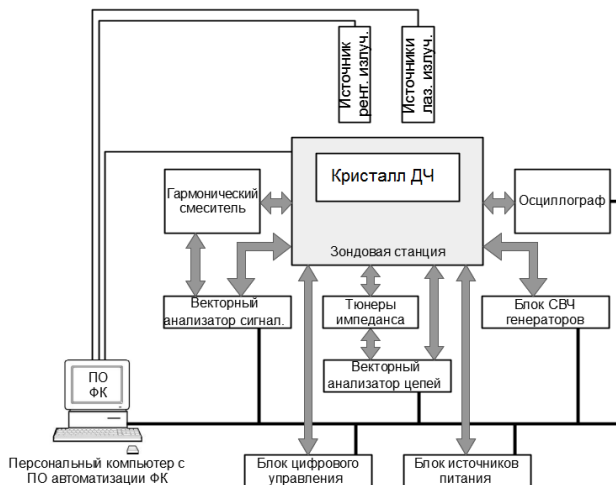


Рис. 2. АПИК для испытания СВЧ ДЧ

Fig. 2. Test facility for FD radiation researches

3. Методика исследований

Методика исследований ОДД ДЧ заключается в последовательном переборе значений частоты и мощности входного сигнала. Шаг изменения частоты и мощности подбирается исходя из необходимости получения границ ОДД с требуемой точностью по частоте и мощности и допустимого времени на контроль параметров. Применение адаптивного переменного шага по частоте позволяет снизить временные затраты на контроль параметров ДЧ, что является необходимым вследствие наличия процессов отжига при проведении радиационных испытаний, сохранив при этом достаточную разрешающую способность на низких значениях частот входного сигнала.

Критерий нормального функционирования выбирается на основе технического описания объекта исследований и включает, как правило, амплитуду или/и мощность выходного сигнала. Также, для определения стабильности работы ДЧ в данной точке ОДД необходим контроль

изменения выходного сигнала за определенный промежуток времени или за определенное количество выборок. Схожий критерий используется в ИС ФАПЧ для формирования сигнала Lock Detect, сигнализирующего о нормальном функционировании ФАПЧ [5]. Введение подобного критерия позволяет исключить области нестабильной работы ДЧ, возникающие вблизи границ ОДД и, таким образом, точно определить границы ОДД ДЧ.

4. Программные средства

Управление измерительными приборами и испытательными установками, сбор результатов измерений и обработка экспериментальных данных осуществляется посредством специализированного программного обеспечения на языке Visual Basic for Application (VBA), интегрированного в табличный редактор Microsoft Excel. Интеграция с имеющимся в АПИК программным обеспечением позволяет управлять всеми необходимыми при испытаниях ДЧ операциями в автоматизированном режиме, а также собирать и обрабатывать результаты измерения в рамках одного программного продукта Excel для облегчения их последующей обработки и визуализации.

5. Апробация

Апробация методики и АПИК проводилась на примере исследования ДЧ с переменным коэффициентом деления на 16/18, изготовленного по технологии КНИ КМОП 0,18 мкм. Исследуемый диапазон входных частот составлял от 10 МГц до 6 ГГц с переменным шагом 10...200 МГц, мощность входного сигнала изменялась в пределах от минус 40 до 15 дБм с шагом 1 дБ. Критерием нормального функционирования ДЧ являлось наличие на выходе ДЧ сигнала требуемой частоты (с заданным коэффициентом деления) с уровнем мощности не менее минус 8 дБм и временной нестабильностью не более 0,2 дБ. Полный цикл контроля параметров образца ДЧ на полупроводниковой пластине составлял не более 15 минут. Согласно результатам исследований, представленным на рисунке 3, предварительное ОДД в диапазоне мощности входного сигнала от минус 20 дБм до 15 дБм ограничено частотным диапазоном 0,2...4,8 ГГц, при этом обнаружена ОНФ в диапазоне 4,2...4,8 ГГц (Р_{макс}), сокращающее итоговое ОДД.

Результаты апробации предложенного подхода при проведении испытаний при дозовом воздействии ДЧ, изготовленном по SiGe БиКМОП технологии, показаны на рисунке 4. В ходе испытаний с применением

разработанных средств были получены зависимости ОДД и параметров ДЧ от уровня воздействия. Показано, что информативным параметром является максимальная входная мощность ДЧ – с ростом уровня воздействия наблюдается уменьшение максимальное входной мощности, связанное с изменением вследствие дозового воздействия электрического режима каскадов ДЧ.

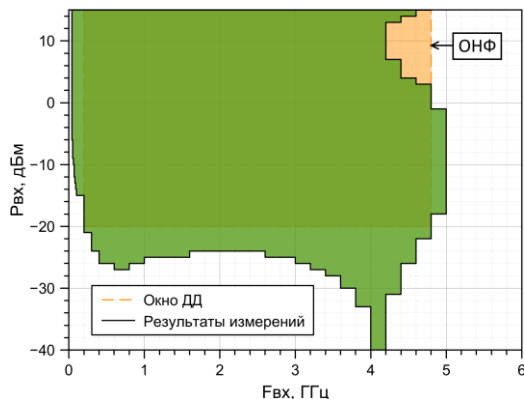


Рис. 3. Результаты контроля «ОДД» КНИ КМОП ДЧ

Fig. 3. Dynamic Range Window of SOI CMOS FD

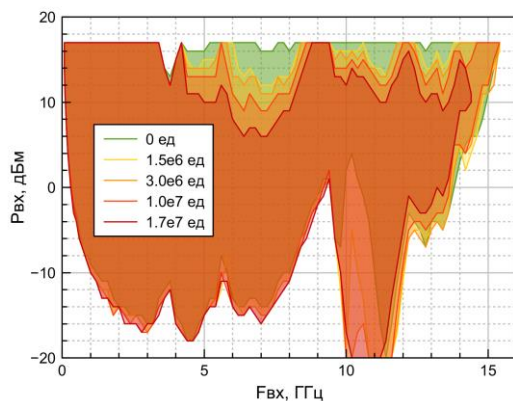


Рис. 4. Результаты контроля «ОДД» SiGe БиКМОП ДЧ при дозовом воздействии

Fig. 4. Dynamic Range Window of SiGe BiCMOS FD during radiation researches

6. Заключение

В ходе работы разработаны и апробированы методические и программные средства оперативного контроля ОДД и параметров ДЧ, обеспечивающие информативность и достоверность проведения радиационных испытаний СВЧ ДЧ.

Список литературы

- [1] Радиационная стойкость изделий ЭКБ: Научное издание / под. ред. А.И. Чумакова. М.: НИЯУ МИФИ. 2015 – 512 с.
- [2] Елесин В.В., Сотсков Д.И., Чуков Г.В., Амбуркин К.М., Усачев Н.А. / Показатели радиационной стойкости интегральных схем делителей частоты СВЧ-диапазона // Материалы Междунар. конф. КрыМиКо'2015. 2015. С. 808-809.
- [3] Елесин В.В., Никифоров А.Ю., Телец В.А., Чуков Г.В. Комплекс методических, аппаратных и программных средств для автоматизированных исследований параметров полупроводниковых СВЧ ИС в условиях испытаний на радиационную стойкость // Спецтехника и связь. 2011. №4-5. С. 28-32.
- [4] Амбуркин К.М., Елесин В.В., Чуков Г.В. Аппаратно-программный зондовый комплекс для исследовательских испытаний некорпусированных изделий ТСВЧЭ на дозовое воздействие // Радиационная стойкость электронных систем. Научн.-техн. Сборник. Вып. 19. 2016. С. 140-141.
- [5] Datasheet RF PLL Frequency Synthesizers ADF4110/ADF4111/ADF4112/ADF4113 // url: analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADF4110_4111_4112_4113.pdf (дата обращения: 05.07.2017).

References

- [1] *Radiation harness of electronic components* (ed. by A. I. Chumakov) NRNU MEPhI 2015. 2015. 512 p. (In Russian).
- [2] Elesin V.V., Sotskov D.I., Chukov G.V., Amburkin K.M., Usachev N.A. / Radiation effects in RF frequency divider ICs // 25nd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo 2015), Conference Proceedings. 2015. P. 808-809.
- [3] Elesin V.V., Nikiforov A.Y., Teletz V.A., Chukov G.V. *Complex of methodological hardware and software for automated test and measurements of RF Ics during radiation test researches, Spetztehnika i svyaz'*. 2011. no. 4-5. pp. 28-32.
- [4] Amburkin K.M., Elesin V.V., Chukov G.V. *Hardware and software probe test facility for dose radiation test and researches of RF & MW ICs chips, Radiatsionnaya stoikost elektronnyh sistem*, no. 19. 2016. pp. 140-141.
- [5] Datasheet RF PLL Frequency Synthesizers ADF4110/ADF4111/ADF4112/ADF4113 // url: analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADF4110_4111_4112_4113.pdf (appeal date: 05.07.2017).

Influence of powerful microwave radiation on frequency characteristics of high frequency field effect transistor

Dmitriy V. Gromov, Vladimir V. Shurenkov

National Research Nuclear University MEPhI (Moscow Engineering Physics Institute),
Moscow, 115409, Russian Federation
DVGromov@mephi.ru

Abstract: The paper presents the results of a study of the influence of powerful microwave radiation on frequency characteristics of field-effect transistor with a Schottky gate on gallium arsenide. The analysis was conducted using nonlinear equivalent circuit transistor and method of anchor capacities. Comparison of the received S -parameters with known from literature parameters similar transistor shows them satisfactory compliance.

Keywords: microwave radiation, field effect transistor, equivalent circuit, frequency characteristics.

Влияние мощного микроволнового излучения на частотные характеристики СВЧ полевого транзистора

Громов Д.В., Шуренков В.В.

Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»
г. Москва, 115409, Российская Федерация
DVGromov@mephi.ru

Аннотация: В работе представлены результаты исследования влияния мощного СВЧ излучения на частотные характеристики полевого транзистора с затвором Шоттки на арсениде галлия. Анализ проводился с использованием нелинейной эквивалентной схемы транзистора и метода узловых потенциалов. Сравнение полученных S -параметров с известными из литературы параметрами аналогичного транзистора показывает их удовлетворительное соответствие.

Ключевые слова: СВЧ электромагнитное излучение, полевой транзистор, эквивалентная схема, частотные характеристики.

1. Введение

При воздействии мощного импульсного СВЧ излучения на полевые транзисторы при относительно малых уровнях мощности воздействующего сигнала доминируют эффекты, связанные с детектированием СВЧ сигнала на нелинейном участке сток-затворной характеристики (для МДП транзисторов) или же детектированием на выпрямляющем переходе металл – полупроводник для полевого транзистора с затвором Шоттки (ПТШ). При увеличении уровня СВЧ мощности для ПТШ на GaAs существенную роль играет долговременная релаксация тока стока вследствие захвата носителей на глубокие уровни на границе раздела канал-подложка, а превышение уровня повреждения $R_{повр}$ приводит к катастрофическому отказу вследствие теплового вторичного пробоя.

В данной работе представлены результаты исследования влияния мощного микроволнового излучения на высокочастотные характеристики ПТШ на арсениде галлия. Анализ проводился с использованием нелинейной эквивалентной схемы (ЭС) ПТШ и метода узловых потенциалов для частоты входного сигнала 10 ГГц.

2. Моделирование эффектов в ПТШ в режиме большого сигнала

Наибольший, с нашей точки зрения, интерес представляет моделирование ПТШ на GaAs в режиме большого сигнала (БС) при возможно более полном учете нелинейных механизмов и паразитных элементов прибора. Эта модель играет важную роль в процессе оптимизации структуры ПТШ [1] при разработке монолитных СВЧ интегральных схем и входит в состав программ анализа электронных схем.

Как правило, при этом выделяют следующие модели [2]:

- 1) модели, основанные на низкочастотном измерении ВАХ [3] с последующим расчетом параметров эквивалентной схемы с помощью простых аналитических выражений с корректирующими переменными;
- 2) модели, использующие измерения малосигнальных S-параметров с варьированием параметров эквивалентной схемы [4, 5];
- 3) физические модели анализа ПТШ в режиме БС, исходя из его физико-топологических параметров и геометрии.

Судя по сравнительному анализу указанных моделей, использовавшихся для оптимизации ПТШ по критерию максимума усиления, наиболее предпочтительны модели (1) и (2), так как они обеспечивают большую точность вычислений. Модели типа (1), как правило, применяются в про-

граммах, существенной частью которых является процесс идентификации подгоночных параметров по имеющимся экспериментальным зависимостям. Это обеспечивает получение результатов, адекватных экспериментальным, однако использование этих методов в инженерной практике затруднительно, поскольку требует проведения значительного объема сложных СВЧ измерений.

Возможен другой подход, при котором модель ПТШ представляется в виде эквивалентной схемы (рис. 1) с нелинейными элементами, зависящими от амплитуды первой гармоники СВЧ напряжения [6]. Эта модель ближе к классу моделей (2) настоящей классификации, в которых зависимости нелинейных элементов от смещения определяются посредством измерений малосигнальных S-параметров в диапазоне 2...18 ГГц [6] при различных напряжениях на затворе и стоке с последующей корректировкой соответствующих коэффициентов в математических выражениях. Затем производится расчет по ЭС амплитуд напряжений первой гармоники на этих элементах и пересчет их эффективного значения. В ходе итерационного цикла уровень входного сигнала увеличивается до значений, соответствующих режиму БС ПТШ.

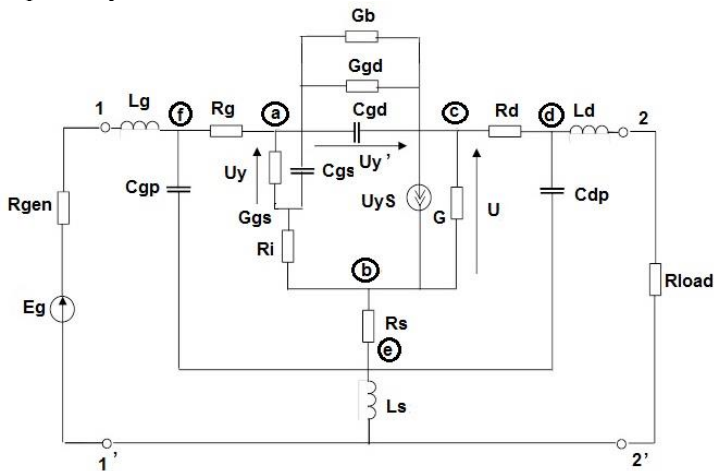


Рис. 1. Нелинейная эквивалентная схема ПТШ.

Fig. 1. Nonlinear equivalent circuit of MESFET

Сечение ПТШ может быть условно разделено на три области:

- 1) область под затвором, обедненная электронами;
- 2) переходная область между каналом и обедненной областью;

3) канал, т.е. область с концентрацией электронов, приблизительно равной концентрации доноров.

Процессы протекания токов в различных областях ПТШ могут быть смоделированы с помощью простых эквивалентных цепей. Так, активные свойства ПТШ обычно моделируют генератором тока $I_g(U_y, U_g)$, включаемым между истоком и стоком, где U_y - управляющее напряжение, U_g - напряжение на генераторе. Протекание тока от затвора к истоку можно смоделировать с помощью емкости затвор-исток C_{gs} и активной проводимости барьера Шотки G_{zi} . Переходная область и управляемая часть канала со стороны истока представлены сопротивлением R_i . Для областей, примыкающих к стоку, имеются аналогичные элементы C_{gd} и G_{gd} (сопротивлением, аналогичным R_i пренебрегают, поскольку оно существенно меньше сопротивления емкости C_{zs} на рабочих частотах). Кроме того, вводится проводимость G_b , моделирующая ток пробоя обратно-смещенного перехода Шотки затвор-сток при больших напряжениях U_y .

Потери мощности в неуправляемых частях канала у истока и стока, а также в затворе учитывают, вводя в схему линейные сопротивления R_s , R_d , R_g . Емкости C_{gp} , C_{dp} образованы контактными площадками затвора, истока и стока; L_s , L_d , L_g - индуктивности выводов истока, стока и затвора соответственно.

Параметры линейных элементов ЭС ПТШ (L_s , L_d , L_g , R_s , R_d , R_g , C_{gp} , C_{dp}) могут быть рассчитаны по известным размерам топологии ПТШ и его электрофизическим и конструктивным параметрам [6].

Емкость C_{gp} определяется конструкцией конкретного ПТШ и обычно составляет $C_{gp}=0,1...0,5$ пФ. Индуктивности выводов L_s , L_d , L_g могут быть измерены или рассчитаны по известным соотношениям.

Нелинейными элементами ЭС являются в данном случае S , G , C_{gs} , G_{gs} , C_{gd} , G_{gd} , G_b .

Используя метод узловых потенциалов (МУП) [7], можно составить уравнения для частотного анализа схемы усилителя:

$$(A Y A^t) F = -A I_y, \quad (1)$$

где A - матрица узлов схемы рис.1; Y - матрица проводимостей ветвей; F - вектор-столбец комплексных амплитуд потенциалов узлов; t - символ транспонирования; I_y - вектор-столбец комплексных амплитуд управляемых источников тока.

В настоящей работе использовался следующий итерационный алгоритм расчета.

1. В качестве начальных задаются измеренные или рассчитанные [6] малосигнальные значения параметров ЭС, кроме того задаются опреде-

ленные постоянные напряжения смещения, частота и амплитуда входного сигнала E_g , соответствующая режиму малого сигнала ($E_g \sim 0,1B$).

2. Решается система уравнений (1) и определяются в условиях малого сигнала амплитуды напряжений U_{yL} , U_{yL}' , U_{gL} , а также фаза φ .

3. Полученные значения U_{yL} , U_{yL}' , U_{gL} и φ подставляются в известные выражения [6] и рассчитываются значения параметров ЭС: S , G , G_{gs} , G_{gd} , G_b , C_{gs} , C_{gd} , R_i . При этом, полагая, что в режиме малого сигнала эти параметры должны соответствовать малосигнальным параметрам п.1 данного алгоритма, производится идентификация подгоночных параметров модели. Таким образом, уточняются формулы для большого сигнала.

4. Увеличивается амплитуда E_g , вновь решается система (1) с определением U_{yL1} , U_{yL1}' , U_{gL1} и φ . В процессе решения используются значения нелинейных элементов, полученные на предыдущей итерации. Затем рассчитываются новые значения: S , G , G_{gs} , G_{gd} , G_b , C_{gs} , C_{gd} , R_i по приведенным выше соотношениям.

5. Повторение процедуры п.4 до тех пор, пока амплитуда E_g не достигнет заранее заданного значения, соответствующего уровню БС.

Конечным результатом данного алгоритма являются зависимости параметров ЭС ПТШ (S , G , G_{gs} , G_{gd} , G_b , C_{gs} , C_{gd} , R_i), а также S - параметров транзистора как линеаризованного четырехполюсника от уровня мощности, падающей на входе транзистора.

3. Результаты моделирования

В качестве примера по разработанному алгоритму были рассчитаны параметры ЭС ПТШ 3П602А в зависимости от уровня входной мощности для частоты СВЧ входного сигнала 10 ГГц, $E_{gs} = -1$ В, $E_{ds} = 7$ В, $R_g = 50$ Ом, $R_{load} = 50$ Ом, U_{gs} менялась от 0,21 В до 1,51 В с шагом 0,1 В.

На рис. 2 представлены зависимости параметров ЭС ПТШ от уровня входной мощности. Аналогичные зависимости для S - параметров транзистора приведены на рис. 3.

Установлено, что большинство зависимостей модулей рассчитанных параметров от мощности входного сигнала поддаются ясной физической трактовке. При входной мощности СВЧ сигнала $P_{вх} \leq 15$ дБм ПТШ работает в режиме малого сигнала, и его параметры слабо зависят от уровня сигнала. При $P_{вх} \geq 15$ дБм начинают проявляться нелинейные эффекты и резко усиливается зависимость параметров от уровня сигнала.

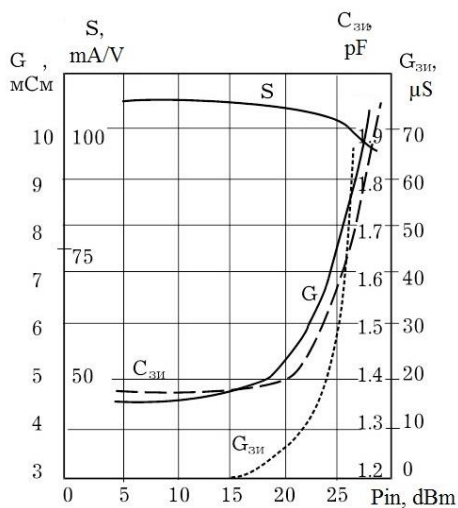


Рис. 2. Зависимость параметров эквивалентной схемы ПТШ от входной мощности СВЧ сигнала

Fig. 2. Dependence of equivalent circuit parameters MESFET of microwave input power

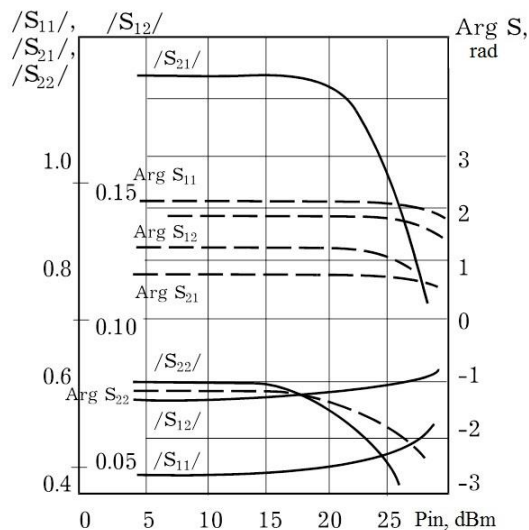


Рис. 3. Зависимость S - параметров от входной мощности СВЧ сигнала

Fig. 3. Dependence of S - parameters MESFET of microwave input power

Сравнение полученных малосигнальных S-параметров (рис.3) с известными из литературы параметрами аналогичного ПТШ показывает их близкое соответствие. Согласно [8], на частоте $f=10$ ГГц: $|S_{11}|=0,7$; $\text{Arg}_{S_{11}}=2,92$ рад; $|S_{12}|=0,072$; $\text{Arg}_{S_{12}}=0,696$ рад; $|S_{21}|=0,94$; $\text{Arg}_{S_{21}}=0,209$ рад; $|S_{22}|=0,61$; $\text{Arg}_{S_{22}}=1,22$ рад. На рис. 2 хорошо видно, что увеличение S_{21} (и уменьшение R_i) с ростом P_{in} приводит к увеличению комплексной проводимости промежутка затвор-исток G_{gs} , что в сочетании с падением крутизны S и ростом проводимости G ведет к ухудшению усилительных свойств транзистора: $|S_{21}|$ и коэффициент усиления по мощности K_p падают.

4. Заключение

В данной работе представлены результаты исследования влияния мощного микроволнового излучения на высокочастотные характеристики ПТШ на арсениде галлия. Анализ проводился с использованием нелинейной эквивалентной схемы ПТШ и метода узловых потенциалов для частоты входного сигнала 10 ГГц.

Установлено, что при входной мощности СВЧ сигнала $P_{in} \leq 15$ дБм ПТШ работает в режиме малого сигнала, и его параметры слабо зависят от уровня сигнала. При $P_{in} \geq 15$ дБм начинают проявляться нелинейные эффекты и резко усиливается зависимость параметров от уровня мощности на входе.

Показано также, что рост P_{in} приводит к увеличению комплексной проводимости промежутка затвор-исток G_{gs} , что в сочетании с падением крутизны S и ростом проводимости G ведет к ухудшению усилительных свойств транзистора: $|S_{21}|$ и коэффициент усиления по мощности K_p падают.

Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведенного в рамках проекта Российского фонда фундаментальных исследований № 14-29-09210.

Список литературы

- [1] Антипин В.В., Алексеев А.В., Громов Д.В. Моделирование мощных импульсных микроволновых воздействий на интегральные микросхемы // ВАНТ сер. Физика радиационного воздействия на радиоэлектронную аппаратуру. 1994. вып. 3. С.86-93.
- [2] Weiss M., Pavlidis D. Power optimization of GaAs implanted FET's based on large-signal modeling // -IEEE Trans., 1987. V. MTT-35. No. 7. P. 175-188.

- [3] Peterson D.L. et al. A GaAs FET model for large-signal applications // IEEE Trans. 1984. V. MTT-32, No 3, P. 276-281.
- [4] Willing H.A. et al. A technique for predicting large-signal performance of GaAs MESFET's // IEEE Trans. 1978. V. MTT-26. No 12. P. 1017-1023.
- [5] Snowden C.M. et al. Large-signal modeling of GaAs MESFET's. operation // IEEE Trans. 1983. V. MTT-33. No 2. P. 1817-1824.
- [6] Дмитриева В.А. и др. Расчет параметров эквивалентной схемы полевого транзистора АП325А-2 // Электронная техника. Сер.2. Полупроводниковые приборы. 1984. вып.1. С. 64-67.
- [7] Влах И., Сингхал К. Машинные методы анализа и проектирования электронных схем. М.: Радио и связь, 1988. 560 с.
- [8] Швешкеев П.А., Фомин И.Н. Моделирование полевого транзистора с барьером Шоттки в режиме большого сигнала // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. 1985, вып. 9(381). С. 40-43.

References

- [1] Antipin V.V., Alekseev V.V., Gromov D.V. [Simulation of high-power pulsed microwave effects on integrated circuits]. *VANT. Ser. Fizika radiation effects on radiojelektronnuju equipment*. 1994., no. 3, pp.86-93. (In Russian).
- [2] Weiss M., Pavlidis D. Power optimization of GaAs implanted FET's based on large-signal modeling. *IEEE Trans.*, 1987. vol. MTT-35, no.7, pp. 175-188.
- [3] Peterson D.L. et al. A GaAs FET model for large-signal applications. *IEEE Trans*. 1984, vol. MTT-32, no 3, pp. 276-281.
- [4] Willing H.A. et al. A technique for predicting large-signal performance of GaAs MESFET's. *IEEE Trans*. 1978, vol. MTT-26, no 12, pp. 1017-1023.
- [5] Snowden C.M. et al. Large-signal modeling of GaAs MESFET's. operation. *IEEE Trans*. 1983, vol. MTT-33. no 2. pp. 1817-1824.
- [6] Dmitrieva V. A. et al. [Calculation of parameters of equivalent circuit FET АП325А-2]. *Electronic engineering. Ser. 2. Semiconductor devices*. 1984, no. pp. 64-67. (In Russian).
- [7] Vlach I, Singhal K. [Machine methods of analysis and design of electronic circuits]. Moscow. Radio i svyaz, 1988, 560 p. (In Russian).
- [8] Shveshkeev P.A., Fomin I.N. [Simulation of field-effect transistor with a Schottky barrier in large-signal operation]. *Elektronnaya tekhnika. Ser 1. Elektronika SVCh*, 1985, no. 9(381). pp. 40-43. (In Russian).

Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of project of the Russian Foundation for Basic Research No. 14-29-09210.

Shields of local radiation protection of electronics devices based on tungsten-copper composites

¹Bogatyrev Yu.V., ²Vasilenkov N.A., ¹Grabchikov S.S.,

¹Lastovskii S.B., ³Solodukha V.A., ¹Tishkevich D.I.,

¹Trukhanov A.V., ³Shwedov S.V., ¹Yakushevitch A.S.

¹Scientific-Practical Materials Research Centre NAS of Belarus
Minsk, 220072, Belarus, gss@physics.by; bogat@ifttp.bas-net.by

²Joint Stock Company "Testpribor", Moscow, 125480, Russia

³Joint Stock Company "Integral", Minsk, 220108, Belarus, office@bms.by

Abstract: The experimental and calculated results of shields protection properties based on tungsten-copper ($W_{77.5}Cu_{22.5}$) are presented. The radiation protection efficiency at electron irradiation with 1,8 MeV was estimated by MOS transistor parameters changing. The absorbed dose in an IC chip was calculated by Geant4 program. It is shown that shields attenuate irradiation in $10 \div 10^4$ times in the electron energy range from 0,5 to 6 MeV. The protection shield provides the total absorbed dose up to 6 times for outer space protons.

Keywords: Materials of local protection, electrons, protons, integrated circuits, transistors, metal-ceramic package.

Экраны локальной радиационной защиты изделий электронной техники на основе композитов вольфрам-медь

¹Богатырев Ю.В., ²Василенков Н.А., ¹Грабчиков С.С.,

¹Ластовский С.Б., ³Солодуха В.А., ¹Тишкевич Д.И.,

¹Труханов А.В., ³Шведов С.В., ¹Якушевич А.С.

¹Научно-практический центр НАН Беларуси по материаловедению
г. Минск, 220072, Беларусь, gss@physics.by; bogat@physics.by

²АО «Тестприбор», ул. Планерная, д.7, г. Москва, 125480, Россия

³ОАО «Интеграл», пл. Казинца, 1, Минск, 220108, Беларусь

Аннотация: Представлены результаты экспериментальных и расчетных исследований защитных свойств экранов на основе композитов вольфрам-медь

($W_{77,5\text{Cu}_{22,5}}$). Эффективность радиационной защиты при облучении электронами с энергией 1,8 МэВ оценивалась по изменению параметров МОП транзисторов. С помощью программы Geant4 проведен расчет поглощенной дозы в кристалле ИМС. Показано, что в диапазоне энергий электронов от 0,5 до 6 МэВ экраны ослабляют излучение в 10^3 – 10^4 раз. Для протонов космического пространства защитный экран обеспечивает ослабление суммарной поглощенной дозы до 6 раз.

Ключевые слова: материалы локальной защиты, электроны, протоны, интегральные микросхемы, транзисторы, металлокерамические корпуса.

1. Введение

Современные изделия полупроводниковой и микроэлектронной техники широко применяются в ракетно-космической, авиационной, военной и атомной технике. Однако, они весьма чувствительны к воздействию различных ионизирующих излучений (электроны, протоны, тяжелые заряженные частицы, рентгеновское и гамма излучения) [1]. В связи с этим проблема обеспечения эксплуатационной надежности радиоэлектронных приборов и аппаратуры в условиях радиационных воздействий стоит перед многими инженерами и разработчиками техники, эксплуатируемой как в наземных условиях, так и в условиях космического пространства.

Основные методы обеспечения радиационной стойкости изделий электроники условно можно разделить на две группы – схемотехнические и конструкторские решения, либо методы защиты с помощью радиационных экранов. Первый путь имеет значительные ограничения по причине невысокой радиационной стойкости основного количества элементов электронных приборов и микросхем, возможностей конструктивно-схемотехнического решения этой проблемы. Второй путь может быть более предпочтителен, поскольку он определяется радиационными свойствами используемых материалов экранов и не накладывает ограничений на схемотехнические и конструкционные возможности разработчиков. Такой подход получил условное название ЛОЗА (ЛОкальная ЗАщита) в Российской Федерации [2] и RAD-COAT [3], RAD-PAK [4] – за рубежом.

В настоящее время спектр синтезируемых материалов, перспективных для использования в качестве экранов радиационной защиты, очень широк [5-7]. Для защиты от электронного, протонного, рентгеновского и гамма-излучений используют алюминий, железо, медь, вольфрам, свинец, силикатное стекло и др. В качестве материалов, эффективно поглощающих высокоэнергетические излучения, обычно применяют тяжелые элементы. Наиболее широко используется свинец. Это токсичный материал с высо-

кой плотностью ($\rho=11,35 \text{ г/см}^3$) и низким значением температуры плавления ($T_{\text{пл.}} = 327,5^\circ\text{C}$). В связи с этим проблема замены свинца на другие более экологичные и эффективные по своим массогабаритным параметрам материалы весьма актуальна. В настоящей работе изучены структура и коэффициенты ослабления потоков электронного и протонного излучений композиционного материала W-Cu.

2. Методика эксперимента

Экраны на основе композита $W_{77,5}Cu_{22,5}$ в виде пластин размером $20 \times 20 \text{ мм}^2$ толщинами 0,64, 0,91, 1,21 и 1,49 мм были изготовлены методом твердофазного синтеза. Морфология поверхности и химический состава исследована на сканирующем электронном микроскопе (СЭМ) LEO 1455VP, структура и фазовый состав – дифрактометре PanAnalytical Emprean с использованием Cu K α -излучения. Перед исследованиями образцы подвергали очистке в ультразвуковой ванне и полировке.

Облучение образцов проводилось на линейном ускорителе электронов ЭЛУ-4. Номинальная энергия электронов после окна вывода составляла $E_e = 4 \text{ МэВ}$, флюенс $\Phi = (0,5 \div 40) \times 10^{13} \text{ см}^{-2}$. Плотность потока электронов контролировалась с помощью цилиндра Фарадея и составляла $4 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-2} \text{ с}^{-1}$. Как известно [8], при радиационном воздействии коэффициент ослабления излучения веществом (по поглощенной дозе) существенно зависит от энергетического спектра излучения. Для приближения характеристик спектра электронов ускорителя ЭЛУ-4 к спектру электронов радиационного пояса Земли (РПЗ) между мишенью и окном вывода электронов устанавливалась дюралюминиевая пластина толщиной 5 мм (рис. 1). Пучок электронов, выходящий из окна вывода ускорителя, падал на замедляющий дюралюминиевый экран и далее, с энергией 1,6÷1,8 МэВ и сопутствующим тормозным излучением, направлялся на исследуемый радиационный (защитный) экран, за которым был установлен тестовый образец. Расстояние от окна вывода электронов до замедляющего экрана составляло 0,5 м, а до радиационного экрана – 1 м.

Коэффициент ослабления потоков электронов радиационными экранами определяли из отношения флюенсов падающего на экран и прошедшего через экран потоков электронов [9]. В качестве тестовых структур использовались транзисторные МОП-структуры (элементы логических КМОП ИМС IN74AC04N). Данный метод определения поглощенной дозы излучения основан на изменении радиационно-чувствительных параметров МОП-транзисторов (МОПТ) и достаточно удобен, с точки зрения практической реализации [10-11].

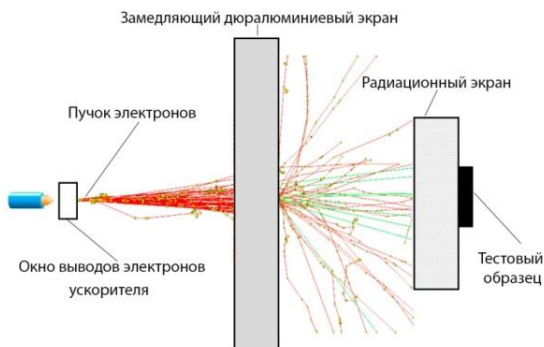


Рис. 1. Схема испытаний радиационных экранов.

Fig. 1. The testing scheme of radiation shields

Измерения сток-затворных вольтамперных характеристик (ВАХ) тестовых структур проводились до и после каждой дозы облучения с помощью измерителя параметров полупроводниковых приборов ИППП-1/6.

Поглощенная доза определялась по величине сдвига ВАХ, а именно – изменению порогового напряжения (ΔU) при токах стока $I_c = 10^{-7}$ А для п- и р-МОПТ. Для каждой дозы электронного облучения использовалась отдельная микросхема. Значения ΔU усреднялись по шести транзисторам. Для нахождения поглощенной дозы прошедшего защитный экран излучения определялось значение ΔU для п- и р-МОПТ, защищенных экраном, а для поглощенной дозы падающего на защитный экран излучения – микросхемы, не защищенной экраном.

Эффективность экранирования определялась по изменению ВАХ, а именно – порогового напряжения для п- и р-МОПТ, расположенных за экраном и без экрана. Значения эффективности экранирования (коэффициента ослабления K_3) определяли из соотношения:

$$K_3 = \Phi / \Phi_0, \quad (2)$$

где Φ – флюенс электронов, соответствующий параметрическому отказу тестовой приборной структуры, защищенной экраном; Φ_0 – флюенс электронов, соответствующий параметрическому отказу тестовой приборной структуры без экрана.

Параметрический отказ фиксировался при изменении порогового напряжения $\Delta U = 0,1$ В.

С помощью программы *GEANT4* проводились расчеты поглощенной дозы радиации в кристалле кремния, расположенном за защитным экраном и без экрана, облученным электронами и протонами с энергиями $0,5 \div 6,0$ МэВ и $0,04 \div 500$ МэВ, соответственно.

3. Структурно-морфологические свойства композита W-Cu

Элементный состав композита на основе системы W–Cu, полученный с внутреннего участка шлифа, соответствовал: W – 77,5 ат.%, Cu – 22,5 ат.% (W – 91,1 вес.%, Cu – 9,2 вес.%). Из рисунка 2 отчетливо видно, что основной фазой композита $W_{77,5}Cu_{22,5}$ является вольфрам в виде конгломератов и образований зеренной формы размером $2\div 15$ мкм (рис. 2а), а медь выполняет функцию матрицы растворителя.

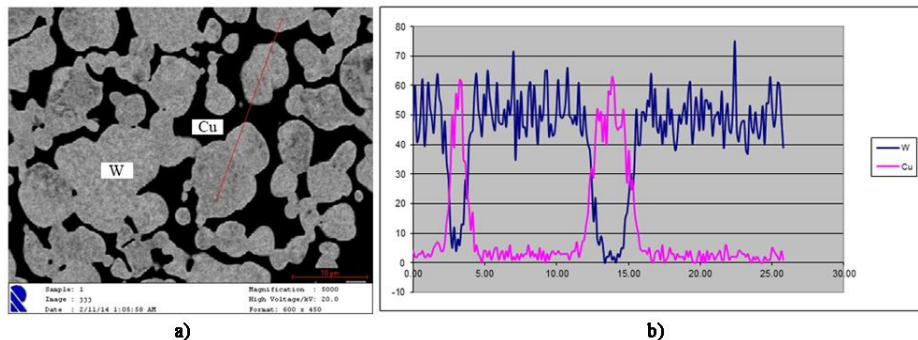


Рис. 2. РЭМ изображение шлифа композита $W_{77,5}Cu_{22,5}$ (а) и соответствующее распределение элементного состава вдоль линии сканирования (б).

Fig. 2. SEM image of the $W_{77,5}Cu_{22,5}$ composite (a) and the corresponding distribution of the elemental composition along the scanning line (b)

На рисунке 3 рентгеновские спектры композита $W_{77,5}Cu_{22,5}$ представлены в различных масштабах. Отчетливо видно, что основной фазой является вольфрам с объемноцентрированной кубической (ОЦК) решеткой, также присутствует фаза меди с гранецентрированной кубической (ГЦК) решеткой. Параметр решетки ОЦК структуры вольфрама составил $0,3176\pm 0,0003$ нм (эталонное значение 0,3160 нм), для ГЦК структуры меди – $0,3632\pm 0,0003$ нм (эталонное значение 0,3615 нм). Угловые положения рефлексов меди смещены в область меньших углов дифракции, что может быть связано с образованием твердого раствора. Для рефлексов вольфрама смещения не наблюдаются. Обнаружено небольшое количество третьей фазы неизвестного соединения – отмечено кружками. Ввиду малой интенсивности рефлексов этой фазы можно предположить, что это поверхностная фаза и связана с процессами окисления.

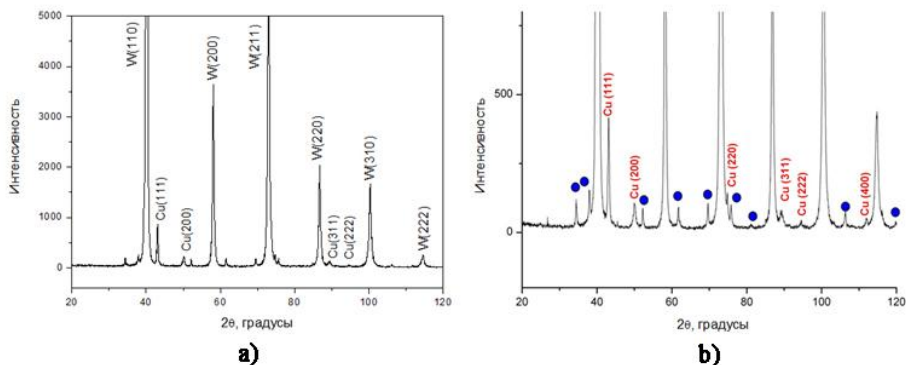


Рис. 3. Рентгеновский спектр композита $W_{77,5}Cu_{22,5}$ (а) и спектр с более высоким разрешением режимов съемки (б).

Fig. 3. X-ray spectrum of a $W_{77,5}Cu_{22,5}$ composite (a) and a spectrum with a higher resolution of the shooting modes (b)

4. Радиационно-защитные свойства экранов на основе композита $W_{77,5}Cu_{22,5}$

Результаты испытаний защищенных и незащищенных экранами п-МОПТ при воздействии электронов с энергией 1,8 МэВ в пассивном электрическом режиме представлены на рисунке 4а. Для всех тестовых структур наблюдается рост ΔU во всем исследуемом диапазоне флюенсов электронного облучения. Однако для защищенных п-МОПТ, значения ΔU , соответствующие одинаковым значениям незащищенных образцов, достигаются при флюенсах облучения на два порядка больших.

Результаты испытаний защищенных и незащищенных экранами р-МОПТ при воздействии электронов с энергией 1,8 МэВ в пассивном электрическом режиме представлены на рисунке 4б. Использование защитных экранов для р-МОПТ в сто и более раз снижает скорость деградации приборных параметров при облучении электронами.

Основные результаты по эффективности радиационной защиты экранами из композита $W_{77,5}Cu_{22,5}$ различной толщины при облучении тестовых п- и р- МОП транзисторов электронами с энергией 1,6÷1,8 МэВ и дозами до $4 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$ представлены в таблице 1.

Анализ полученных данных показывает, что чрезмерное наращивание толщины экранов $W_{77,5}Cu_{22,5}$ не дает явного выигрыша в радиационно-защитных свойствах. Вероятнее всего, это вызвано присутствием тормозного излучения электронов, которое обладает большей проникающей спо-

способностью. В связи с этим и, исходя из требований минимизации массогабаритных параметров, наиболее оптимальными толщинами экранов на основе $W_{77,5}Cu_{22,5}$ являются значения $0,9 \div 1,2$ мм.

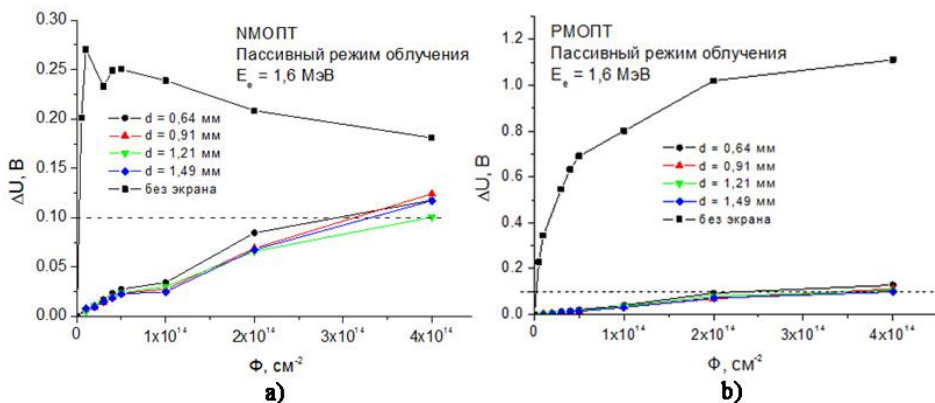


Рис. 4. Зависимости изменения порогового напряжения n- (а) и р-МОПТ (б) от флюенса электронного облучения при облучении с экранами и без экрана.

Fig. 4. Dependences of the voltage variation of n- (a) and p-MOSFET (b) on the fluence of electron irradiation under irradiation with and without shields

Табл. 1 Эффективность экранирования МОПТ экранами из композита $W_{77,5}Cu_{22,5}$ различной толщины при облучении электронами с $E = 1,6 \div 1,8$ МэВ и дозами до $4 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$

Tabl. 1 Shielding efficiency of $W_{77,5}Cu_{22,5}$ composite shields with different thickness at electron irradiation of MOS transistors with energy $E = 1,6 \div 1,8$ MeV and doses up to $4 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$

№ п/п	Толщина экрана d, мм	Эффективность экранирования K,	
		n-МОПТ	p-МОПТ
1	0,64	123	96
2	0,91	130	130,8
3	1,21	165	142,3
4	1,49	140	155,8

Приведенные выше экспериментальные данные были подтверждены результатами компьютерного моделирования эффективности экранов на основе $W_{77,5}Cu_{22,5}$ толщиной 1,2 мм от электронов и протонов разных энергий.

Из полученных расчетных данных следует, что радиационные экраны на основе $W_{77,5}Cu_{22,5}$ весьма эффективно ослабляют излучение электронов РПЗ во всем диапазоне энергий (K_e изменяется в диапазоне от 10^4 до 10).

Моделирование также проводилось для усредненного по орбите Земли интегрального потока протонов в функции энергии от 0,04 до 500

МэВ для орбитального наклонения 60° и круговой орбиты с высотой 300 км. Поглощенная доза (мкГр/час) рассчитывалась в объеме образца кристалла кремния без экрана и за экранами разной толщины, изготовленных на основе композита W–Cu.

В таблице 2 представлена зависимость относительного изменения суммарной поглощенной дозы от толщины экранов W–Cu. Здесь D_0 соответствует суммарной поглощенной дозе в кремнии, облученном протонами без защиты. Данная зависимость позволяет судить об эффективности защитных свойств испытываемых экранов. Видно, что при толщинах экранов порядка 1,25 мм можно достигнуть уменьшения поглощенной дозы протонов РПЗ в 6 раз.

Табл. 2. Суммарная поглощенная доза в кремнии, облученном протонами, расположенным за экранами W–Cu различной толщины

Tabl. 2 The total absorbed dose in silicon irradiated by protons, which located beyond W–Cu shields of various thicknesses

d, мм	D , мкГр	D_0/D
0	18740,09436	1
0,2	5777,74521	3,2435
0,4	4702,80271	3,98488
0,6	4005,67089	4,67839
0,7	3914,26667	4,78764
0,8	3714,08792	5,04568
0,9	3584,20657	5,22852
1	3490,54314	5,36882
1,1	3261,53706	5,74579
1,2	3185,28038	5,88334
1,3	3052,24922	6,13977
1,4	2972,08636	6,30537
1,5	2935,9907	6,38289

В таблице 3 приведены результаты расчета значений K , для экранов на основе композита W–Cu толщиной 1,2 мм для потоков электронов и протонов РПЗ на различных типах орбит. В таблице 4 для этих же экранов представлены суммарные (протоны и электроны) значения коэффициентов эффективности экранирования [12]. Выбранные орбиты (орбита МКС, круговая полярная орбита, ВЭО, ГЛОНАСС, ГСО) являются актуальными для современных КА, поскольку проходят через радиационные пояса протонов и электронов.

Из результатов численного моделирования коэффициентов ослабления электронов и протонов космического пространства видно, что защит-

ный экран ослабляет суммарную поглощенную дозу от заряженных частиц как минимум на порядок. Наиболее эффективны радиационные экраны для орбит ГСО, ГЛОНАСС и ВЭО с большим вкладом электронов. Применение их для орбит с большим вкладом протонов (МКС и круговой полярной) менее эффективно.

Табл. 3. Эффективность экранирования ЭРЗ электронов и протонов РПЗ для различных типов орбит космического пространства

Tabl. 3. Shielding efficiency of ERP electrons and ERB protons for various types of orbits of outer space

Тип орбиты	Электроны РПЗ		Протоны РПЗ	
	$K_{\text{эmin}}$	$K_{\text{эmax}}$	$K_{\text{пmin}}$	$K_{\text{пmax}}$
Круговая полярная орбита	51375	2384	4	4
ГСО	152537	152582	(1)	(1)
ГЛОНАСС	38759	47244	(1)	(1)
ВЭО	45941	146137	270	273
МКС	9289	59887	6	3

Примечания:

⁽¹⁾ - Протоны РПЗ для данных орбит полностью ослабляются защитным экраном, а также защитой 0,1 г/см² Al, $K_{\text{эmin}}$ - коэффициент ослабления для минимума солнечной активности (СА), $K_{\text{эmax}}$ - для максимума СА.

Табл. 4. Суммарные значения эффективности экранирования ЭРЗ электронов и протонов РПЗ для различных орбит космического пространства

Tabl. 4. The total values of shielding efficiency of ERP electrons and ERB protons for various orbits of outer space

Тип орбиты	Минимум СА	Максимум СА
Круговая полярная орбита	39	8
ГСО	152537	152582
ГЛОНАСС	38759	47244
ВЭО	484	1266
МКС	12	533

На основании результатов проведенных исследований были спроектированы и изготовлены корпуса для ИМС с интегрированными в них радиационно-защитными экранами, изготовленными на основе композитного материала $W_{77,5}Cu_{22,5}$ (рис. 5).

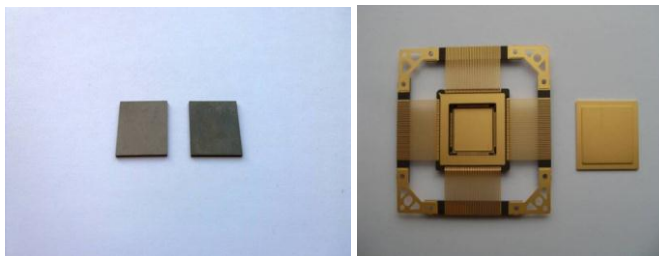


Рис. 5. Образцы композиционного материала и 144 выводной металлокерамический корпус с радиационными экранами.

Fig. 5. $W_{77,5}Cu_{22,5}$ composite material samples and 144 output electrodes of cermet package with radiation shields

5. Заключение

Методом твердофазного синтеза получены образцы композиционного материала $W_{77,5}Cu_{22,5}$, обладающего необходимыми для интегрирования радиационных экранов в металлокерамические корпуса ИМС технологическими качествами, – согласование по ТКР и высокая способность к пайке неактивными флюсами.

Экспериментально изучены радиационно-защитные свойства композита $W_{77,5}Cu_{22,5}$ при облучении электронами с энергией $1,6 \div 1,8$ МэВ кремниевых n- и p- канальных МОП- транзисторов (элементов КМОП ИМС типа IN74AC04). Установлено, что максимальной эффективностью экранирования ($K_3 = 143 \div 155$) для тестовых структур p- МОП транзисторов обладают экраны толщиной $1,21 \div 1,49$ мм. Показано, что оптимальными толщинами экранов $W_{77,5}Cu_{22,5}$, с точки зрения массогабаритных свойств, являются значения $0,9 \div 1,2$ мм.

Методом компьютерного моделирования показано, что экраны $W_{77,5}Cu_{22,5}$ эффективно ослабляют излучение электронов в диапазоне энергий от 0,5 до 6 МэВ ($K_3 = 10^4 \div 10$). Для протонов космического пространства (энергии от 0,04 до 500 МэВ для орбитального наклонения 60° и круговой орбиты с высотой 300 км) защитный экран обеспечивает ослабление суммарной поглощенной дозы до 6 раз. Наиболее эффективны радиационные экраны для орбит с большим вкладом электронов (ГСО, ГЛОНАСС и ВЭО). Для орбит с большим вкладом протонов (МКС и круговой полярной) экраны менее эффективны.

Разработанный материал и технология, перспективны для изготовления корпусов нового поколения электронной компонентной базы, применяемой в аппаратуре ракетной и космической техники с повышенными требованиями к радиационной стойкости.

Список литературы

- [1] Spratt, J.P.; Passenheim, B.C.; Leadon, R.E.; Clark, S.; Strobel, D.J. Effectiveness of IC shielded packages against space radiation. *IEEE Transactions on Nuclear Science*. 1997. Volume 44, Issue 6, P. 2018 – 2025.
- [2] Ефремов, Г.А. Новые материалы для локальной радиационной защиты / Г.А. Ефремов // *Физика и химия обработки материалов*. – М.: 2003. - №1. – С.33-37.
- [3] www.spaceelectronics.com
- [4] www.maxwell.com/products/microelectronics
- [5] Борц, Б.В. Моделирование прохождения электронов через слоистый композиционный материал / Б.В. Борц, И.Г. Марченко, П.Н. Бездверный // *Вопросы атомной науки и техники*. 2009. №4-2. Серия: Физика радиационных повреждений и радиационное материаловедение (94). С. 175-177.
- [6] Першенков, В.С. Поверхностные радиационные эффекты в элементах интегральных микросхем / В.С. Першенков, В.Д. Попов, А.В. Шальнов. - М.: Энергоатомиздат, 1988. - 256 с.
- [7] Nikiforov, A.Y. Simulation of Space Radiation Effects in Microelectronic Parts / A.Y. Nikiforov, A.I. Chumakov // *Effects of Space Weather on Technology Infrastructure*.- Kluwer Academic Publishers, 2004.- P. 165-184.
- [8] Уланова А.В., Согоян А.В., Чумаков А.И. и др. «Особенности оценки радиационной стойкости микросхем в специализированных защитных корпусах» МЭС-2012, Москва, октябрь, 2012.
- [9] Чирская Н.П., Воронина Е.Н., Милеев В.Н., Новиков Л.С., Синолиц В.В. Математическое моделирование свойств неоднородных структур для систем радиационной защиты // *Труды 21 Международной конференции «Радиационная физика твердого тела»*. Севастополь, 2011. С. 436-443.
- [10] Дозиметрический контроль на борту космических аппаратов с помощью МДП-дозиметров / О.В. Мещуров, К.И. Таперо, В.В. Емельянов, В.Н. Улимов и др. // *Вопросы атомной науки и техники*. Серия: Физика радиационного воздействия на радиоэлектронную аппаратуру. 2002. Вып. 4. С. 34-38.
- [11] L.S. August. Estimating and reducing errors in MOS dosimeters caused by exposure to different radiations // *IEEE Trans. Nucl. Sci*. 1982. Vol. 29, No 6. P. 2000-2003.
- [12] Василенков Н.А., Максимов А.Ю., Грабчиков С.С., Ластовский С.Б. В борьбе с радиацией // *Российский космос*. № 5 (113), 2015. С. 38-41.

References

- [1]. Spratt, J.P.; Passenheim, B.C.; Leadon, R.E.; Clark, S.; Strobel, D.J. Effectiveness of IC shielded packages against space radiation. *IEEE Transactions on Nuclear Science*. 1997. Volume 44, Issue 6, P. 2018 – 2025.
- [2]. Ефремов, Г.А. Новые материалы для локальной радиационной защиты / Г.А. Ефремов // *Физика и химия обработки материалов*. – М.: 2003. - №1. – С.33-37.
- [3]. www.spaceelectronics.com
- [4]. www.maxwell.com/products/microelectronics.
- [5]. Б.В. Борц, И.Г. Марченко, П.Н. Бездверный. Моделирование прохождения электронов через слоистый композиционный материал // *Вопросы атомной науки и техники*. 2009. №4-2. Серия: Физика радиационных повреждений и радиационное материаловедение (94). С. 175-177.

- [6]. Першенков, В.С. Поверхностные радиационные эффекты в элементах интегральных микросхем / В.С. Першенков, В.Д. Попов, А.В. Шальнов. - М.: Энергоатомиздат, 1988. - 256 с.
- [7]. Nikiforov, A.Y. Simulation of Space Radiation Effects in Microelectronic Parts / A.Y. Nikiforov, A.I. Chumakov // *Effects of Space Weather on Technology Infrastructure*.- Kluwer Academic Publishers, 2004.- P. 165-184.
- [8]. Уланова А.В., Согоян А.В., Чумаков А.И. и др. «Особенности оценки радиационной стойкости микросхем в специализированных защитных корпусах» МЭС-2012, Москва, октябрь, 2012.
- [9]. Чирская Н.П., Воронина Е.Н., Милеев В.Н., Новиков Л.С., Синолиц В.В. Математическое моделирование свойств неоднородных структур для систем радиационной защиты // Труды 21 Международной конференции «Радиационная физика твердого тела». Севастополь, 2011. С. 436-443.
- [10]. Дозиметрический контроль на борту космических аппаратов с помощью МДП-дозиметров / О.В. Мешуров, К.И. Таперо, В.В. Емельянов, В.Н. Улимов и др. // Вопросы атомной науки и техники. Серия: Физика радиационного воздействия на радиоэлектронную аппаратуру. 2002. Вып. 4. С. 34-38.
- [11]. L.S. August. Estimating and reducing errors in MOS dosimeters caused by exposure to different radiations // IEEE Trans. Nucl. Sci. 1982. Vol. 29, No 6. P. 2000-2003.
- [12]. Василенков Н.А., Максимов А.Ю., Грабчиков С.С., Ластовский С.Б. В борьбе с радиацией // Российский космос. № 5 (113), 2015. С. 38-41.

References

- [1] Spratt, J.P.; Passenheim, B.C.; Leadon, R.E.; Clark, S.; Strobel, D.J. Effectiveness of IC shielded packages against space radiation. IEEE Transactions on Nuclear Science. 1997. Volume 44, Issue 6, P. 2018 – 2025.
- [2] Efremov, G.A. [New materials for local radiation protection]. *Fiz. i him. obrab. mater.*, 2003, no. 1, pp. 33-37. [in Russian].
- [3] www.spaceelectronics.com
- [4] www.maxwell.com/products/microelectronics
- [5] Borc B.V [The modeling of electron transmission through laminated composition material]. *Vopr. atom. nayki i teh. = Fiz. rad. povrez. i rad. materialoved.*, 2009, no. 94, pp. 175-177. [in Russian].
- [6] Pershenkov V.S. [Surface radiation effects in the integrated microcircuits elements]. Moscow, *Energoatomizdat*, 1988, 256 p. [in Russian]
- [7] Nikiforov, A.Y. Simulation of Space Radiation Effects in Microelectronic Parts / A.Y. Nikiforov, A.I. Chumakov // *Effects of Space Weather on Technology Infrastructure*.- Kluwer Academic Publishers, 2004.- P. 165-184. [in Russian].
- [8] Ulanova A.V. [i dr.] [Features of the evaluation of the radiation resistance of microcircuits in specialized protective packages]. *Proc. of the International Conference “Problemi razrabotki perspektivnih micro- i nanoelectronnih system (MES-2012)”*. – 2012, no 1, pp. 584-587. [in Russian].
- [9] Chirskaya N.P., Voronin E.N., Mileev V.N., Novikov L.S., Sinolic V.V. [Mathematical modeling of heterogeneous structures properties for radiation protection systems] *Proc. of 21st International Conference “Radiation Solid State Physics”*, 2011, Sevastopol', pp. 436-443. [in Russian].

- [10] Meshurov O.V., Tapero K.I., Emel'yanov V.V., Ulimov V.N. [The onboard dosimetric control of space apparatus by using MOS-dosimeters]. *Vopr. atom. nayki i the. = Fiz. rad. vozdeist. na radioelec. apparat.*, 2002, no. 4, pp. 34-38. [in Russian].
- [11] L.S. August. Estimating and reducing errors in MOS dosimeters caused by exposure to different radiations // *IEEE Trans. Nucl. Sci.* 1982. Vol. 29, No 6. P. 2000-2003.
- [12] Vasilenkov N.A., Maksimov A.U., Grabchikov S.S., Lastovskii S.B. [The fight against radiation], *Ros. kosmos*, Vol. 113, no. 5, pp. 38-41. [in Russian].

Measurement error correction of S-parameters under determination of complex permittivity and permeability of low-sized samples in free space

Baskov K.M., Politiko A.A., Semenenko V.N., Chistyayev V.A.

ITAE RAS

Moscow, 125412, Russian Federation

alexey.politiko@mail.ru

Abstract: The method is developed for error correction of measurement results of S-parameters. This correction is conducted in determining complex permittivity and permeability of material samples in the centimeter wavelength range. The measurements of properties of materials are carried out in free space using the specific diaphragm. The correction procedure is necessary when the size of test sample is less than two wavelengths of electromagnetic radiation in free space. The correction algorithm of reflection coefficient and transmission coefficient based on the representation of measuring bench in the terms of equivalent long-distance line is shown. As results the comparative dependences of complex permittivity and permeability of material properties of test samples in initial state and after correction procedure are submitted.

Keywords: S-parameters, reflection coefficient, transmission coefficient, complex permittivity and permeability, measurement error correction.

Коррекция S-параметров при измерении материальных параметров малоразмерных образцов в свободном пространстве

Басков К.М., Политико А.А., Семенов В.Н., Чистяев В.А.

ИТПЭ РАН

Москва, 125412, Российская Федерация

alexey.politiko@mail.ru

Аннотация: Разработана методика коррекции результатов измерений S-параметров, которая проводится при определении диэлектрической и магнитной проницаемости образцов материалов в сантиметровом диапазоне длин волн. Измерения параметров образцов материалов осуществляются в свободном пространстве с использованием диафрагмы. Коррекция необходима в случае, когда размер исследуемого образца имеет величину меньшую, чем две длины электро-

магнитной волны в свободном пространстве. Предлагается алгоритм коррекции коэффициента отражения и коэффициента прохождения, построенный на представлении измерительного комплекса в виде эквивалентной длинной линии.

Ключевые слова: S-параметры, коэффициент прохождения, коэффициент отражения, диэлектрическая и магнитная проницаемость, коррекция измерений.

1. Введение

В настоящее время в связи с развитием технологий производства и применением композитных материалов во многих наукоемких отраслях промышленности существенное значение приобретают методы измерения электродинамических параметров композитов в СВЧ-диапазоне длин волн. На данный момент существует множество различных подходов к измерению диэлектрической и магнитной проницаемости образцов материалов на СВЧ. При этом неразрушающий метод проведения измерений в свободном пространстве является предпочтительным не только в качестве контролирующего средства при производстве магнитодиэлектриков, но и на стадии научно-исследовательских работ [1].

В основе радиофизических измерений в свободном пространстве лежит связь измеряемых комплексных коэффициентов отражения (параметр S_{11}) и прохождения (параметр S_{21}) с материальными и геометрическими параметрами исследуемого образца. Значения комплексных коэффициентов отражения S_{11} , отражения на металле S_{11}^M и прохождения S_{21} магнитодиэлектрического образца при нормальном падении плоской электромагнитной волны записываются в виде:

$$S_{11} = \frac{-xy - 1}{1 - y^2}; \quad S_{11}^M = \frac{x}{y}; \quad S_{21} = \frac{x + y}{1 - y^2}, \quad (1)$$

где $x = iz \sin \varphi + \cos \varphi$; $y = iz \sin \varphi - \cos \varphi$;

$z = \frac{\mu}{\varepsilon}$ – нормированное волновое сопротивление образца;

$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sqrt{\varepsilon\mu}$ – набег фазы при прохождении электромагнитной

волны через измеряемый образец;

λ – длина электромагнитной волны в свободном пространстве;

d – толщина слоя магнитодиэлектрика.

Таким образом, комплексные величины коэффициентов отражения и прохождения образца зависят от толщины слоя образца и значений его материальных параметров – диэлектрической проницаемости $\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon''$ и магнитной проницаемости $\mu = \mu' - j\mu''$.

В работе [2] описывается разработанная в ИТПЭ РАН методика измерения эффективных параметров образцов материалов в свободном пространстве. Одной из ключевых особенностей данной методики является использование в составе измерительной установки круглой диафрагмы с нанесенным на нее радиопоглощающим покрытием. При проведении измерений исследуемые образцы помещаются в окно диафрагмы, расположенной в ближней зоне рупорных антенн. Для определения материальных параметров проводятся два измерения: коэффициента прохождения и коэффициента отражения образца, либо коэффициента отражения образца на металле.

Помимо достоинств, указанных в работе [2], у предложенной методики существуют определенные недостатки. Одним из них является то обстоятельство, что данная методика предполагает измерение образцов, габаритные размеры которых превышают 2λ . Если размер диафрагмы больше 2λ , можно считать, что распределение поля в апертуре диафрагмы близко к плоской волне. В этом случае обеспечивается высокая точность измерений S -параметров. Если диаметр диафрагмы меньше 2λ , то распределение поля в ее апертуре не соответствует плоской волне, что в итоге приводит к появлению погрешностей измерений. С целью повышения точности необходимо в процедуре обработки результатов измерений S -параметров учесть истинное распределение поля в апертуре диафрагмы. Построению процедуры коррекции и обработки результатов измерений и посвящен настоящий доклад.

2. Алгоритм коррекции результатов измерений S -параметров

В случае, когда диаметр диафрагмы превышает размер 2λ , верхнее и нижнее подпространство установки, где располагаются измерительные антенны [1], можно считать свободным пространством с волновым сопротивлением равным $W_0 = 120\pi$ Ом. Уменьшение диаметра апертуры до значения $< 2\lambda$ приводит к появлению значительных погрешностей измерения в нижней части диапазона частот. С целью коррекции указанных погрешностей делается следующее предположение: пространство измерительной установки имеет волновое сопротивление, которое отличается от

волнового сопротивления свободного пространства в a раз. Далее составляется эквивалентная длинная линия (рис. 1), соответствующая рассматриваемой измерительной установке.

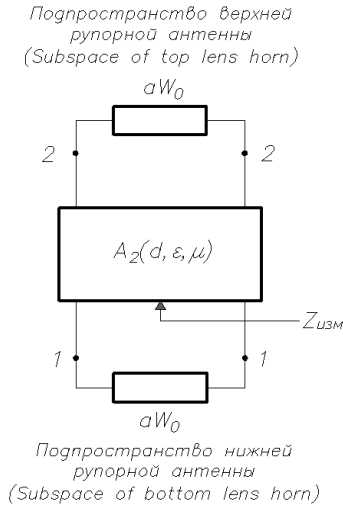


Рис. 1. Эквивалентная длинная линия измерительной установки

Fig. 1. Equivalent long-distance line of measuring bench

В эквивалентной длинной линии входное сопротивление (импеданс) $Z_{ИЗМ}$ образца, находящегося в диафрагме определяется как:

$$Z_{ИЗМ} = aW_0 \frac{1 + S_{11_ИЗМ}}{1 - S_{11_ИЗМ}}, \quad (2)$$

где W_0 – волновое сопротивление свободного пространства;

aW_0 – волновое сопротивление пространства установки;

$S_{11_ИЗМ}$ – параметр, который измеряется установкой.

Образец в длинной линии (рис. 1) представлен четырехполюсником с матрицей передачи $A_2(d, \varepsilon, \mu)$ для измерительной установки. Тогда для параметра $S_{21_ИЗМ}$, измеряемого установкой, можно записать:

$$S_{21_ИЗМ} = \frac{2Z_{ИЗМ}aW_0}{(Z_{ИЗМ} + aW_0)(aW_0ch(j\gamma_2d) - W_2sh(j\gamma_2d))}, \quad (3)$$

где W_2 – волновое сопротивление образца, расположенного на диафрагме;

γ_2 – постоянная распространения электромагнитной волны в образце.

Истинное значение параметра S_{21_H} может быть определено формулой:

$$S_{21_H} = \frac{2Z_H W_0}{(Z_H + W_0)} \frac{1}{(W_0 \operatorname{ch}(j\gamma_1 d) - W_1 \operatorname{sh}(j\gamma_1 d))}, \quad (4)$$

где W_1 – истинное волновое сопротивление образца;

Z_H – истинное входное сопротивление (импеданс) образца в свободном пространстве;

γ_1 – постоянная распространения электромагнитной волны в образце в свободном пространстве.

Похожим образом находятся и истинные значения коэффициента отражения S_{11_H} и коэффициента отражения на металле $S_{11_H}^M$.

3. Результаты измерений материальных параметров композитных образцов до и после коррекции

С использованием диафрагмы диаметром 80 мм, что составляет менее длины волны λ падающего излучения, были проведены измерения материальных параметров для нескольких образцов с различными значениями диэлектрической и магнитной проницаемости. Образцы представляли собой тонкие пленки листовых материалов с габаритными размерами 200×200 мм на основе полимерных связующих, наполненных различными мелкодисперсными магнитомягкими ферромагнитными порошками с различной концентрацией. На рис. 2 представлены сравнительные частотные зависимости ε и μ одного тестового образца толщиной 0,5 мм до и после проведения коррекции. Измерения проводились в диапазоне частот от 3 до 24 ГГц, однако для удобства отображения на графиках частотных зависимостей верхний предел по частоте (ось абсцисс) ограничен значением 10 ГГц. С целью оценки точности результатов измерений после коррекции были дополнительно проведены измерения материальных параметров тех же самых образцов в частотном диапазоне от 3 до 24 ГГц, но с применением диафрагмы диаметром 180 мм. Размер диафрагмы при этом составляет порядка 2λ и более, что позволяет считать результаты измерений на частотах выше 3 ГГц точными с высокой степенью, что подтвердилось при аттестации методики ФГУП ВНИИФТРИ [1].

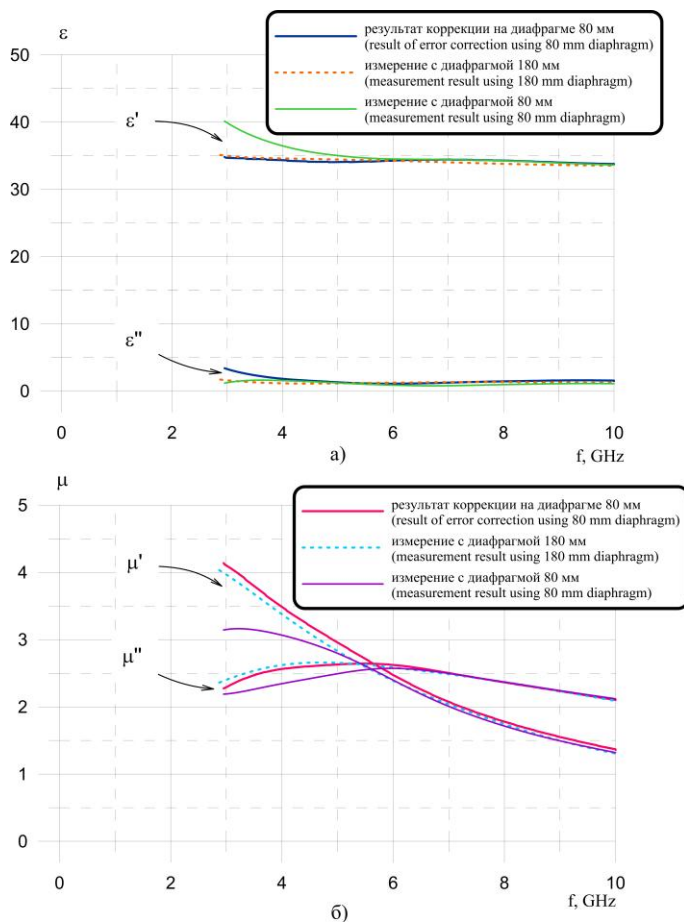


Рис. 2. Частотные зависимости диэлектрической (а) и магнитной (б) проницаемости тестового образца до и после проведения коррекции измерений

Fig. 2. Frequency dependences of complex permittivity (a) and permeability (b) of test sample in initial state and after measurement error correction

На графике (рис. 2) наблюдается характерный загиб кривых частотных зависимостей диэлектрической и магнитной проницаемости в окрестности 3-5 ГГц (зеленые и фиолетовые кривые). Такой загиб является ошибкой измерений и обусловлен тем, что при измерениях с использованием диафрагмы 80 мм распределение поля в апертуре диафрагмы не соответствует плоской волне. Проводимая коррекция результатов измерений позволяет исключить загиб кривых. На рис. 2 видно, что частотные зави-

симости после коррекции (сплошные линии синего и красного цвета) и зависимости, полученные при измерениях с использованием диафрагмы диаметром 180 мм (пунктирные линии), практически совпадают.

4. Заключение

Предложена методика коррекции результатов измерений S -параметров, которая проводится при определении диэлектрической и магнитной проницаемости образцов материалов на частотах выше 3 ГГц. Измерения параметров образцов материалов осуществлялись в свободном пространстве с использованием диафрагмы диаметром 80 мм, что составляет менее одной длины волны падающего электромагнитного излучения для нижней границы указанного диапазона частот. Приводится алгоритм коррекции коэффициента отражения на металле и коэффициента прохождения образца, построенный на представлении измерительного комплекса в виде эквивалентной длинной линии. Коррекция результатов измерений S -параметров позволяет минимизировать ошибки при определении параметров ε и μ образцов материалов на частотах 3-6 ГГц. Это обеспечивает высокую достоверность расчетных оценок при проектировании многослойных радиопоглощающих покрытий.

Список литературы

- [1] К.М. Басков, А.А. Политико, В.Н. Семененко, В.А. Чистяев. Коррекция S -параметров при измерении материальных параметров магнитодиэлектрических композиций в свободном пространстве с применением диафрагмы // Журнал радиоэлектроники. 2017. №5. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/may17/7/text.pdf>
- [2] Семененко В.Н., Чистяев В.А. Сверхширокополосная методика измерения электрофизических параметров листовых материалов в свободном пространстве // Материалы 20-й Международной крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Сентябрь, 2010, Севастополь, с. 1091-1092.

References

- [1] Baskov K.M., Politiko A.A., Semenenko V.N., Chistyayev V.A. Measurement error correction of S -parameters in determining the complex permittivity and permeability of magnetodielectric composites in free space using the diaphragm. *Zhurnal Radioelektroniki – Journal of Radio Electronics*, 2017, №5. (In Russian). Available at: <http://jre.cplire.ru/jre/may17/7/text.pdf>
- [2] Semenenko V.N., Chistyayev V.A. Measurement methods of complex permittivity and permeability of sheet samples in free space in microwave range. *Materialy 20 Mezhdunarodnoy krymskoy konferentsii "SVCH-tehnika i telekommunikatsionnye tekhnologii"* – 20th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology". Sevastopol, 2010, pp. 1091-1092. (In Russian). DOI: 10.1109/CRMICO.2010.5632834

Measurement bench for measurement of reflection and transmission coefficients and electromagnetic properties of materials in free space

Politiko A.A., Semenenko V.N., Chistyayev V.A.

ITAE RAS

Moscow, 125412, Russian Federation

alexey.politiko@mail.ru

Abstract: Specialized measurement bench is developed for measurement of reflection and transmission coefficients of electromagnetic wave of material samples in free space, complex permittivity and permeability of sheet samples, angle dependences of transmissivity and temperature dependences of reflectivity of materials at normal incidence of electromagnetic wave. With a view to increase the efficiency of measurements a suppression of the Gibbs phenomenon is exploited in a digital signal processing.

Keywords: S-parameters, complex permittivity and permeability, radio absorbing materials, reflection and transmission coefficients.

Стенд для измерения коэффициентов отражения и прохождения и электрофизических параметров материалов в свободном пространстве

Политико А.А., Семененко В.Н., Чистяев В.А.

ИТПЭ РАН

Москва, 125412, Российская Федерация

alexey.politiko@mail.ru

Аннотация: Разработан специализированный комплекс для измерений коэффициентов отражения и прохождения электромагнитной волны образцов материалов, их диэлектрической и магнитной проницаемости в свободном пространстве, угловой зависимости коэффициента прохождения плоских образцов, а также измерений температурной зависимости коэффициента отражения при нормальном падении волны. С целью повышения точности измерений предприняты меры для уменьшения эффекта Гиббса при цифровой обработке сигналов.

Ключевые слова: S-параметры, диэлектрическая и магнитная проницаемость, радиопоглощающие материалы, коэффициенты отражения и прохождения.

1. Введение

Для измерения диэлектрической и магнитной проницаемости листовых материалов в СВЧ-диапазоне частот в свободном пространстве обычно используется методика измерения, где измеряемый образец располагается между двумя фокусирующими элементами, в качестве которых, как правило, используются громоздкие и дорогостоящие линзовые или отражательные антенны. При этом размер образца должен составлять порядка 10 длин волн в свободном пространстве. Данное обстоятельство существенно затрудняет процесс измерений параметров материалов в низкочастотной области СВЧ-диапазона. В ИТПЭ РАН разработана методика измерения комплексных проницаемостей листовых материалов в свободном пространстве в ближней зоне рупорных антенн, что позволяет существенно упростить процедуру измерений и снизить стоимость оборудования [1]. Для уменьшения апертуры падающей и прошедшей волны используется металлическая диафрагма, покрытая радиопоглощающим материалом.

2. Измерение коэффициентов отражения и прохождения

На рис. 1 приведена блок-схема измерительной установки. Буквой А обозначена часть измерительного стенда для поддиапазона 1-24 ГГц, буквой В – часть измерительного стенда для поддиапазона 22-40 ГГц.

Стенд позволяет проводить измерения частотных зависимостей коэффициентов прохождения образцов при различных углах падения (от 0 до 75 градусов) в диапазоне от 1 до 24 ГГц. Изменение угла наклона образца происходит автоматически, при этом производится запись зависимости коэффициента прохождения образца от угла на фиксированных частотах, а также частотных зависимостей коэффициента прохождения при различных углах наклона.

Дополнительно реализована возможность проведения измерений температурных зависимостей коэффициентов отражения образцов радиопоглощающих покрытий в интервале от минус 70 °С до плюс 200 °С в диапазоне частот от 2 до 24 ГГц.

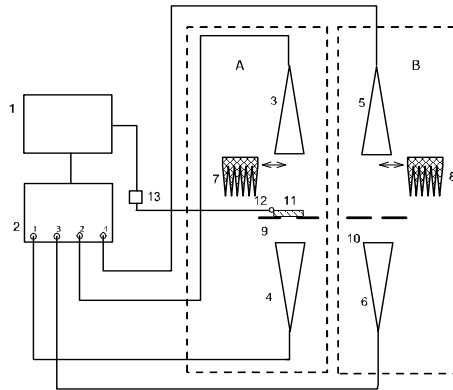


Рис. 1. Блок-схема измерительной установки (1 – ПК; 2 – векторный анализатор электрических цепей R&S ZVA40; 3-6 – рупорная антенна; 7-8 – пирамидальный радиопоглощающий блок; 9-10 – металлическая диафрагма с нанесенным на нее радиопоглощающим покрытием; 11 – измеряемый образец; 12 – датчик угла или температуры; 13 – аналогово-цифровой преобразователь)

Fig. 1. Block diagram of measurement bench (1 – PC; 2 – vector network analyzer R&S ZVA40; 3-6 – wideband lens horn antenna; 7-8 – pyramidal microwave absorber; 9-10 – metal diaphragm with a multi-layer radio absorbing material coating on it; 11 – test sample; 12 – thermo sensor or inclinometer; 13 – analog-to-digital converter)

В качестве примера на рис. 2 приведены результаты измерений частотной зависимости коэффициента отражения пластины из кварцевого стекла толщиной 3,9 мм.

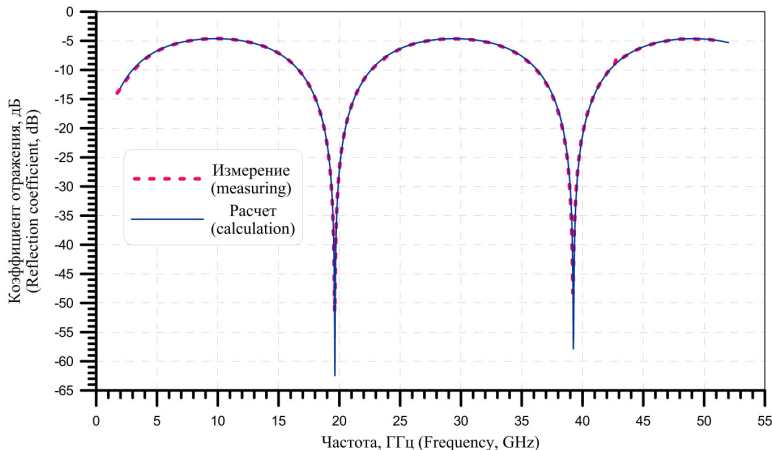


Рис. 2. Измеренный и рассчитанный коэффициент отражения кварцевой пластины

Fig. 2. Reflection coefficient of quartz sheet sample (measuring and calculation)

Значения погрешности измерения значений коэффициентов отражения плоских образцов приведены в табл. 1.

Табл. 1. Значения абсолютных погрешностей измерений коэффициента отражения.

Table 1. Absolute measurement error values of reflection coefficient

№ п/п	Диапазон значений коэффициента отражения, дБ Value range of reflection coefficient, dB	Погрешность измерения, дБ Measurement error, dB
1	0 ... -5	$\pm 0,1$
2	-10 ... -20	$\pm 0,5$
3	-20 ... -30	± 1
4	-30 ... -40	± 2
5	-40 ... -50	± 3

3. Измерение диэлектрической и магнитной проницаемости материалов

Измеренные зависимости коэффициентов отражения и прохождения могут быть использованы для расчета диэлектрической и магнитной проницаемости материалов [1-2]. В ИТПЭ РАН для определения диэлектрической проницаемости немагнитных материалов в основном используются коэффициенты прохождения через материал либо через материал, нанесенный на тестовый образец.

Значения диэлектрической и магнитной проницаемости материалов рассчитываются на основе коэффициента прохождения и коэффициента отражения образца, расположенного на металлической пластине. Однако возможны и другие сочетания измеренных коэффициентов.

Диапазоны измеряемых значений диэлектрической и магнитной проницаемости приведены в табл. 2. Пример измерения частотной зависимости эффективных проницаемостей ε и μ магнитного образца приведен на рис.3.

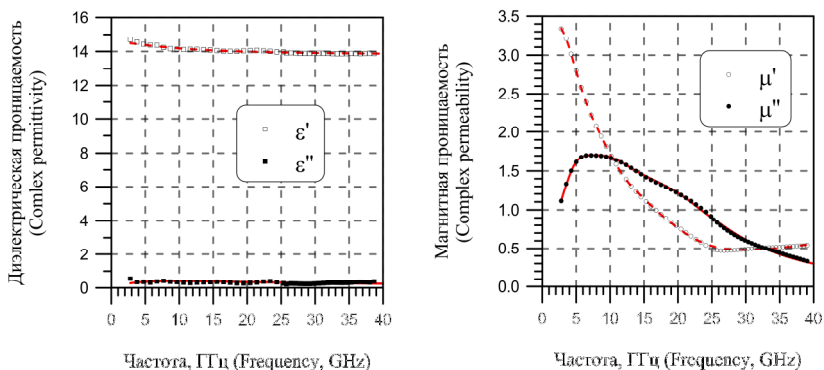


Рис. 3. Частотные зависимости эффективных проницаемостей композитного образца

Fig. 3. Frequency dependence of effective permittivity and permeability of composite sample

Табл. 2. Диапазон измеряемых значений диэлектрической и магнитной проницаемости листовых образцов материалов.

Table 2. Value range of measured complex permittivity and permeability of sheet samples of materials.

№ п/п	Измеряемый параметр Measured parameter	Диапазон значений Value range
1	$ \epsilon' $	1 ... 1000
2	$ \epsilon'' $	0,01 ... 3000
3	$ \mu' $	0,1 ... 10
4	$ \mu'' $	0,01 ... 5

4. Подавление эффекта Гиббса

Для устранения влияния переотражений между измеряемым образцом и рупорной антенной используется временная селекция с использованием метода Time-Domain. Использование цифровой обработки измеренного сигнала приводит к появлению паразитных осцилляций сигнала на краях частотного диапазона (эффект Гиббса). Эффект Гиббса связан со сходимостью ряда Фурье в точке разрыва функции. В точке разрыва ряд Фурье сходится к функции очень неравномерно, предельная флуктуация частичной суммы ряда больше, чем скачок функции в этой точке. Эффект Гиббса имеет место всегда при резких нарушениях монотонности функций. На скачках эффект максимален, во всех других случаях амплитуда пульсаций зависит от характера нарушения монотонности функции. Быстрое преобразование Фурье (БПФ), используемое в цифровой фильтрации, требует, чтобы количество точек равнялось 2^N . Обычно в процессе измерений снимается 2000 точек по частоте, которые добавляются нулями до 2^{14} . Дополнение нулями позволяет получить интерполированное преобразование более сглаженной формы.

Очевидно, что при добавлении нулями возникают разрывы, и даже использование весовых окон не позволяет полностью устранить эффект Гиббса. Осцилляции сигнала на низкочастотном краю частотного диапазона могут сильно уменьшить динамический диапазон измерений. На первом этапе в измеряемый сигнал вносится предыскажение – вычитается комплексная линейная функция вида:

$$F_k = f_0 + \frac{(f_n - f_0)}{n} k, \quad (1)$$

где n – количество измеренных точек,

f_0 и f_n – комплексные значения сигнала на первой и последней точках,

$$k = 0 \dots n.$$

Данный прием устраняет разрывы, поскольку значение функции на граничных точках обнуляются [3]. После цифровой фильтрации эта функция снова прибавляется к отфильтрованному сигналу. Данный метод значительно уменьшает осцилляции сигнала во временной области, вызванные эффектом Гиббса (рис. 4). При преобразовании в частотную область искажения, вызванные эффектом Гиббса, также значительно снижаются. Для дальнейшего подавления искажений используется усреднение отфильтрованного сигнала с использованием временных окон различной ширины. Суть данного метода состоит в том, что если менять ширину временных окон, на каждой точке в частотной области будут наблюдаться осцилляции сигнала. Усреднение отфильтрованного сигнала при разной ширине окна ведет к дальнейшему снижению эффекта Гиббса.

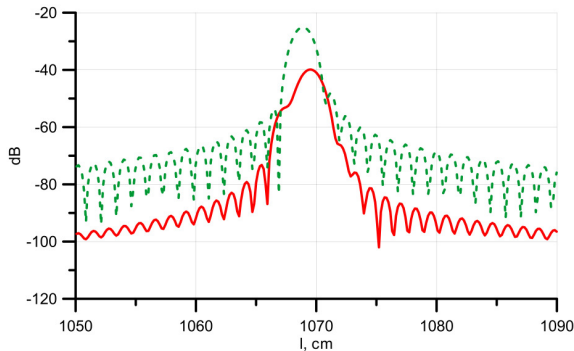


Рис. 4. Подавление эффекта Гиббса при цифровой обработке сигнала

Fig. 4. Suppression of the Gibbs phenomenon in a digital signal processing

5. Заключение

Разработан измерительный комплекс, позволяющий проводить измерения: 1) коэффициентов отражения образцов материалов и покрытий в широком диапазоне частот и в интервале температур от минус 70 °С до плюс 200 °С; 2) угловых зависимостей коэффициентов прохождения образцов в диапазоне углов от 0 до 75 градусов; 3) диэлектрической и магнитной проницаемостей материалов в диапазоне частот от 1 до 40 ГГц.

Данный измерительный комплекс аттестован ведущей российской метрологической организацией и в настоящее время успешно применяется при исследовании радиофизических свойств материалов, а также для разработки радиопрозрачных и радиопоглощающих материалов и покрытий.

Список литературы

[1] Семененко В.Н., Чистяев В.А. Сверхширокополосная методика измерения электрофизических параметров листовых материалов в свободном пространстве // Материалы 20-й Международной крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Сентябрь, 2010, Севастополь, с. 1091-1092.

[2] Л. М. Бреховских. Волны в слоистых средах. М. Изд-во АН СССР. 1957. 502 с.

[3] Cheh Pan. [Gibbs Phenomenon Removal and Digital Filtering Directly through the Fast Fourier Transform]. IEEE Trans. On Signal Processing, vol. 49, No 2, 2001. pp. 444-448.

References

[1] Semenenko V.N., Chistyayev V.A. Measurement methods of complex permittivity and permeability of sheet samples in free space in microwave range. *Materialy 20 Mezhdunarodnoy krymskoy konferentsii "SVCH-tekhnika i telekommunikatsionnyye tekhnologii"* – 20th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology". Sevastopol, 2010, pp. 1091-1092. (In Russian). DOI: 10.1109/CRMICO.2010.5632834

[2] Brehovskiy L.M. *Volny v sloistyyh sredah*. [Wave propagation in stratified media]. Moscow, ASUSSR publ. 1957. 502 p. (In Russian).

[3] Cheh Pan. [Gibbs Phenomenon Removal and Digital Filtering Directly through the Fast Fourier Transform]. IEEE Trans. On Signal Processing, vol. 49, No 2, 2001. pp. 444-448.

Analysis of the measurements accuracy of the PCB electronic components parameters

¹Savin A.A., ²Guba V.G., ²Ladur A.A.

¹Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics
Tomsk, 634050, Russian Federation
saasavin@mail.ru

²NPK TAIR
Tomsk, 634041, Russian Federation
vovg80@gmail.com

Abstract: The accuracy of the scattering parameters and of the impedance is calculated for measurements of printed circuit boards (PCB) electronic components. For testing, the component is installed in a test fixture that is two coaxial-to-strip transitions (connectors) and a transmission line between them. The measurement error depends on the quality of the estimation and correction of the test fixture scattering parameters. Experimental measurements were made in the frequency range from 100 kHz to 20 GHz by using the vector network analyzer Cobalt C1220. Estimates of the complex impedance of various 0402 type components are obtained. Extraction of the equivalent electrical circuit elements of components is made.

Keywords: PCB component, test fixture, vector network analyzer, correction, scattering parameters, impedance, measurement error.

Анализ точности измерений параметров электронных компонентов печатных плат

¹Савин А.А., ²Губа В.Г., ²Ладур А.А.

¹Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, 634050, Российская Федерация
saasavin@mail.ru

²НПК ТАИР
г. Томск, 634041, Российская Федерация
vovg80@gmail.com

Аннотация: Выполнен расчет погрешности измерений параметров рассеяния и импеданса электронных компонентов печатных плат. Для измерений компонент устанавливается в тестовую оснастку, представляющую собой линию передачи между двумя коаксиально-полосковыми переходами (соединителями). Погреш-

ность измерений зависит от качества оценки и исключения матрицы параметров рассеяния тестовой оснастки. При помощи векторного анализатора цепей Cobalt C1220 выполнены экспериментальные измерения в диапазоне частот от 100 кГц до 20 ГГц. Получены оценки комплексного импеданса различных компонентов типоразмера 0402. Выполнена экстракция значений элементов эквивалентных электрических схем компонентов.

Ключевые слова: электронный компонент печатной платы, тестовая оснастка, векторный анализатор цепей, коррекция измерений, параметры рассеяния, импеданс, погрешность измерений.

1. Введение

Сложность решения задачи тестирования электронных компонентов печатных плат при помощи векторных анализаторов цепей (ВАЦ) заключается в необходимости использования специальной тестовой оснастки (ТО) для подключения компонентов и исключения влияния ТО на результаты измерений. Как правило, оснастка содержит один или два коаксиально-полосковых перехода (соединителя) и линию передачи (ЛП) на печатной плате. Соединители обеспечивают передачу сигнала ВАЦ на плату. Тестируемый компонент или исследуемое устройство (ИУ) устанавливается на линию. На рис. 1 приведены три возможные схемы подключения ИУ с двумя контактами (двухполюсного ИУ).

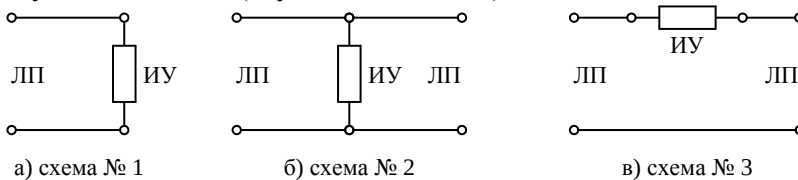


Рис. 1. Схемы подключения ИУ

(схема измерения входного сопротивления (а); схема с шунтированием линии (б); схема с последовательным включением (в)).

Fig. 1. Device under test connection schemes
(reflection (a); shunt thru (б); serial thru (в))

В работе [1] приведены соотношения, позволяющие найти погрешность расчета импеданса компонентов при заданном уровне погрешности измерения параметров рассеяния с помощью ВАЦ. Экспериментальные результаты получены при условии, что оснастка не вносит искажений. В данной работе рассмотрены алгоритмы калибровки и коррекции оснастки, эффективные параметры измерительной системы после двух калибровок (калибровка первого уровня – калибровка ВАЦ в коаксиальном тракте;

калибровка второго уровня – калибровка оснастки). С помощью математической модели дважды калиброванной системы выполнен расчет погрешности измерений параметров рассеяния ИУ. Неопределенность импеданса ЛП на плате увеличивает погрешность расчета импеданса ИУ. Экспериментальные измерения выполнены при помощи ВАЦ Cobalt C1220 для нескольких типов ИУ.

2. Конструкция тестовой оснастки и алгоритмы калибровки

Конструкция тестовой оснастки схематично показана на рис. 2. Схема № 1 не требует второго соединителя. Основными искажениями, вносимыми оснасткой, являются: отражения от соединителей, а также потери и фазовый набег в ЛП на плате.

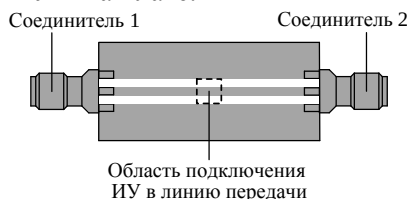


Рис. 2. Схематичный вид конструкции тестовой оснастки

Fig. 2. Device under test connection scheme

Перед подключением ИУ необходимо выполнить измерения коэффициентов отражения (КО) и коэффициентов передачи (КП) оснастки в прямом и обратном направлении. Оценка КО отдельных соединителей предполагает фильтрацию во временной области специальным алгоритмом совместного оценивания. Для смещения плоскости измерений к точкам подключения используется модель ЛП. Уточнение параметров модели ЛП выполняется по результатам измерений КП, либо по результатам измерений КО линии, короткозамкнутой на определенных расстояниях от соединителя. Описание алгоритмов можно найти в работах [2, 3].

3. Математическая модель измерительной системы после коррекции параметров тестовой оснастки

По аналогии с калиброванным двухпортовым ВАЦ, представим модель измерительной системы, включающей ТО, в виде двух эффективных искажающих адаптеров (ЭИА). Модель для прямого зондирования показана на рис. 3. Характеристики соответствующих параметров ЭИА для прямого и обратного зондирований допустимо принять равными.



Рис. 3. Математическая модель погрешности измерительной системы

Fig. 3. The model of the measurement system

Импеданс системы равен импедансу линии на плате Z_L . Зачастую справедливо $Z_L=50$ Ом. Эффективные параметры после коррекции ТО обозначены: направленность D_{TO} , трекинг отражения R_{TO} , согласование M_{TO} , трекинг передачи T_{TO} и изоляция X_{TO} . Индекс ТО указывает на то, что плоскость измерений перенесена в область подключения компонента. Анализ схемы «reflection» следует проводить только с тремя параметрами D_{TO} , R_{TO} и M_{TO} . При этом мультипликативный параметр R_{TO} должен учитывать влияние шунтирующего сопротивления. Шунт возникает за счет частичной утечки энергии электромагнитной волны от края сигнального проводника на экран через диэлектрик. Паразитное проникновение X_{TO} характеризует сигнал, проникающий в порт приемник при отсутствии ИУ, и его необходимо рассматривать только для схемы «serial thru» (передача по диэлектрику через разрыв сигнального проводника). Измерение X_{TO} можно выполнить аналогично измерению изоляции ВАЦ. Схема «shunt thru» не предусматривает никаких изменений структуры ЛП для подключения ИУ после калибровки и поэтому $X_{TO}=0$.

Расчет погрешности измерений параметров рассеяния ИУ аналогичен расчету погрешности, который используется в современных ВАЦ [4]. Максимальные значения погрешности измерений КО и КП ИУ найдем при помощи выражений:

$$|\Delta S_{11}^{\max}| = |D_{TO}| + |R_{TO} - 1| |S_{11}| + |R_{TO}| |M_{TO}| |S_{11}|^2; \quad (1)$$

$$|\Delta S_{21}^{\max}| = (|T_{TO} - 1| + |M_{TO}|^2 |S_{21}| |S_{12}|) \cdot |S_{21}| + |X_{TO}|. \quad (2)$$

Погрешность расчета импеданса ИУ можно найти сложением погрешности, обусловленной неточным измерением S-параметров [1], и погрешности, связанной с неточным знанием импеданса линии:

$$\Delta Z_1^{\max} = |\Delta S_{11}^{\max}| \cdot 2 |Z_L| / |1 - S_{11}|^2 + |\Delta Z_L^{\max}| \cdot |1 + S_{11}| / |1 - S_{11}|; \quad (3)$$

$$\Delta Z_2^{\max} = |\Delta S_{21}^{\max}| \cdot |Z_L| / (2 |1 - S_{21}|^2) + |\Delta Z_L^{\max}| \cdot |S_{21}| / (2 |1 - S_{21}|); \quad (4)$$

$$\Delta Z_3^{\max} = |\Delta S_{21}^{\max}| \cdot 2 |Z_L| / |S_{21}|^2 + |\Delta Z_L^{\max}| \cdot 2 |1 - S_{21}| / |S_{21}|, \quad (5)$$

где индексами 1, 2 и 3 указаны номера схем (см. рис. 1).

4. Пример расчета погрешности измерений

Фотография экспериментальной ТО изображена на рис. 4. Основные параметры оснастки: ширина сигнального проводника $W=0,52$ мм; высота диэлектрика $h=0,254$ мм; соединители производства ООО «НПК «ТАИР».

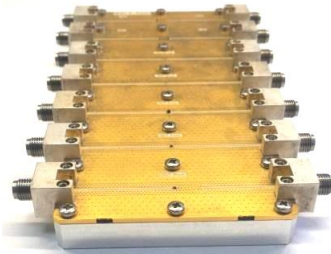


Рис. 4. Фотография тестовой оснастки

Fig. 4. The photo of the test fixture

Анализ, учитывающий особенности алгоритма коррекции параметров ТО и характеристики ВАЦ, показал, что можно обеспечить следующие параметры: $D_{TO}=-53$ дБ; $M_{TO}=-34$ дБ; $R_{TO}=0,19$ дБ; $T_{TO}=0,14$ дБ; $X_{TO}=-120$ дБ. Погрешность расчета импеданса линии, полученная методом сигма-точечного преобразования, составляет 0,152 Ом. Результаты расчетов погрешности импеданса по формулам (3) – (5) показаны на рис. 5.

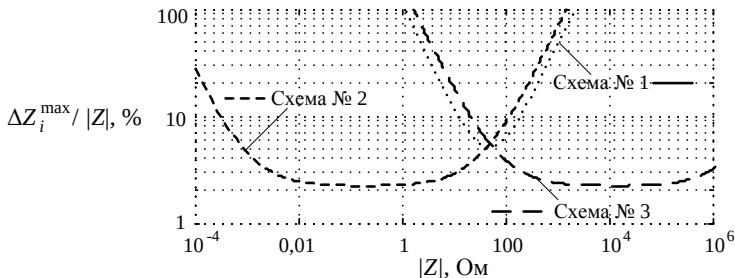


Рис. 5. Относительная погрешность определения импеданса ИУ

Fig. 5. Impedance errors

5. Результаты экспериментальных измерений

Выполнено тестирование следующих компонентов: конденсаторов емкостью 100 нФ и 1 пФ, устройства защиты от электростатического разряда, резисторов 100, 51, 47 Ом и 10 кОм, индуктивности 82 нГн. Для примера на рис. 6 показаны значения импеданса резистора 47 Ом, полученные при подключении одного и того же экземпляра компонента по схеме «reflection» (№ 1) и схеме «shunt thru» (№ 3). Измерения выполнены с использованием ВАЦ COBALT 1220 производства компании ООО «Планар» [5].

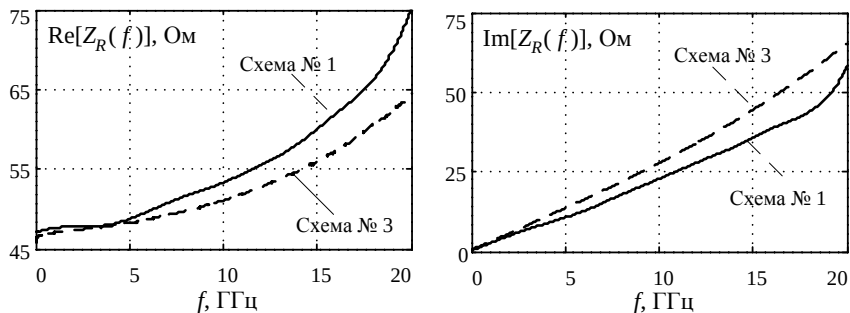


Рис. 6. Действительная (слева) и мнимая (справа) часть импеданса резистора

Fig. 6. Real (left) and imaginary (right) part of the resistor impedance

Экстракция значений элементов эквивалентной схемы резистора дает: последовательная индуктивность 0,5 нГн; параллельная емкость 0,4 пФ.

6. Заключение

В работе рассмотрена методология калибровки и коррекции тестовой оснастки для выполнения высокоточных измерений параметров электронных компонентов печатных плат. Разработана оснастка, которая может быть использована для проведения контроля параметров компонентов. Выполнены расчеты погрешности измерений, учитывающие основные особенности измерительной системы. Приведены результаты экспериментальных измерений в диапазоне частот до 20 ГГц.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена в рамках проекта по государственному заданию Минобрнауки России № 8.7348.2017/8.9.

Список литературы

- [1] Савин А.А., Губа В.Г., Быкова О.Н. Определение погрешности измерений импеданса электронных компонентов с помощью векторного анализатора цепей // Измерительная техника, прил. Метрология. 2014. № 10. С. 20-29.
- [2] A.A. Savin, V.G. Guba, M.V. Sinogin, O.Yu. Morozov, O.N. Bykova A Simple Test Fixture De-embedding Method for PCB Components Measurements Using a Calibrated Vector Network Analyzer // Proceedings of the 45th European Microwave Conference. 7-10 Sept 2015, Paris, France. 2015, pp. 983-986.
- [3] Савин А.А., Губа В.Г., Синогин М.В., Морозов О.Ю., Быкова О.Н. Статистический анализ алгоритма исключения влияния оснастки при тестировании электронных компонентов // 25-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Материалы конференции. 6-12 сентября 2015 г., Севастополь, Крым, Россия, с. 864-865.
- [4] МИ 3411-2013. ГСИ. Анализаторы цепей векторные. Методика определения метрологических характеристик.
- [5] Руководство по эксплуатации. Технические характеристики. Электронный ресурс: http://www.planarchel.ru/Products/Measurement%20instrument/c1220/user_manual_Cobalt_part1_rus.pdf.

References

- [1] Savin A.A., Guba V.G., Bykova O.N. Determination of the Error of Measurements of the Impedance of Electronic Components Using a Vector Circuit Analyzer // Measurement Techniques. March, 2015, Vol. 57, No. 12, P. 1457-1462.
- [2] A.A. Savin, V.G. Guba, M.V. Sinogin, O.Yu. Morozov, O.N. Bykova A Simple Test Fixture De-embedding Method for PCB Components Measurements Using a Calibrated Vector Network Analyzer // Proceedings of the 45th European Microwave Conference. 7-10 Sept 2015, Paris, France. 2015, pp. 983-986.
- [3] A.A. Savin, V.G. Guba, M.V. Sinogin, O.Yu. Morozov, O.N. Bykova Statistical Analysis of Fixture De-embedding Algorithm for Electronic Components Testing // 2015. 25th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2015). 6-12 September, Sevastopol, Crimea. P. 864-865. (In Russian).
- [4] Recommendation MI 3411-2013. State system for ensuring the uniformity of measurements. Vector network analyzers. Method for determining the metrological characteristics. (In Russian).
- [5] User Manual. Specification. URL: http://www.planarchel.ru/Products/Measurement%20instrument/c1220/user_manual_Cobalt_part1_rus.pdf.

Acknowledgements

The work was supported by State Contract № 8.7348.2017/8.9 of the Russian Ministry of Education and Science.

Mathematical model of the quadrature method of measuring the reflection coefficient based on the demodulator with symmetrical inputs

Gimpilevich Yu.B.¹, Zebek S.E.¹

¹Sevastopol State University
Sevastopol, 299053, Russian Federation
gimpil@mail.ru

Abstract: The mathematical model of the quadrature method for measuring the complex reflection coefficient is developed by analyzing the amplitude-phase distribution of the field in the microwave path using a two-probe measuring line based on a demodulator with symmetrical inputs. Relations for I and Q components at the outputs of the quadrature detector are obtained, and quadrature processing of these components is performed. Relations for I and Q components at the outputs of the quadrature detector are obtained, and quadrature processing of these components is performed. Analytical dependencies connecting the results of quadrature processing with the measured values of the module and the argument of the complex reflection coefficient are found.

Keywords: the complex reflection coefficient, quadrature detector, two-probe measuring line, amplitude distribution, phase distribution.

Математическая модель квадратурного метода измерения коэффициента отражения на основе демодулятора с симметричными входами

¹Гимпилевич Ю.Б., ¹Зебек С.Е.

¹Севастопольский государственный университет
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
gimpil@mail.ru

Аннотация: В докладе разработана математическая модель квадратурного метода измерения комплексного коэффициента отражения посредством анализа амплитудно-фазового распределения поля в микроволновом тракте с помощью двухзондовой измерительной линии на основе демодулятора с симметричными входами. Получены соотношения для I и Q составляющих на выходах квадратурного детектора, а также проведена квадратурная обработка этих составляющих.

щих. В результате найдены аналитические зависимости, связывающие результаты квадратурной обработки с измеряемыми значениями модуля и аргумента комплексного коэффициента отражения.

Ключевые слова: комплексный коэффициент отражения, квадратурный детектор, двухзондовая измерительная линия, амплитудное распределение, фазовое распределение.

1. Введение

В работе [1] предложен однозондовый метод измерения полного сопротивления на основе синхронного квадратурного детектирования ответвляемых сигналов с последующей квадратурной обработкой измерительной информации. Недостатком этого метода является то, что при перемещении каретки измерительной линии кабель, через который на квадратурный демодулятор подается опорный сигнал деформируется, что приводит к изменению как амплитуды, так и начальной фазы опорного сигнала, в следствие чего понижается точность измерения.

С целью исключения указанного недостатка в работе [2] разработан двухзондовый квадратурный метод измерения комплексного коэффициента отражения, математическая модель которого разрабатывается в этой статье. Этот метод исключает необходимость в применении опорного сигнала с постоянными параметрами, что позволяет удалить делитель СВЧ мощности и отрезок деформирующегося при движении каретки коаксиального кабеля. Данное решение позволяет повысить точность измерения, а также значительно уменьшить габариты и массу измерительной установки.

2. Исследуемая модель

На рисунке 1 показана структурная схема измерительной установки, которая реализует разработанную математическую модель. Генератор СВЧ (ГСВЧ) подключен через линию передачи к измеряемой нагрузке N .

Для реализации разработанного квадратурного метода используются два зонда 1 и 2, размещенных на подвижной платформе (ПП). Расстояние между зондами выберем равным $\lambda/4$, где λ — длина волны в СВЧ тракте. СВЧ сигналы с выходов ненаправленных зондов 1 и 2 через идентичные отрезки подводящих кабелей подаются на входы квадратурного детектора КД. В этом блоке осуществляется двухканальное синхронное детектирование, в результате чего на его выходах формируются квадратурные составляющие $I(l)$ и $Q(l)$. Эти составляющие поступают в блок квадратур-

ной обработки (БКО), в котором осуществляется расчет амплитудного $U(l)$ и фазового $\psi(l)$ распределений поля в СВЧ тракте по формулам квадратурной обработки:

$$U(l) = \sqrt{I(l)^2 + Q(l)^2}; \quad (1)$$

$$\psi(l) = \arctg \left(\frac{Q(l)}{I(l)} \right). \quad (2)$$

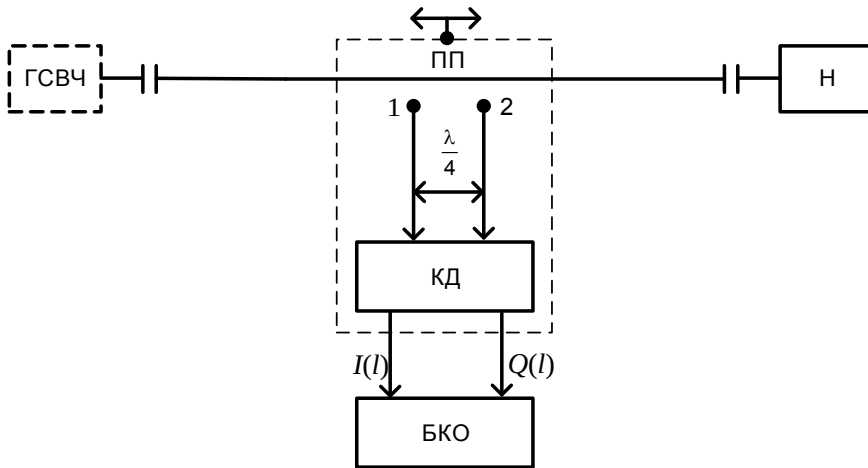


Рис. 1. Структурная схема

Fig. 1. Schematic diagram

В результате интерференции падающей и отраженной волн в линии передачи возникает режим смешанной волны. Комплексную амплитуду суммарной волны $E(l)$ в некотором сечении тракта, находящемся на расстоянии l от плоскости подключения нагрузки H , запишем в виде [3]:

$$E(l) = E_n e^{-j\beta(L-l)} (1 + \Gamma e^{-j2\beta l}), \quad (3)$$

где E_n — комплексная амплитуда падающей волны; $\beta = 2\pi/\lambda$ — фазовая постоянная, L — длина отрезка линии передачи от плоскости подключения нагрузки до плоскости подключения ГСВЧ.

Взяв модуль и аргумент выражения (3), определим амплитуды U_1 , U_2 и начальные фазы ψ_1 , ψ_2 СВЧ сигналов, ответвляемых зондами 1 и 2 при условии, что расстояние между зондами равно $\lambda/4$:

$$U_1(x) = K_1 |E_n| \sqrt{1 + |\Gamma|^2 + 2\Gamma \cos(x)}; \quad (4)$$

$$U_2(x) = K_1 |E_n| \sqrt{1 + |\Gamma|^2 - 2\Gamma \cos(x)} \quad (5)$$

$$\psi_1(x) = \psi_{01} + \beta l - \arctg \frac{|\Gamma| \sin(x)}{1 + |\Gamma| \cos(x)}; \quad (6)$$

$$\psi_2(l) = \psi_{02} + \beta(l + \frac{\lambda}{4}) - \arctg \frac{|\Gamma| \sin(x)}{1 + |\Gamma| \cos(x)}, \quad (7)$$

где $|E_n|$ — амплитуда падающей волны; K_1 — коэффициент передачи каналов прохождения ответвляемых сигналов; $|\Gamma|$ — модуль комплексного коэффициента отражения; $x = 2\beta l / \lambda - \varphi$; φ — аргумент комплексного коэффициента отражения в плоскости подключения нагрузки; $\psi_1(l)$, $\psi_2(l)$ — фазовые сдвиги ответвляемых сигналов; l — расстояние от плоскости подключения нагрузки до плоскости подключения первого зонд; ψ_{01} , ψ_{02} — составляющие фазовых сдвигов независящие от параметров измеряемой нагрузки, которые могут быть исключены путем калибровки измерителя.

С учетом формул (4) — (7) можно получить соотношения для квадратурных составляющих на выходах КД:

$$I(l) = K_2 |E_n|^2 \sqrt{(|\Gamma|^4 - |\Gamma|^2 (4\cos^2 x - 2) + 1)} \cdot \cos \left(\arctg \frac{2|\Gamma| \sin(x)}{1 - |\Gamma|^2} \right); \quad (8)$$

$$Q(l) = K_2 |E_n|^2 \sqrt{(|\Gamma|^4 - |\Gamma|^2 (4\cos^2 x - 2) + 1)} \cdot \sin \left(\arctg \frac{2|\Gamma| \sin(x)}{1 - |\Gamma|^2} \right), \quad (9)$$

где K_2 — сквозной коэффициент преобразования.

Подставляя (8) и (9) в формулы (1) и (2), получаем следующие соотношения для амплитудного и фазового распределений:

$$U(l) = \sqrt{I(l)^2 + Q(l)^2} = K_2 |E_n|^2 \sqrt{(|\Gamma|^4 - |\Gamma|^2 (4\cos^2 x - 2) + 1)}; \quad (10)$$

$$\psi(l) = \arctg \left(\frac{Q(l)}{I(l)} \right) = \arctg \frac{2|\Gamma| \sin(x)}{1 - |\Gamma|^2}. \quad (11)$$

Проанализируем амплитудное распределение $U(l)$. Найдем минимальное $U_{\min}$ и максимальное $U_{\max}$ значения функции $U(l)$, для этого продифференцируем выражение (10) по x и приравняем производную к нулю

$$\frac{dU(x)}{dx} = K_2 |E_n|^2 \frac{4|\Gamma| \cos x \sin x}{\sqrt{(|\Gamma|^4 - |\Gamma|^2 (4\cos^2 x - 2) + 1)}} = 0. \quad (12)$$

Для нахождения экстремумов амплитудного распределения приравняем числитель полученного выражения к нулю

$$K_2 |E_n|^2 4|\Gamma| \cos x \sin x = 0 \quad (13)$$

Решая полученное уравнение и проведя анализ, приходим к заключению, что амплитудное распределение носит периодический характер и принимает минимальные значение при $x_{\min} = \pi n$, а максимальные при $x_{\max} = \pi/2 + \pi n$, где $n=0, 1 \dots$

Подставляя полученные значения для $x_{\min}$ и $x_{\max}$ в формулу (10), получаем:

$$\begin{cases} U_{\min} = K_2 |E_n|^2 (1 - |\Gamma|^2) \\ U_{\max} = K_2 |E_n|^2 (1 + |\Gamma|^2) \end{cases}. \quad (14)$$

Решим эту систему уравнений относительно модуля комплексного коэффициента отражения. В результате решения получаем следующее выражение для расчета модуля комплексного коэффициента отражения $|\Gamma|$

$$|\Gamma| = \sqrt{\frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}}. \quad (15)$$

Проанализируем фазовое распределение $\psi(l)$. Для этого найдем производную по переменной x выражения (11) и приравняем её к нулю, что приводит к уравнению

$$2|\Gamma|(1 - |\Gamma|^2)\cos x = 0. \quad (16)$$

Решением этого уравнения при $|\Gamma| \neq 0, |\Gamma| \neq 1, x \geq 0$ даёт

$$x_n = \frac{\pi}{2} + \pi n, \quad (17)$$

где $n=0, 1 \dots$

Таким образом, положение экстремумов фазового распределения не зависит от модуля ККО. Определим максимальные $\Psi_{\max}$ и минимальные $\Psi_{\min}$ значения фазового распределения. Подставляя (17) в (11), получаем:

$$\Psi_{\max} = \arctg \frac{2|\Gamma|}{1-|\Gamma|^2}; \quad \Psi_{\min} = -\arctg \frac{2|\Gamma|}{1-|\Gamma|^2}. \quad (18)$$

Видно, что максимумы и минимумы равны по абсолютной величине и отличаются только знаками, поэтому путём несложных преобразований, обозначив $\Delta\Psi_{\max} = \Psi_{\max} = -\Psi_{\min}$, определяем модуль ККО

$$|\Gamma| = \tg\left(\frac{\Delta\Psi_{\max}}{2}\right). \quad (19)$$

3. Заключение

Таким образом, в статье предложена математическая модель квадратурного метода измерения коэффициента отражения на основе квадратурного демодулятора с симметричными входами

Получены соотношения для I и Q составляющих на выходах квадратурного детектора, а также проведена квадратурная обработка этих составляющих. В результате найдены аналитические зависимости, связывающие результаты квадратурной обработки с измеряемыми значениями модуля и аргумента комплексного коэффициента отражения. Разработана методика определения этих параметров, основанная на измерении экстремальных значений результатов квадратурной обработки как для амплитудного, так и для фазового распределения поля, получаемых при перемещении каретки двухзондовой измерительной линии.

Финансирование

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

Список литературы

[1] Gimpilevich Yu.B., Zebek S.E. The mathematical model of a complex reflection coefficient measuring instrument based on a method of direct frequency conversion. Proceedings of the 24th IEEE International Conference «Microwave & Telecommunication Technology, CriMiCo-2014». — Sevastopol, Crimea, Russia, September 7—13, 2014. — Vol. 2. — P. 882—883.

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

[2] Gimpilevich Yu.B., Zebek S.E., Ovcharov P.P. , Taran S.N. Two-probe method of the measurement of the impedance in the microwave range using the quadrature processing// Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology, CriMiCo-2016». Sevastopol, Crimea, September 4-10. 2016. P. 1913-1917.

[3] Гимпилевич Ю.Б. Измерение и контроль параметров микроволновых трактов. Севастополь: СевНТУ, 2009. — 296 с.

References

[1] Gimpilevich Yu.B., Zebek S.E. The mathematical model of a complex reflection coefficient measuring instrument based on a method of direct frequency conversion. Proceedings of the 24th IEEE International Conference «Microwave & Telecommunication Technology, CriMiCo-2014». — Sevastopol, Crimea, Russia, September 7—13, 2014. — Vol. 2. — P. 882—883.

[2] Gimpilevich Yu.B., Zebek S.E., Ovcharov P.P. , Taran S.N. Two-probe method of the measurement of the impedance in the microwave range using the quadrature processing// Proceedings of the 26th International Conference «Microwave & Telecommunication Technology, CriMiCo-2016». Sevastopol, Crimea, September 4-10, 2016. P. 1913-1917.

[3] Gimpilevich Yu.B. *Izmerenie i kontrol parametrov mikrovolnovyih traktov*. Sevastopol: SevNTU, 2009, 296 p.

Financing

This paper is based on the research results, which was supported by the Ministry of Education and Science of the Russian Federation, project code №8.3962.2017/ПЧ.

Employing capabilities of coherent microwave signal radar pulse strobing in phase measurement problems

Zakharchenko V.D.

Volgograd State University,

100 Universitetskiy prosp., Volgograd, 400062, Russian Federation

ZVD@volsu.ru

Abstract: Capabilities of the radar impulse stroboscopic transformer are considered which permit extending its application area in performing phase measurements of short radar signals using amplitude methods. It is shown that when the clock frequency is synchronized to the second harmonic of the difference frequency the envelope obtains additional linear phase modulation which does not depend on the spectral transformation coefficient and is determined only by the signal's duty cycle.

Keywords: Stroboscopic transformation; narrowband signal; seminatural modelling; intra-impulse phase modulation.

Использование возможностей радиоимпульсного стробирования когерентных СВЧ радиосигналов в задачах фазовых измерений

Захарченко В.Д.

Волгоградский государственный университет,

просп. Университетский, 100, Волгоград, 400062, Российская Федерация

ZVD@volsu.ru

Аннотация: Рассматриваются возможности радиоимпульсного стробоскопического преобразователя, позволяющие расширить область его применения при проведении фазовых измерений коротких радиосигналов амплитудными методами. Показано, что при синхронизации тактовой частоты системы второй гармоникой разностной частоты, в огибающей преобразованного сигнала появляется дополнительная линейная фазовая модуляция, которая не зависит от коэффициента трансформации спектра и определяется только скважностью сигнала.

Ключевые слова: стробоскопическая трансформация, узкополосный сигнал; полунатурное моделирование, внутриимпульсная фазовая модуляция.

1. Introduction

When performing impulse reflectometry and radar location, it is often of interest to transform the time scale of a periodic sequence of microwave-band radar signals of nanosecond duration of the shape $x(t) = A_0(t) \cos[\omega_0 t + \theta(t)]$ into a low-frequency signal [1]. Such a transformation can be performed using the radar pulse strobing scheme with unproportional carrier frequency variation [2,3], which implements the superheterodyne reception principle, the mathematical model of which is a difference frequency correlator (Fig. 1). The required periodicity of the signal can be relatively easily ensured in low-distance radar systems [4,5].

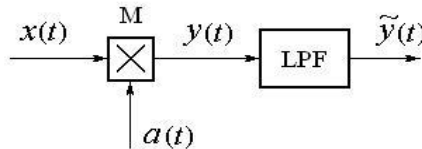


Fig. 1. Mathematical model of the strobing transformer:

M – multiplier; LPF – low-pass filter

Рис. 1. Математическая модель стробоскопического преобразователя:

M – перемножитель; LPF – низкочастотный фильтр

To account for all of the capabilities of the radar pulse strobing scheme, we now introduce a delay τ_0 of the envelopes relative to the high-frequency filling into models of signals $x(t)$ and $a(t)$:

$$\begin{aligned}
 x(t) &= \operatorname{Re} \sum_{k=0}^N \dot{A}(t-kT-\tau_0) \exp[j\omega_0 t] \\
 a(t) &= \operatorname{Re} \sum_{k=0}^N \dot{A}_1(t-kT-\tau_0) \exp[j\omega_1 t].
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

Here $\dot{A}(t) = A(t) \exp[j\theta(t)]$, $\dot{A}_1(t) = A_1(t) \exp[j\varphi(t)]$ - are the complex envelopes, ω_0, ω_1 - are the carrier frequencies, $\theta(t), \varphi(t)$ - are the intra-impulse phase modulations of the input $x(t)$ and strobing $a(t)$ radar signals, respectively; $\omega_0 - \omega_1 = \Omega$ - is the low intermediate frequency ($\Omega \ll \omega_0, \omega_1$); T - is the

input signal repetition period; $T_1 = T + \Delta T$; $\Delta T = T/N$ - is the sampling step; N - is the spectral transformation coefficient ($N \gg 1$). For sufficiently small pulse durations, the multiplier output signal (Fig. 1) asymptotically (for $N \rightarrow \infty$) converges to

$$y(t) \cong \frac{\tilde{A}_1}{4T} \sum_n A\left(\frac{t}{N}\right) \cos\left\{\left[(\omega_n + \Omega)t + \theta\left(\frac{t}{N}\right) - \varphi_0\right] + \cos\left[(\omega_n - \Omega)t - \theta\left(\frac{t}{N}\right) + \varphi_0\right]\right\},$$

where $\tilde{A}_1$ - is the area of the envelope of the strobing radar impulse, φ_0 - is its «average» phase [8]; $\omega_n = 2\pi n/T_1$ - is the frequency of the n -th harmonic of the strobing pulse repetition frequency ($n = 1, 2, 3, \dots$).

2. Phase-sensitive mode of transformer operation

When a filter is used to select spectral components close to frequencies Ω and $2\pi/T_1 - \Omega$ (Fig. 2), the output signal is transformed to be:

$$\tilde{y}(t) \cong \frac{\tilde{A}_1}{2T} A\left(\frac{t}{N}\right) \cos\left[\theta\left(\frac{t}{N}\right) + \Omega\tau_0 - \varphi_0\right] \cos\left(\frac{\pi t}{T_1}\right) \quad (2)$$

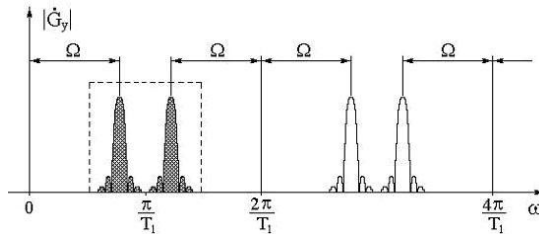


Fig. 2. Filtration of spectral components with frequencies Ω and $2\pi/T_1 - \Omega$

Рис. 2 Фильтрация спектральных компонент с частотами Ω и $2\pi/T_1 - \Omega$

Transformation of the $x(t)$ signal's phase structure into change of amplitude $\tilde{y}(t)$ takes place when the carrier difference frequency is synchronized to the first subharmonic of the strobing frequency $\Omega = \pi/T_1$. Therefore, compensational phase measurements of the transformed values $\theta(t/N)$ by reducing the envelope of the signal (3) to zero can be performed not only by varying the value of phase φ_0 (on the carrier frequency), but of the delay τ_0 as well (on the low intermediate frequency).

3. Modelling the stroboscopic transformer

An experimental maquette [9] is used to model the operation of the radar pulse stroboscopic transformer; its functional schematic is presented on Fig. 3. The digital part of the maquette includes a microcontroller K1 (ATmega16), a microprocessor STM32F407 and two multiplexers MUX1, MUX2 (OPA3875). The analog part includes two digital generators DDS1 and DDS2 (AD9851), a multiplier M (MPY634) and a low-pass filter LPF.

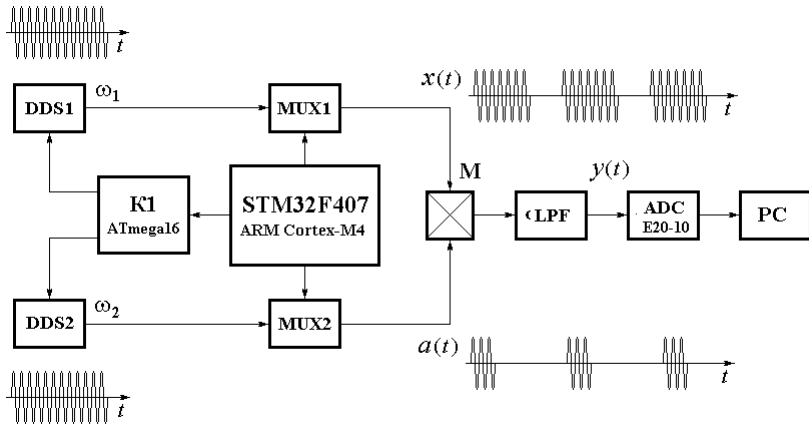


Fig. 3. Maquette of the radar pulse stroboscopic transformer

Рис. 3. Макет радиоимпульсного стробоскопического преобразователя

The microcontroller K1 is used to tune the generators DDS1 and DDS2 to the given frequency. The generators output continuous harmonic signals with frequencies $F_{01} = 10,010$ MHz and $F_{02} = 10,0$ MHz. The signals are fed to the multiplexers, the outputs of which are the input signal $x(t)$ and the strobing signal $a(t)$, both composed of rectangular pulses with durations $\tau_x = 30$ us and $\tau_a = 0,5$ us, respectively. The signals $x(t)$ and $a(t)$ are then fed to the difference frequency correlator, which consists of the multiplier (M) and the low-pass filter (LPF) with a cutoff frequency of ~ 20 kHz. The difference frequency signal which is selected by the filter is then sampled by the analog-to-digital converter (ADC) E20-10.

The phase-sensitive mode of the radar pulse strobing scheme has been experimentally tested. In the practical implementation of the mode, the clock frequency of the system $F_T = 1/T$ in the maquette was obtained by doubling the

carrier difference frequency $F_\Omega = \Omega/2\pi$, as it remains constant when changing the stroboscopic transformation coefficient N . Invariance of the clock frequency is a necessary condition for synchronous operation of the low-frequency and high-frequency parts of the model. However, the relation (2) implies that the envelope of the transformed signal $\tilde{y}(t)$ gains additional linear phase modulation $\Delta\theta(t) = \Delta\Omega t$, where

$$\Delta\Omega = \pi \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_1} \right) \approx \frac{\pi}{NT}. \quad (3)$$

This value will be perceived by the stroboscopic system as a Doppler shift of the carrier frequency. Estimation of the surplus phase $\Delta\varphi$ for the output signal duration $\tilde{\tau}_u = N\tau_u$ gives the value

$$\Delta\varphi = \Delta\Omega \tilde{\tau}_u \approx \frac{\pi}{Q}, \quad (4)$$

which does not depend on the spectral transformation coefficient (does not decrease as N grows) and is solely determined by the signal duty cycle $1/Q$, where $Q = T/\tau_u$.

Fig. 4,*b* presents the results of seminatural modelling of the phase-sensitive operation mode for $F_T = \pi/\Omega$ $\theta(t) \equiv 0$, $\varphi_0 = 0$. The input signal duration is $\tau_u = 30$ us; the repetition frequency $F_T = 20$ kHz.

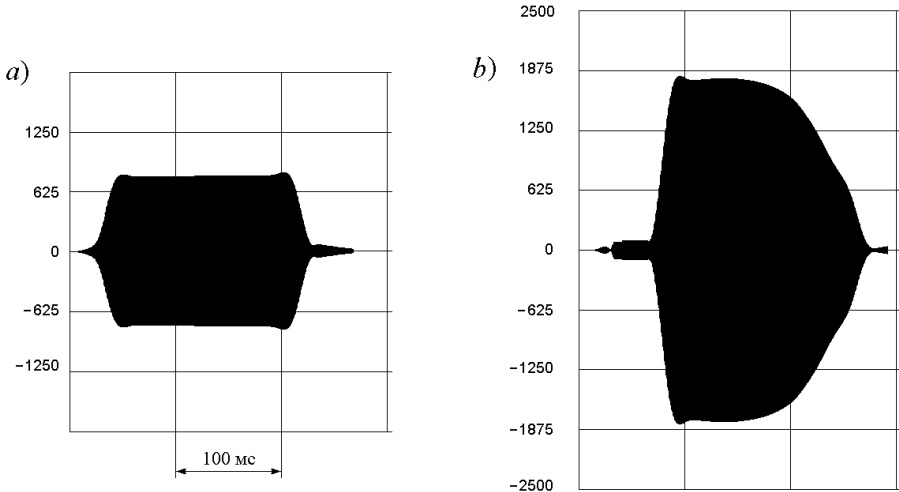


Fig. 4. The output signal of the radar pulse stroboscopic transformer maquette for $F_T > 2F_\Omega$ (a) and in the phase-sensitive mode (b) for $F_T = 2F_\Omega$ (scale is in ADC measurement units).

Рис. 4. Сигнал на выходе макета радиоимпульсного стробоскопического преобразователя при $F_T > 2F_\Omega$ (a) и в фазочувствительном режиме (б) при $F_T = 2F_\Omega$ (масштаб указан в отсчетах АЦП).

According to relations (3) and (4), the calculated phase surplus for the duration of the impulse is $\sim 0.6\pi$ and distorts the rectangular envelope by adding a $\cos(\Delta\Omega t)$ multiplier, which is demonstrated by Fig. 4,b.

4. Conclusions

Therefore, shifting the carrier frequency of the strobing radar pulse by the value of the first subharmonic of the repetition frequency allows us to transform the radar signal's phase structure into envelope modulation without employing additional phase-sensitive elements. This enables conducting measurements of the signal's phase structure $\theta(t)$ by performing the main amplification on the low intermediate frequency. Phase modulation of the signal $\theta(t)$ can be measured with the compensational method, in which the envelope of the output signal $\tilde{y}(t)$ is reduced to zero in the signal point t_k , for which $\theta(t_k/N) = \varphi_0 + \pi/2$. Envelope compensation can be performed not only by choosing the phase value φ_0 on the carrier frequency, but also the delay τ on the low intermediate frequency Ω .

To eliminate the surplus phase modulation $\Delta\varphi(t) = \Delta\Omega t$, which distorts the envelope of the transformer's output signal in phase-sensitive mode (Fig. 4,b), analog formation of the strobing moments should employ the autoshift scheme [8] with falling "slow" sawtooth voltage.

Acknowledgement

This paper is prepared based on materials of research performed with financial support of the Russian Foundation for Basic Research and the Administration of Volgogradskaya Oblast as part of the scientific project № 15-47-02438-p_поволжье_a.

References

- [1] Astanin L.Yu., Kostylev A.A. Osnovy sverhshirokopolosnyh radiolokacionnyh izmenenij. M: Radio i svyaz', 1989, p. 192.

- [2] Najdenov A.I. Transformaciya spektra nanosekundnyh impul'sov. M.: Sov. radio, 1973, p. 180.
- [3] Zaharchenko V.D., Balandin P.V. Sposob radiolokacionnogo kontrolya protyazhenno-go uchastka prostranstva. - Patent RF №2359286 ot 04.10.2006.
- [4] Zaharchenko V.D., Kovalenko I.G. Sposob predotvrashcheniya ugrozy dlya planety putem ocenki razmerov passivnyh kosmicheskikh ob"ektov. - Patent RF №2527252 ot 07.06.2013.
- [5] Zakharchenko V.D., Kovalenko I.G., Pak O.V. Estimate of sizes of small asteroids (cosmic bodies) by the method of stroboscopic radiolocation // Acta Astronautica. – 2015. - V.108. – P. 57-61; DOI:10.1016/j.actaastro.2014.12.006.
- [6] Zaharchenko V.D. O nachal'noj faze signala pri stroboskopicheskom preobrazovanii // Izv. Vuzov SSSR. Priborostroenie. – 1980, №1, pp. 74-76.
- [7] Zaharchenko V.D., Pak O.V. Modelirovanie radioimpul'snogo stroboskopicheskogo preobrazovatelya // Metody i ustrojstva formirovaniya i obrabotki signalov v informacionnyh sistemah: Mezhevuz. sbornik nauchnyh trudov. – Ryazan': RGRTU, 2010, – pp. 5-8.
- [8] Ryabinin Yu.A. Stroboskopicheskoe oscillografirovanie. - M.: Sov. radio, 1972, p. 272.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа подготовлена по материалам исследования, выполненного при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований и Администрации Волгоградской области в рамках научного проекта № 15-47-02438-р_поволжье_a.

Список литературы

- [1] Астанин Л.Ю., Костылев А.А. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений. - М: Радио и связь, 1989. – 192 с.
- [2] Найденев А.И. Трансформация спектра наносекундных импульсов. - М.: Сов. радио, 1973. - 180 с.
- [3] Захарченко В.Д., Баландин П.В. Способ радиолокационного контроля протяженного участка пространства. - Патент РФ №2359286 от 04.10.2006.
- [4] Захарченко В.Д., Коваленко И.Г. Способ предотвращения угрозы для планеты путем оценки размеров пассивных космических объектов. - Патент РФ №2527252 от 07.06.2013.
- [5] Zakharchenko V.D., Kovalenko I.G., Pak O.V. Estimate of sizes of small asteroids (cosmic bodies) by the method of stroboscopic radiolocation // Acta Astronautica. – 2015. - V.108. – P. 57-61; DOI:10.1016/j.actaastro.2014.12.006.
- [6] Захарченко В.Д. О начальной фазе сигнала при стробоскопическом преобразовании - Изв. ВУЗов СССР. Приборостроение. - 1980. - №1. - С. 74-76.
- [7] Захарченко В.Д., Пак О.В. Моделирование радиоимпульсного стробоскопического преобразователя // Методы и устройства формирования и обработки сигналов в информационных системах: Межевз. сборник научных трудов – Рязань: РГРТУ, 2010. – С. 5-8.
- [8] Рябинин Ю.А. Стробоскопическое осциллографирование. -- М.: Сов. радио, 1972. – 272 с.

Comparative analysis of two methods for vector mixer calibration

¹Babenko A.A., ¹Korotkov K.S., ¹Levchenko A.S., ²Frolov D.R.

¹Kuban State University
Krasnodar, 350040, Russian Federation
akbabenko@mail.ru

²Fermi National Accelerator Laboratory
Batavia, IL 60510, United States
frolov.dr@gmail.com

Abstract: We study the “three-sum” and “sum and difference” measurement techniques as the most common methods for vector mixer calibration. Designed for both frequency response and group delay measurements of frequency converters, these techniques must be repeatable for various mixers under test. This paper shows features of frequency response errors that depend on the reciprocity and phase non-linearity of the mixers under test that operate both in up- and down- conversion modes.

Keywords: frequency conversion; complex frequency response; group delay; non-linear devices; vector mixer calibration.

Сравнительный анализ двух методов векторной калибровки смесителей

¹Бабенко А.А., ¹Коротков К.С., ¹Левченко А.С., ²Фролов Д.Р.

¹ Кубанский государственный университет
г. Краснодар, 350040, Российская Федерация
akbabenko@mail.ru

² Национальная ускорительная лаборатория им. Э. Ферми
г. Батавия, Иллинойс, 60510, Соединенные Штаты Америки
frolov.dr@gmail.com

Аннотация: В работе изучены измерительные методы “трех сумм” и “суммы и разности” как наиболее близкие методы векторной калибровки смесителей. Разработанные для измерений как амплитудных характеристик, так и группового времени запаздывания преобразователей частоты, это методы должны быть повторяемыми для различного рода испытуемый смесителей. В статье показаны особенности ошибок измерений частотных характеристик, зависящих от взаимности и фазовой нелинейности испытуемых смесителей, работающих в режимах преобразования частоты вверх и вниз.

Ключевые слова: преобразование частоты; комплексный коэффициент передачи; групповое время запаздывания; нелинейные устройства; векторная калибровка смесителей

1. Introduction

To process information in the signal received from the antenna at radio frequency (RF) bands from 5 GHz and higher, receiver must contain at least one device for frequency down-conversion into intermediate frequency (IF). As it is known, the main component of any frequency-converting device is its non-linear element – RF mixer. In wide dynamic range an RF mixer often has a non-linear frequency response, which causes damages of the modulated informational signals by creating amplitude and phase distortions. Therefore, it is important to know absolute conversion loss and phase shift or group delay of the RF mixer to eliminate these distortions. For this purpose, several measurement techniques were proposed in the past.

One of the earliest methods for defining the absolute phase shift of the RF frequency-converting devices was first proposed in USSR in 1986 [1]. It is based on measuring the sum and difference of phase shifts of two mixers, where one is mixer under test and another is an additional or test mixer.

Another method was patented in the United States in 1996 [2] based on measurement the sum of magnitude and phase frequency responses of three pairs of serially connected mixers where are the mixer under test (MUT) and two test mixers (TM), so this is called three sums method.

These methods were chosen for comparative theoretical and experimental analysis for their similarity in comparison with other two known techniques [3], [4]. Previous theoretical analysis of chosen methods was conducted in [5]. In the other paper [6], the question of existence of an alternative method, based on serial and parallel combinations of mixer connections with no requirement for at least one reciprocal mixer was first raised. It was proved that at least one of the reference mixers must be reciprocal for accurate measurements in these methods for any mixer combinations, including sum and difference and three sums techniques.

2. Principal errors of measurements in investigated techniques

Three sums method was designed not only for mixers, but any frequency translating devices (FTDs). This technique is considered to provide three separate measurements of back-to-back FTDs connected in series. It allows to measure

these pairs as a 4-pole network without frequency conversion, by connecting them to vector network analyzer (VNA). Mixers and FTDs may have either internally built local oscillator (LO) or input port for external LO to conduct coherent bandwidth measurements with VNA. The preferable sequence of these measurements and combinations of mixers are shown in Fig.1.

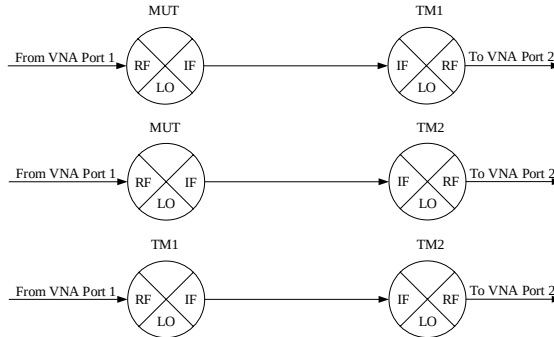


Fig.1 – The three sums method measurement flow diagram

Рис. 1 – Схема измерений методом трех сумм

As can be seen in Fig.1, the first test mixer TM1 must be up-converter and down-converter respectively in the first (top) and the third (bottom) measurements. To obtain amplitude and phase frequency responses of MUT one need to solve next equation system taken from three measurements. If MUT, TM1 and TM2 have responses R_{MUT} , R_{TM1} and R_{TM2} (in dB for amplitude response and in degrees for phase response) respectively and we have measured sums of responses $\Sigma_1, \Sigma_2, \Sigma_3$ of pairs shown in Fig.1, there is a system (1) to be solved:

$$\begin{cases} \Sigma_1 = R_{MUT} + R_{TM1} \\ \Sigma_2 = R_{MUT} + R_{TM2} \\ \Sigma_3 = R_{TM1} + R_{TM2} \end{cases} \quad (1)$$

Solution for R_{MUT} of this system is (2):

$$R_{MUT} = \frac{\Sigma_1 + \Sigma_2 - \Sigma_3}{2} \quad (2)$$

It can be seen from (1), that the first test mixer TM1 must be reciprocal to provide accurate calculations and resolve this system. Otherwise R_{TM1} response from the first equation of system (1) will not be equal to R_{TM1} from the third equation of this system. A significant amplitude-phase error will present from the second and the third measurements of Σ_2 and Σ_3 respectively. This error is produced

from unequal responses R_{TM2} in the second and the third measurements. The inequivalence of the responses is the result of different IF signals' levels received by IF port of TM2. Difference of these levels appears because of the difference of conversion losses of MUT and TM1. The error caused by this difference can be reduced by adding the active power control device based on amplifier (Amp) and variable attenuator (Att) connected in series. The scheme is shown in Fig.2.

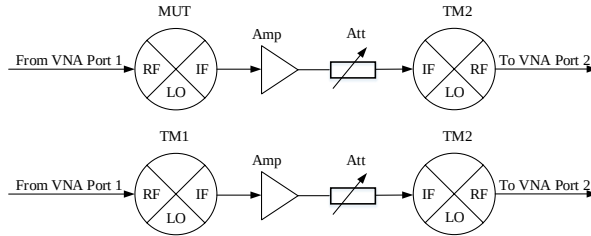


Fig.2 – Circuit of level-controlled measurements for TM2

Рис.2 – Схема для измерений с контролем мощности для TM2

Sum and difference technique is considered to provide measurements which are based on the couple of different connections between MUT and TM1. In the first stage, one needs to measure sum of responses R_{MUT} and R_{TM1} . The second stage contains measuring of the difference of those responses. Simplified schematic of these two measurements is shown in the Fig 3. One can use vector voltmeter embedded in VNA or design it by himself [7].

As it can be seen from Fig.3 that there is another system to be resolved:

$$\begin{cases} \Sigma = R_{MUT} + R_{TM1} \\ \Delta = R_{MUT} - R_{TM1} \end{cases} \quad (3)$$

Solution of this system has the form of equation (4):

$$R_{MUT} = \frac{\Delta + \Sigma}{2} \quad (4)$$

This technique has less errors. Obviously, the main reason is reduced amount of measurements and therefore reduced amount of errors caused by re-connections of RF circuits. Because there is no TM2, there is no amplitude-phase error for it, but it persists for TM1, so we can apply the same active power control solution to reduce this type of error. However, error based on non-reciprocal properties of TM1 remains for this method. It can be explicitly seen from Fig. 3 and system (3).

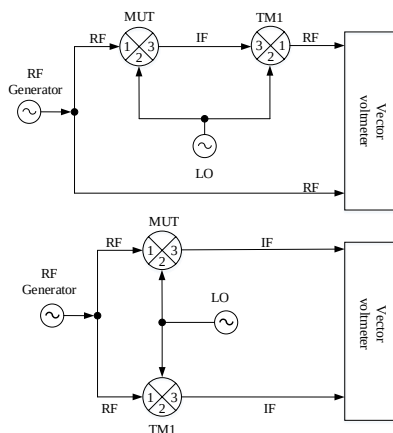


Fig.3 – Simplified schematics for measuring sum (top) and difference (bottom)

Рис. 3. Упрощенные схемы измерения суммы (сверху) и разности (снизу)

3. Experimental verifying of theoretical considerations

All considerations from previous section were assumed during developing enhanced schematic for testing of three sums and sum and difference methods. Testing bench for our experiment has schematics shown on figure 5. It consists of VNA, two directional couplers for coupling signal through the splitter to the RF port of reference mixer RM. Amplifier with attenuator provide active power control for both sum and difference measurements. Switches SW1, SW2 and SW3 were both designed to avoid any re-connections in RF circuits and do them only in IF ones. But it is obtainable only for switching between sum and difference measurements, not for switching between various sum measurements. Before measurements, after the full two-port calibration of VNA, frequency response of circuit from the second port of SW1 to the input port of SW3 with tuned Att in advance was measured to be excluded from the results. All three sum measurements were conducted in the second position of SW1 and the first positions of SW2 and SW3 with reconnections of mixers. For sum and difference method sum of R_{MUT} and R_{TM1} was measured in the same way. But for difference measurements we used vector voltmeter to measure in sequence differences between R_{MUT} and R_{RM} in the second positions of SW1 and SW2 and between R_{TM1} and R_{RM} in the first position of SW1 and the second positions of SW2 and SW3. For measurements, we used next frequency grid: RF – 8200 – 12050 MHz, LO – 8220 – 12070, IF – 20 MHz.

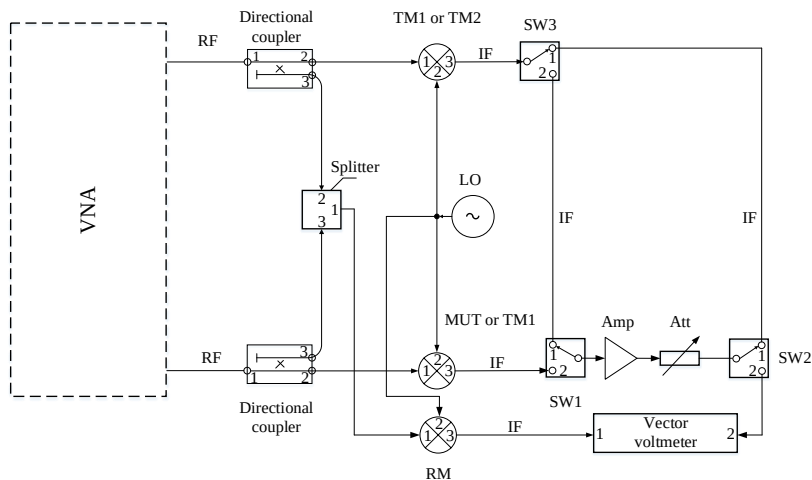


Fig. 4. Simplified measurements schematic of testing sum and difference and three methods.

Рис. 4. Упрощенная измерительная схема тестирования методов суммы и разности и трех сумм

Measurement results with appropriate corrections for phase response of MUT are shown in Fig. 5.

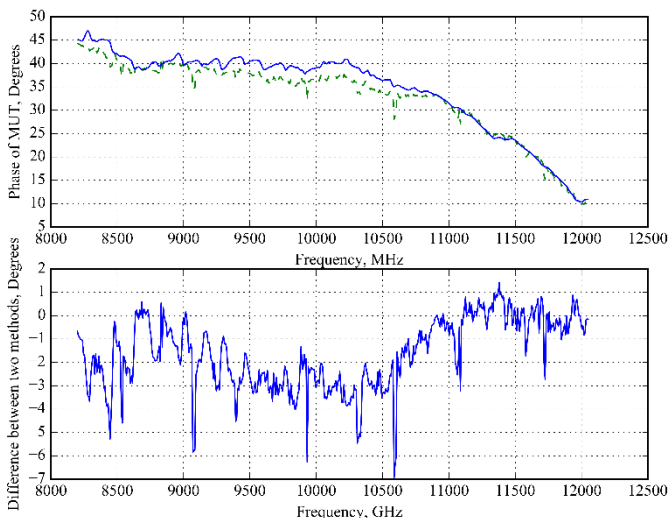


Fig. 4. Results for sum and difference (Green dotted) and three sums (Blue)

Рис. 4. Результаты измерений для методов суммы и разности (Зеленый график пунктиром) и трех сумм (Синий график)

4. Conclusions

In this paper, theoretical and experimental comparative analysis of two similar methods for vector mixer calibration was conducted. Different error terms like amplitude-phase and reciprocity errors were discovered for both methods. However, if the first error could be eliminated by active power control system, the second one still remains and could cause the difference between results of experiments.

References

- [1] S. A. Vyzulin and K. S. Korotkov, "To the new phase shifts in mixer measurement method," presented at the NATO Advanced Research Workshop Microwave Physics and Technique, Sozopol, Bulgaria, Sep. 30-Oct.5, 1996.
- [2] C. J. Clark et al., "Frequency translating device transmission response method," U.S. Patent 5 937 006, Aug. 10, 1999.
- [3] J. P. Dunsmore et al., "Method for characterizing frequency translation devices," U.S. Patent 6 690 722, Feb. 10, 2004.
- [4] Root D.E., Horn J., Betts L., Verspecht J., "X-parameters: The new paradigm for measurement, modeling, and design of nonlinear RF and microwave components", Microwave Engineering Europe, 2008, December, pp. 16–21.
- [5] D. Frolov, K. Korotkov, A. Babenko, A. Levchenko, and A. Gnoevoy, "Analysis of Methods for Characterizing Frequency-Converting Devices", X International IEEE Scientific and Technical Conference "Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines" (Dynamics), Conference Dates: 15–17 November, 2016
- [6] D. R. Frolov, A. A. Babenko, A. E. Biryuk, V. V. Kozhevnikov, A. A. Svidlov., "Features of the determination of the complex transfer coefficients of a frequency converter by methods of combined measurements", Measurement Techniques, , No. 3, 2017, June pp. 274–278.

Список литературы

- [1] S. A. Vyzulin and K. S. Korotkov, "To the new phase shifts in mixer measurement method," presented at the NATO Advanced Research Workshop Microwave Physics and Technique, Sozopol, Bulgaria, Sep. 30-Oct.5, 1996.
- [2] C. J. Clark et al., "Frequency translating device transmission response method," U.S. Patent 5 937 006, Aug. 10, 1999.
- [3] J. P. Dunsmore et al., "Method for characterizing frequency translation devices," U.S. Patent 6 690 722, Feb. 10, 2004.
- [4] Root D.E., Horn J., Betts L., Verspecht J., "X-parameters: The new paradigm for measurement, modeling, and design of nonlinear RF and microwave components", Microwave Engineering Europe, 2008, December, pp. 16–21.
- [5] D. Frolov, K. Korotkov, A. Babenko, A. Levchenko, and A. Gnoevoy, "Analysis of Methods for Characterizing Frequency-Converting Devices", X International IEEE Scientific and Technical Conference "Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines" (Dynamics), Conference Dates: 15–17 November, 2016
- [6] D. R. Frolov, A. A. Babenko, A. E. Biryuk, V. V. Kozhevnikov, A. A. Svidlov., "Features of the determination of the complex transfer coefficients of a frequency converter by methods of combined measurements", Measurement Techniques, , No. 3, 2017, June pp. 274–278.

The Virtual Microwave Laboratory

^{1,2}Gubsky D.S., ^{1,2}Zemlyakov V. V., ¹Krutiev S.V., ³Mamay I.V.

¹*Southern Federal University*

Rostov-on-Don, 344006, Russian Federation

ds@sfedu.ru

²*Donsoft, Research and production company, ltd.*

Rostov-on-Don, 344055, Russian Federation

info@donsoftltd.ru

³*Specvuzavtomatika, Scientific research institute,
Federal state autonomous scientific establishment*

Rostov-on-Don, 344006, Russian Federation

i.mamay@niisva.org

Abstract: *The new design approach and software package for computer modeling of virtual education laboratory works is proposed. Measurement equipment in virtual laboratory has interface and behaviors which are identical to real devices and allow studying characteristics of UHF devices and elements. The created models of measurement equipment also operate with experimental data stored in standard *.s2p files. The simulated laboratory has modular easy expandable structure.*

Keywords: *virtual laboratory, distance laboratory works, computer modeling.*

Виртуальная СВЧ лаборатория

^{1,2}Губский Д.С., ^{1,2}Земляков В.В., ¹Крутиев С.В., ³Мамай И.В.

¹*Южный федеральный университет*

г. Ростов-на-Дону, 344006, Российская Федерация

ds@sfedu.ru

²*ООО «Научно-производственная фирма ДонСофт»*

г. Ростов-на-Дону, 344055, Российская Федерация

info@donsoftltd.ru

³*ФГАНУ НИИ «Спецвузавтоматика»*

г. Ростов-на-Дону, 344006, Российская Федерация

i.mamay@niisva.org

Аннотация: *Предложен способ компьютерного моделирования и разработан пакет программ для построения виртуальных лабораторных работ. Измерительные приборы, входящие в состав виртуальной лаборатории, имеют интерфейс реальных аналогов, моделируют их поведение и позволяют исследовать характеристики моделей сверхвысокочастотных устройств. Созданные модели*

*измерительных приборов могут обрабатывать результаты экспериментальных исследований, представленные в виде стандартных *.s2p файлов. Моделируемая лаборатория имеет модульную структуру, что делает ее легко расширяемой.*

Ключевые слова: виртуальная лаборатория, дистанционные лабораторные работы, компьютерное моделирование.

1. Введение

Компьютерное моделирование находит все более широкое применение, как в инженерном образовании, так и при изучении всех разделов фундаментальной физики. В последнее время разработке виртуальных лабораторных работ уделяется большое внимание [1-3], так же необходимо отметить, что применение современных интернет технологий позволяет создавать модели лабораторных работ с удаленным доступом. Однако, количество работ посвященных вопросам моделирования задач радиофизики невелико. Большинству лабораторных работ присущи определенные недостатки: внешний вид моделируемых измерительных приборов сохраняет лишь концептуальное сходство с реальными устройствами, что исключает возможность получения практических навыков работы с реальным оборудованием; создаваемые виртуальные лаборатории практически не поддаются расширению и модернизации; так же исключено или сильно затруднено вторичное использование ранее созданных моделей.

Поэтому практически необходимым является создание таких компьютерных моделей приборов, которые имеют пользовательский интерфейс полностью аналогичный своим реальным аналогам и позволяют создать расширяемые виртуальные СВЧ лаборатории.

В данной работе рассмотрен способ компьютерного моделирования приборов и устройств СВЧ диапазона и создание лабораторных работ.

2. Постановка задачи

Лабораторная работа представляют собой набор приборов и устройств, соединенных между собой определенным образом. Например, векторный анализатор цепей, подключенный к исследуемому четырехполюснику, получает от него на свои порты входные сигналы, обрабатывая которые определенным образом, может отображать на своем экране его S -параметры. При этом четырехполюсник получает от прибора его выходные сигналы. То есть каждое устройство, входящее в состав лабораторной работы, выполняет определенные действия: преобразовывает входные сигналы в выходные; осуществляет обработку сигналов для дальнейшей

визуализации на экране прибора или различных индикаторах, т.е. можно сказать, что оно обладает определенными свойствами (функционалом). Таким образом, каждое устройство и прибор может быть описано набором входных и выходных сигналов и выполняемыми функциями [4-5].

В предлагаемом решении любой прибор или изучаемое устройство представляется как независимый модуль обладающий набором входных и выходных сигналов и определенным функционалом, осуществляющим преобразование этих сигналов. Использование модульного принципа построения оказывается очень удобным при дальнейшей модернизации или расширении создаваемой лаборатории. При этом могут использоваться ранее созданные абстрактные модели приборов, которые наделяются конкретными свойствами и осуществляется их привязка к пользовательскому интерфейсу, который имеет внешний вид реальных приборов и устройств.

3. Компьютерная реализация

Рассмотрим компьютерную реализацию «любого» устройства, которое может быть описано набором входных, выходных сигналов и функцией их преобразования. В соответствии с предложенным решением изучаемое устройство, измерительный прибор могут быть представлены в виде некой абстрактной сущности (рис. 1) с определенным набором свойств и заданным поведением по отношению к другим устройствам. Способ, которым значения входных сигналов передаются выходным сигналам, зависит исключительно от реализаций устройств.

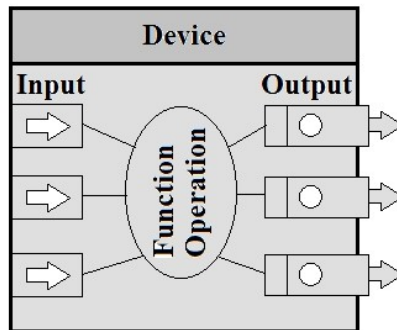


Рис. 1. Абстрактное устройство.

Fig. 1. Abstract device

При компоновке устройств в единую лабораторную установку в модуле конфигурирования устанавливается соответствие между входными

сигналами устройства-приемника и выходными сигналами устройства-источника. Таким образом, любой входной сигнал устройства, в отличие от выходных, соединяется с выходным сигналом другого устройства, что позволяет произвольным образом подключать устройства между собой. Способ, которым значения входных сигналов передаются выходным сигналам, зависит исключительно от конкретных реализаций устройств.

Модули создаваемых устройств являются динамически подключаемыми библиотеками с единым экспортируемым интерфейсом, написанные на языке высокого уровня C++ с использованием Microsoft Visual Studio IDE 2015 и библиотек Qt 5.0.2.

4. Пример лабораторной работы

Рассмотрим вкратце процесс создания новой лабораторной работы для изучения свойств любого устройства, в состав которой входит векторный анализатор цепей.

На основе абстрактного устройства «индикатор» [5-6] можно создать устройство "векторный анализатор цепей". Данное устройство, как и его реальный аналог, должно иметь два входных / выходных сигнала (у реального прибора, например, ZVA-40 Vector Network Analyzer фирмы Rohde&Schwarz есть два порта для подключения исследуемых устройств), к которым в конфигураторе можно будет подключать сигналы любых исследуемых устройств [7-8]. Кроме этого функционал нового абстрактного устройства "векторный анализатор цепей" предоставляет программный интерфейс управления такими величинами, как начальная и конечная частоты развертки (диапазон обзора), управление маркерами (частотными метками), выбор режимов отображения измеряемых величин, форматирование кривых, «учебный» режим калибровки и ряд других возможностей, позволяющих получить навыки работы, аналогичные реальному процессу проведения измерений. Так же доступен выбор режима отображения характеристик на экране прибора: модуля или фазы исследуемых S-параметров, коэффициента стоячей волны (SWR) или отображение комплексного S-параметра на полярных координатах или на диаграмме полных сопротивлений - диаграмме Смита. На последнем этапе моделирования в качестве интерфейса устанавливается цифровая фотография прибора и осуществляется привязка его функционала к «реальным» кнопкам.

В результате всего этого, удастся создать модель векторного анализатора цепей, у которой все действия по управлению, по проведению из-

мерений осуществляются пользователем путем «нажатия» с помощью мыши «реальных» кнопок на компьютерном интерфейсе прибора (рис. 2).

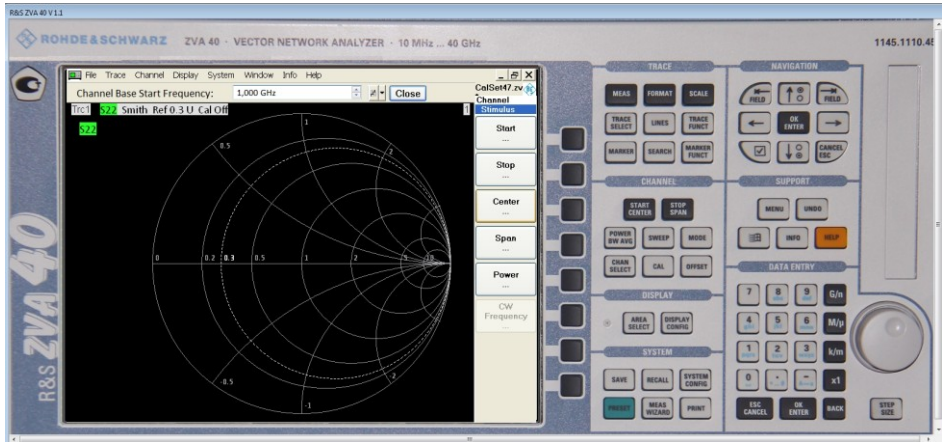


Рис. 2. Компьютерный интерфейс векторного анализатора цепей.

Fig. 2. User interface of virtual network analyzer

Особый интерес представляет изучаемое устройство. Вся логика его работы должна быть заключена в выходных сигналах, поведение которых исследуется в создаваемой лабораторной работе. Исходными данными для выходных сигналов такого устройства могут служить экспериментальные данные, сохраненные в стандартном формате современных измерительных приборов *.s2p.

Так как в файле формата *.s2p содержатся значения частоты и все S-параметры, то можно, обработав их специальным образом, сохранить в бинарном виде, что значительно ускорит в дальнейшем произвольный доступ к конкретным значениям. Необходимо отметить, что набор полученных значений является дискретным и для адекватного построения амплитудно-частотной характеристики необходимо применение интерполяции, в нашем случае хорошие результаты дает использование интерполяционного многочлена Ньютона второй степени.

Компьютерная модель произвольного устройства, подключенная к векторному анализатору цепей, по его запросу через «входной сигнал» должна передать на «выходной сигнал» необходимые параметры (в простейшем случае модуль коэффициента передачи) для дальнейшей обработки и отображения на экране анализатора. Особый интерес представляет отображение характеристик устройства (S-параметров) в полярных коор-

динатах и на диаграмме Смита. Для вывода данных в этих режимах нам необходимо отправить в изучаемое устройство два запрос (для каждой частоты): один для получения значения модуля, отображаемого S-параметра, а другой – для получения значения фазы. Далее необходимо осуществить пересчет полученных величин и отобразить их на полярных координатах или диаграмме Смита (рис. 2).

Такая реализация универсального устройства позволяет включать в лабораторные работы новые СВЧ устройства, макеты которых исследованы на реальном оборудовании и результаты сохранены в *.s2p файле. Кроме этого, специалисты (инженеры) могут на своих рабочих ПК анализировать полученные результаты экспериментальных исследований.

5. Заключение

Итогом данной работы является разработанный программный комплекс построения виртуальной лаборатории, которая может быть использована в обучающем процессе в качестве интерактивного пособия. Созданная виртуальная лаборатория основана на самостоятельных, независимых от других компонент модулях, что позволяет расширять и изменять набор устройств, используемых для моделирования работ, не затрагивая ядро пакета. Измерительные устройства, входящие в состав представленной лабораторной работы, имеют реалистичный интерфейс, и для пользователя идентичны реальным устройствам.

Источники финансирования и выражение признательности

Исследование выполнено при финансовой поддержке Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере № 1066ГС1/17752.

Список литературы

- [1] Hu W., Zhou H., Zhi-Wei Liu, Zhong L. Web-Based 3D Interactive Virtual Control Laboratory Based on NCSLab Framework // International Journal of Online Engineering (iJOE), 2014, V. 10, No. 6, P. 10 – 18.
- [2] Kalantzopoulos A., Zigouris E. Online Laboratory Sessions in System Design with DSPs using the R-DSP Lab // International Journal of Online Engineering (iJOE), 2014, V. 10, No. 4, P. 4-12.
- [3] Titov I., Glotov A., Yelizarov A., Petrov V. Standartization Use Case of Solid-State Laser Lab and RF&Microwave Amplifier Remote and Virtual Laboratories at Labicom // International Journal of Online Engineering (iJOE), 2016, V. 12, No. 9, P. 47-51.
- [4] Губский Д.С., Земляков В.В., Мамай И.В. Интеграция компьютерной модели векторного анализатора цепей в виртуальную СВЧ-лабораторию // Вестник компьютерных и информационных технологий, 2016, № 1, С. 49-54.

[5] Gubsky D.S., Zemlyakov V.V., Mamay I. V. The Modern Approach to Virtual Laboratory Workshop // *International Journal of Online Engineering (iJOE)*, 2014, V. 10, No 2, P. 56-59.

[6] Gubsky D.S., Zemlyakov V.V., Mamay I. V., Sinyavsky G.P. Virtual laboratory workshop "microwave antennas and circuits" // 9th International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT 2013), 2013, Odessa, Ukraine, September 16 – 20, 2013, P. 163-165.

[7] Gubsky D.S., Zemlyakov V.V., Lonkina D.V. Virtual Laboratory for Microwave Engineers Education // *Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS)*, Shanghai, China. Aug. 8-11, 2016, P. 3451-3454.

[8] Gubsky D.S., Zemlyakov V.V., Kleshchenkov A.B., Krutiev S.V., Mamay I.V. The Virtual Laboratory "Microwave Instruments and Devices" // 13th International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE), 2016, V. 1, P. 354 – 356.

References

[1] Hu W., Zhou H., Zhi-Wei Liu, Zhong L. Web-Based 3D Interactive Virtual Control Laboratory Based on NCSLab Framework. *International Journal of Online Engineering (iJOE)*, 2014, vol. 10, no. 6, pp. 10 – 18.

[2] Kalantzopoulos A., Zigouris E. Online Laboratory Sessions in System Design with DSPs using the R-DSP Lab. *International Journal of Online Engineering (iJOE)*, 2014, vol. 10, no. 4, pp. 4-12.

[3] Titov I., Glotov A., Yelizarov A., Petrov V. Standartization Use Case of Solid-State Laser Lab and RF&Microwave Amplifier Remote and Virtual Laboratories at Labicom. *International Journal of Online Engineering (iJOE)*, 2016, vol. 12, no. 9, pp. 47-51.

[4] Gubsky D. S., Zemlyakov V. V., Mamay I. V. [The integration of vector network analyzer computer model in the virtual microwave laboratory]. *Vestnik komp'yuternykh i informatsionnykh tekhnologii*, 2016, no. 1, pp. 49–54. (In Russian).

[5] Gubsky D.S., Zemlyakov V.V., Mamay I. V. The Modern Approach to Virtual Laboratory Workshop. *International Journal of Online Engineering (iJOE)*, 2014, vol. 10, no 2, pp. 56-59.

[6] Gubsky D.S., Zemlyakov V.V., Mamay I. V., Sinyavsky G.P. Virtual laboratory workshop "microwave antennas and circuits". *9th International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT 2013)*, 2013, Odessa, Ukraine, September 16 – 20, 2013, pp. 163-165.

[7] Gubsky D.S., Zemlyakov V.V., Lonkina D.V. Virtual Laboratory for Microwave Engineers Education. *Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS)*, Shanghai, China. Aug. 8-11, 2016, pp. 3451-3454.

[8] Gubsky D.S., Zemlyakov V.V., Kleshchenkov A.B., Krutiev S.V., Mamay I.V. The Virtual Laboratory "Microwave Instruments and Devices". *13th International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE)*, 2016, vol. 1, pp. 354 – 356.

Acknowledgements

Research was funded by Fund of developing of small business companies in scientific-technical area № 1066GC1/17752.

Estimation of the parameters of the resonant measuring converter for microwave microscopy

Starostenko V.V., Poletaev D.A., Shadrin A.A., Nudga A.A.

V.I. Vernadsky Crimean federal university
Simferopol, 295007, Russian Federation
poletaevda@cfuv.ru

Abstract: The proposed construction of the aperture of a measuring converter with a dielectric lens is discussed. Its numerical model is constructed and analyzed. A theoretical calculation and analysis of the structure is carried out. Numerical simulation of the distribution of the electric field near the aperture for different parameters of the measuring aperture is carried out. The numerical model is based on a direct numerical finite element method. According to numerical simulation, an increase in the localization of the electric field strength modulus near the sample was revealed. According to the results of the theoretical study, a conclusion is made about the applicability of the proposed construction for the investigation of the parameters of dielectrics.

Keywords: microwave, measuring converter, aperture, coaxial waveguide, numerical simulation.

Оценка параметров резонансного измерительного преобразователя для микроволновой микроскопии

Старостенко В.В., Полетаев Д.А., Шадрин А.А., Нудьга А.А.

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Крымский федеральный университет имени В.И. Вернадского»
г. Симферополь, 295007, Российская Федерация
poletaevda@cfuv.ru

Аннотация: В работе обсуждается предложенная конструкция апертуры измерительного преобразователя с диэлектрической линзой, проводится построение и анализ ее численной модели. Проведен теоретический расчет и анализ структуры. Осуществлено численное моделирование распределения модуля напряженности электрического поля вблизи апертуры при различных параметрах измерительной апертуры. Численная модель базируется на прямом численном методе конечных элементов. По данным численного моделирования выявлено повышение

локализации модуля напряженности электрического поля около образца. По результатам теоретического исследования сделан вывод о применимости предложенной конструкции для исследования параметров диэлектриков.

Ключевые слова: СВЧ, измерительный преобразователь, апертура, коаксиальный волновод, численное моделирование.

1. Введение

Весьма перспективным методом СВЧ диагностики является метод микроволновой микроскопии. Это обусловлено высокой чувствительностью, неразрушаемостью объекта исследования при проведении исследований, экспрессностью, бесконтактностью, возможностью исследования не только поверхности образца, но и объемной приповерхностной области [1]. Метод микроволновой микроскопии широко применяется для исследования высокотемпературных сверхпроводников, диэлектриков, полупроводников, малоразмерных биообъектов [1]. Основным элементом микроволнового микроскопа является измерительный преобразователь (ИП) [2]. Наиболее чувствительными являются резонансные ИП [2]. Апертура измерительного преобразователя предназначена для осуществления взаимодействия поля ИП с образцом, а также для согласования выходного сопротивления ИП с сопротивлением образца. На сегодняшний день широко применяется коаксиальная апертура [2]. Это обусловлено ее простотой и возможностью регулировки связи с образцом в широких пределах.

Электрофизические параметры образца (относительная диэлектрическая проницаемость и тангенс угла потерь) взаимодействуя с резонансным измерительным преобразователем посредством апертуры изменяет его информационные параметры: добротность и резонансную частоту [1, 2].

Пространственное разрешение современных микроволновых микроскопов уступает аналогичному параметру оптических и атомно-силовых [3]. Это связано с невозможностью одновременно увеличить локализацию зондирующего электрического поля в подапертурной области и обеспечить высокую чувствительность [2]. Ранние схемы микроволновых микроскопов применяли в качестве измерительного преобразователя чисто четвертьволновый коаксиальный резонатор [1]. Пространственное разрешение таких приборов составляло около 10 мкм [1]. Для коаксиальной апертуры с заостренной центральной жилой наблюдается эффект «громоотвода» [1]. Данный эффект состоит в высокой концентрации электрического поля на острие. Это позволяет увеличить пространственное разрешение

всего микроволнового микроскопа. Явление обуславливается обратно пропорциональной зависимостью напряжённости электрического поля от радиуса острия проводника, аналогично электростатическому случаю [4]. Недостаток данной конструкции состоит в значительных излучательных потерях, а, следовательно, малой разрешающей способности и низкой добротности всего измерительного преобразователя. Для усиления локализации электрического поля и уменьшения излучения из открытого торца разработана апертура в виде сужающегося коаксиала [1]. Такая конструкция позволяет получить пространственное разрешение для диэлектрических материалов около 1 мкм.

В оптике широко используются оптические линзы [5]. Эти объекты осуществляют фокусировку электромагнитной волны в подапертурной области. Представляется целесообразным исследовать возможность увеличения пространственного разрешения измерительного преобразователя для микроволнового микроскопа за счет повышения степени локализации зондирующего электрического поля в подапертурной области.

Целью работы является численное исследование конструкции измерительного преобразователя с диэлектрической линзой для микроволнового микроскопа, повышающей степень локализации зондирующего электрического поля в подапертурной области.

2. Исследуемая модель

Общий вид коаксиальной апертуры с диэлектрической линзой для измерительного преобразователя приведен на рис. 1. Она включает отрезок коаксиального волновода, длиной L , состоящий из центральной жилы, с радиусом R_1 и внутренним радиусом R_2 . На торце апертуры помещена полусфера, радиусом R из диэлектрика с относительной диэлектрической проницаемостью ε . Торцы апертуры нагружены на свободное пространство. Одномодовый режим Т-волны коаксиальной линии обеспечивается на частотах [6]:

$$f < c / \pi(R_1 + R_2), \quad (1)$$

где c – скорость света в вакууме.

Параметры коаксиальной апертуры (по рис. 1) выбраны, согласно (1), данных литературных источников [1 – 3] следующими: $R_2 / \lambda = 0,05$;

$R_1/R_2 = 0,01$; $L/\lambda = 0,4$; $R = R_1$, при $\lambda = 8$ мм. Материал стенок коаксиального волновода и центральной жилы – идеальный проводник.

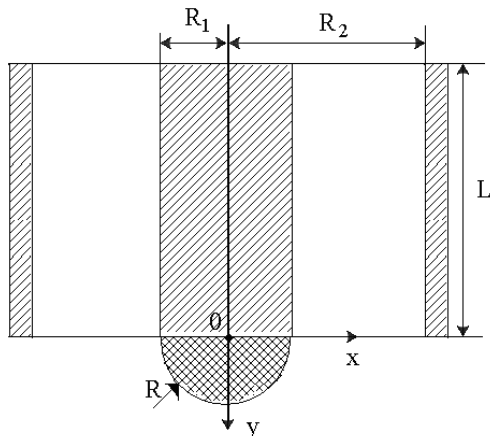


Рис. 1. Коаксиальная апертура измерительного преобразователя.

Fig. 1. Coaxial aperture of the measuring converter

Распределение электромагнитных полей вблизи апертуры рассчитывалось прямым численным методом конечных элементов [7]. При этом пространство модели разбивалось на ряд тетраэдров, в каждом из которых находились значения векторов электрического и магнитного полей.

3. Результаты

На рис. 2 представлена рассчитанная численным методом зависимость нормированных на максимальное значение модуля напряженности электрического поля модулей напряженности электрического поля от расстояния y до точки O (на рис. 1) при изменении относительной диэлектрической проницаемости ε полусферы. На графиках (по рис. 2) явно замечен скачок модуля напряженности электрического поля на границе раздела сред с различными относительными диэлектрическими проницаемостями. Как видно из рис. 2, модуль напряженности электрического поля достигает своего максимума для полусферы с $\varepsilon = 12$ на расстоянии равном радиусу центральной жилы.

На рис. 3 представлена рассчитанная численным методом зависимость нормированных на максимальное значение модуля напряженности

электрического поля модулей напряженности электрического поля от расстояния x до точки О (на рис. 1) при изменении относительной диэлектрической проницаемости ε полусферы на расстоянии $y = R_1$. Наилучшая фокусировка наблюдается для полусферы с $\varepsilon = 12$.

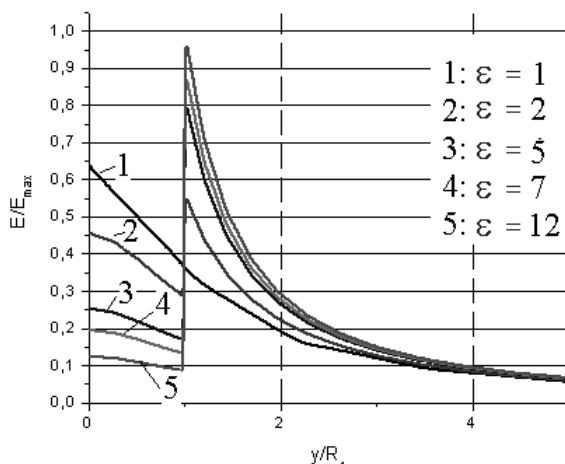


Рис. 2. Распределение напряженности электрического поля по вертикали.

Fig. 2. Vertical distribution of electric field

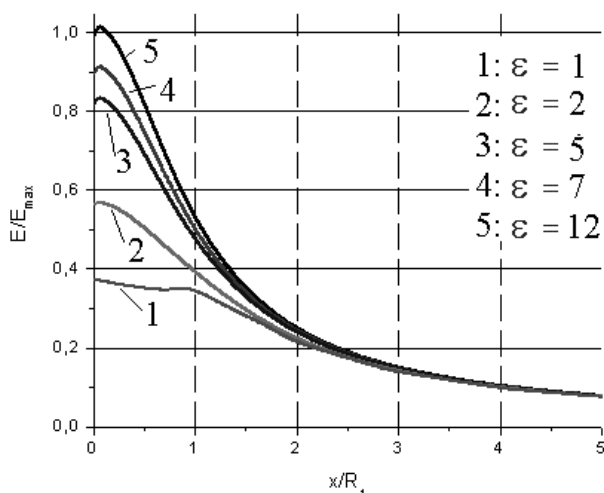


Рис. 3. Распределение напряженности электрического поля по горизонтали.

Fig. 3. Horizontal distribution of electric field

4. Заключение

Таким образом, в работе предложена конструкция апертуры для измерительного преобразователя микроволнового микроскопа с диэлектрической линзой. Построена ее численная модель, получены результаты. На их основании сделан вывод об увеличении степени локализации электрического поля в подапертурной области.

Результаты работы могут быть применены для проектирования апертур для измерительных преобразователей современных микроволновых микроскопов. В дальнейшем планируется исследовать зависимость степени локализации электрического поля от размеров полусферы.

Список литературы

- [1] Chen L., Ong C., Neo C. *Microwave electronics measurement and materials characterization*. Southern Gate, John Wiley & Sons Ltd, 2004. 537 p.
- [2] Gordiyenko Yu.Ye., Gud Yu.I., Poletaev D.A. Influence of oscillatory and radiation losses on the characteristics of microwave converters with coaxial measurement aperture // *Telecommunications and radio engineering*. 2011. No. 2, P. 149-157.
- [3] Слипенченко Н.И., Таран Е.П., Старостенко В.В., Полетаев Д.А., Арсеничев С.П., Глумова М.В. Дифракция на металлодиэлектрических структурах в волноводе // *Радиотехника*. 2012. № 168. С. 113-119.
- [4] Gordienko, Yu.E., Gud, Y.I., Larkin, S.Y., Slipchenko, N.I. Resolution of cavity probes of scanning microwave microscopy // *conference proceedings of 22nd International crimean conference microwave and telecommunication technology*. 2012. v. 1. p. 619-620.
- [5] Sokolenko B., Poletaev D., Rubass A., Volyar A. The conversion of phase structure of singular beams spreading in uniaxial crystal // *journal of physics*. 2016. v. 735, no. 1. p. 1-5.
- [6] Кураев А.А., Попкова Т.Л., Сеницын А.К. *Электродинамика и распространение радиоволн*. Минск, бестпринт, 2013. 500 с.
- [7] Григорьев А.Д. *Электродинамика и техника СВЧ*. Москва, высшая школа, 1990. 335 с.

References

- [1] Chen L., Ong C., Neo C. *Microwave electronics measurement and materials characterization*. Southern Gate, John Wiley & Sons Ltd, 2004. 537 p.
- [2] Gordiyenko Yu.Ye., Gud Yu.I., Poletaev D.A. Influence of oscillatory and radiation losses on the characteristics of microwave converters with coaxial measurement aperture // *Telecommunications and radio engineering*. 2011. No. 2, P. 149 - 157.
- [3] Slipchenko N.I., Taran E.P., Starostenko V.V., Poletaev D.A., Arsenichev S.P., Glumova M.V. [Diffraction at a metal-dielectric structures in a waveguide] // *Radiotekhnika*, 2012. no. 168, pp. 113 - 119. (in russian).
- [4] Gordienko, Yu.E., Gud, Y.I., Larkin, S.Y., Slipchenko, N.I. Resolution of cavity probes of scanning microwave microscopy. *conference proceedings of 22nd International crimean conference microwave and telecommunication technology*., 2012, vol. 1., pp. 619 - 620.

[5] Sokolenko B., Poletaev D., Rubass A., Volyar A. The conversion of phase structure of singular beams spreading in uniaxial crystal // *journal of physics*. 2016, vol. 735, no 1. pp. 1 - 5.

[6] Kuraev A.A., Popkova T.L., Sinicyn A.K. [*Electrodynamics and propagation*]. Minsk, Bestprint, 2013. 500 p. (in russian).

[7] Grigor'ev A.D. [*Electrodynamics and microwave technique*]. Moskva, vysshaja shkola, 1990. 335 p. (in russian).

Method of measurement S-parameter of microwave two-port networks

Trushkin A. N.

*Federal state Autonomous educational institution of higher education
"Sevastopol state University",
Universitetskaya, 33, Sevastopol, 299053, Russian Federation
nataly_olga@list.ru*

Abstract: *A method for measuring the S-parameters of microwave quadripoles and a structural diagram of a meter based on it are proposed. It is shown that by forming in the channels the incident wave modulated in amplitude by the harmonic law, we have it is possibility of obtaining measurement information all the elements of the scattering matrix of quadripoles network.*

Key words: *electromagnetic wave, harmonic components, complex reflection coefficient, complex transmission coefficient, investigated four-terminal network, reflection coefficient module, transmission coefficient modulus, reflection coefficient argument, transfer coefficient argument.*

Способ измерения S-параметров СВЧ четырехполюсников

Трушкин А.Н.

*Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Севастопольский государственный университет»
ул. Университетская, 33, г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
nataly_olga@list.ru*

Аннотация: *Предложен способ измерения S-параметров СВЧ четырехполюсников и структурная схема измерителя на его основе. Показано, что путем формирования в каналах падающих волн, промодулированных по амплитуде по гармоническому закону имеется возможность получения измерительной информации по всем элементам матрицы рассеяния исследуемых четырехполюсников.*

Ключевые слова: *электромагнитная волна, гармонические составляющие, комплексный коэффициент отражения, комплексный коэффициент передачи, исследуемый четырехполюсник, модуль коэффициента отражения, модуль коэффициента передачи, аргумент коэффициента отражения, аргумент коэффициента передачи.*

1. Введение

Исследуется способ измерения S -параметров СВЧ четырехполюсников и структурная схема измерителя на его основе. СВЧ тракт интерференционного измерителя в опорном и измерительном каналах имеет амплитудные модуляторы, которые модулируют падающие волны по гармоническому закону и дискретные фазовращатели, устанавливающие СВЧ тракт измерителя поочередно в два устойчивых состояния. В результате измеряются все элементы матрицы рассеивания исследуемого четырехполюсника за два измерительных цикла. Преимуществом предлагаемого способа является сравнительная простота реализации и широкий диапазон рабочих частот.

2. Сущность предлагаемого способа и схема измерителя

СВЧ тракт исследуемого измерителя S -параметров состоит из двухполюсников, четырехполюсников, шестиполюсников и восьмиполюсника. Каждый из этих элементов характеризуется своей матрицей [1].

На рис. 1 показан СВЧ тракт измерителя.

Предельные значения модуля коэффициента отражения от входов исследуемого четырехполюсника $K_{X1_ИЗМ}$, $K_{X2_ИЗМ}$ можно найти из выражений:

$$K_{X1_ИЗМ_МАКС} = \frac{1}{2} U_{5_МАКС} \sqrt{\frac{\left(\frac{U_{7_МАКС} / U_{5_МАКС} - \cos \alpha_{\phi 1}}{\sin \alpha_{\phi 1}} \right)^2 + 1}{U_{KD1 \Omega 1} U_{KD1 \Omega 2}}};$$

$$K_{X2_ИЗМ_МАКС} = \frac{1}{2} U_{6_МАКС} \sqrt{\frac{\left(\frac{U_{8_МАКС} / U_{6_МАКС} - \cos \alpha_{\phi 2}}{\sin \alpha_{\phi 2}} \right)^2 + 1}{U_{KD2 \Omega 1} U_{KD2 \Omega 2}}};$$

$$K_{X1_ИЗМ_МИН} = \frac{1}{2} U_{5_МИН} \sqrt{\frac{\left(\frac{U_{7_МИН} / U_{5_МИН} - \cos \alpha_{\phi 1}}{\sin \alpha_{\phi 1}} \right)^2 + 1}{U_{KD1 \Omega 1} U_{KD1 \Omega 2}}};$$

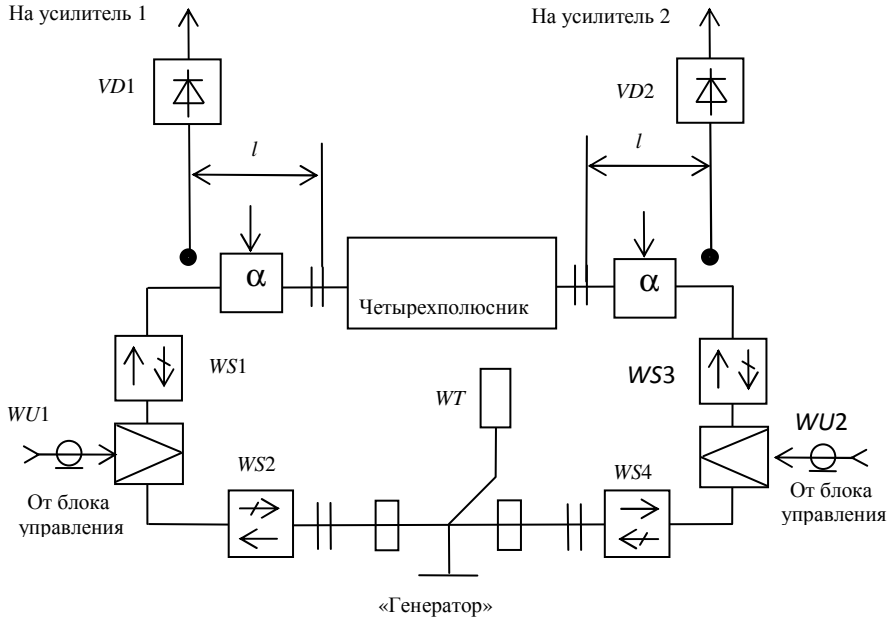


Рис. 1 Схема измерителя S-параметров четырехполосников.

Fig. 1. Scheme of device for measuring S-parameters of two-port networks

$$K_{X2_ИЗМ_МИН} = \frac{1}{2} U_{6_МИН} \sqrt{\frac{\left(\frac{U_{8_МИН} / U_{6_МИН} - \cos \alpha_{\phi 2}}{\sin \alpha_{\phi 2}} \right)^2 + 1}{U_{КД2 \Omega 1} U_{КД2 \Omega 2}}}.$$

Расчеты показывают, что относительная максимальная погрешность измерения модуля коэффициентов передачи $K_{X1_ИЗМ}$, $K_{X2_ИЗМ}$ исследуемого четырехполосника, обусловленная рассогласованием элементов СВЧ тракта не превышает $\pm 3,8 \%$, а за счет неточности определения напряжений блока обработки составляет не более $\pm 1,25 \%$.

Аналогично предельные значения погрешности измерения аргумента коэффициентов передачи четырехполосника от степени рассогласования элементов СВЧ тракта получаются равными $\pm 3,4$ градуса, а за счет неточности определения напряжений блока обработки составляют $\pm 1,29$ градуса.

В режиме измерения модуля и аргумента коэффициента отражения на выходах фильтров блока обработки появляются напряжения:

$$\begin{aligned} U_{1_{\text{КД1}}} &= U_{\text{КД1}\Omega_1} (1 + \Gamma_{X1}^2 + 2\Gamma_{X1} \cos(\alpha_{X1} + \beta_1 + \alpha_{\text{КЗ}})); \\ U_{2_{\text{КД2}}} &= U_{\text{КД2}\Omega_2} (1 + \Gamma_{X2}^2 + 2\Gamma_{X2} \cos(\alpha_{X2} + \beta_1 + \alpha_{\text{КЗ}})), \end{aligned}$$

где α_{X1} , α_{X2} — аргументы первого и второго входов четырехполосника соответственно; $\beta_1 = \frac{2\pi \cdot l}{\lambda_A}$ — фазовый набег электромагнитной волны, обусловленный расстоянием между плоскостями подключения четырехполосника и зондами измерительных линий; $\alpha_{\text{КЗ}}$ — аргумент короткозамыкателей.

Во втором положении фазовращателей выходные напряжения детекторов подвергаются аналогичной обработке и поэтому на выходах фильтров блока обработки появляются напряжения:

$$\begin{aligned} U_{3_{\text{КД1}}} &= U_{\text{КД1}\Omega_1} (1 + \Gamma_{X1}^2 + 2\Gamma_{X1} \cos(\alpha_{X1} + \beta_1 + \alpha_{\text{КЗ}} + \alpha_\phi)); \\ U_{4_{\text{КД2}}} &= U_{\text{КД2}\Omega_2} (1 + \Gamma_{X2}^2 + 2\Gamma_{X2} \cos(\alpha_{X2} + \beta_1 + \alpha_{\text{КЗ}} + \alpha_\phi)), \end{aligned}$$

где α_ϕ — аргумент фазовращателей в их втором состоянии.

Введем обозначения:

$$W_1 = \frac{U_{3_{\text{КД1}}} - U_{\text{КД1}\Omega_1} (1 + \Gamma_{X1}^2)}{U_{1_{\text{КД1}}} - U_{\text{КД1}\Omega_1} (1 + \Gamma_{X1}^2)}; \quad (1)$$

$$W_2 = \frac{U_{4_{\text{КД2}}} - U_{\text{КД2}\Omega_2} (1 + \Gamma_{X2}^2)}{U_{2_{\text{КД2}}} - U_{\text{КД2}\Omega_2} (1 + \Gamma_{X2}^2)}. \quad (2)$$

Из (1), (2) для Γ_{X1} , Γ_{X2} получим:

$$\begin{aligned} \Gamma_{X1} &= \left(\frac{W_1 (U_{1_{\text{КД1}}} - U_{\text{КД1}\Omega_1}) - U_{3_{\text{КД1}}} + U_{\text{КД1}\Omega_1}}{U_{\text{КД1}\Omega_1} (W_1 - 1)} \right)^{\frac{1}{2}}; \\ \Gamma_{X2} &= \left(\frac{W_2 (U_{2_{\text{КД2}}} - U_{\text{КД2}\Omega_2}) - U_{4_{\text{КД2}}} + U_{\text{КД2}\Omega_2}}{U_{\text{КД2}\Omega_2} (W_2 - 1)} \right)^{\frac{1}{2}}. \end{aligned}$$

С другой стороны выражения (1), (2) можно представить в виде:

$$W1 = \cos(\alpha_{x1} + \beta_1 + \alpha_{K3} + \alpha_\phi) / \cos(\alpha_{x1} + \beta_1 + \alpha_{K3});$$

$$W2 = \cos(\alpha_{x2} + \beta_1 + \alpha_{K3} + \alpha_\phi) / \cos(\alpha_{x2} + \beta_1 + \alpha_{K3}).$$

Введем обозначения:

$$\gamma_1 = \alpha_{x1} + \beta_1 + \alpha_{K3};$$

$$\gamma_2 = \alpha_{x2} + \beta_1 + \alpha_{K3}.$$

При этом получим

$$W1 = \cos(\gamma_1 + \alpha_\phi) / \cos \gamma_1 = \cos \alpha_\phi - \operatorname{tg}(\gamma_1) \sin \alpha_\phi; \quad (3)$$

$$W2 = \cos(\gamma_2 + \alpha_\phi) / \cos \gamma_2 = \cos \alpha_\phi - \operatorname{tg}(\gamma_2) \sin \alpha_\phi. \quad (4)$$

Решение уравнений (3), (4) относительно γ_1 и γ_2 приводит к следующим формулам:

$$\operatorname{tg} \gamma_1 = \frac{\cos \alpha_\phi - W_1}{\sin \alpha_\phi};$$

$$\gamma_1 = \operatorname{arctg} \left(\frac{\cos \alpha_\phi - W_1}{\sin \alpha_\phi} \right);$$

$$\alpha_{x1} = \gamma_1 - \beta_1 - \alpha_{K3};$$

$$\operatorname{tg} \gamma_2 = \frac{\cos \alpha_\phi - W_2}{\sin \alpha_\phi};$$

$$\gamma_2 = \operatorname{arctg} \left(\frac{\cos \alpha_\phi - W_2}{\sin \alpha_\phi} \right);$$

$$\alpha_{x2} = \gamma_2 - \beta_1 - \alpha_{K3}.$$

Таким образом, комплексные коэффициенты отражения входов исследуемого четырехполосника полностью определены.

Поэтому можно заключить, что максимальная погрешность измерения модулей коэффициента отражения $\Gamma_{x1_и_и}$, $\Gamma_{x2_и_и}$ четырехполосника, обусловленная рассогласованием элементов СВЧ тракта не превышает $\pm 3,2$ %, максимальная погрешность измерения Γ_{x1} , Γ_{x2} , обусловленная неточностью определения напряжений блока обработки составляет не более $\pm 1,25$ %, максимальная погрешность измерения α_{x1} , α_{x2} , обусловленная рассогласованием элементов СВЧ тракта, не превышает $\pm 3,2$ градуса, а максимальная погрешность измерения α_{x1} , α_{x2} , обусловленная неточностью измерения напряжений блока обработки, составляет не более $\pm 1,2$ градуса.

3. Анализ результирующих погрешностей измерителя

При выявлении источников частных погрешностей конкретных измерительных устройств оказывается методологически весьма удобным группировать эти источники по принципу принадлежности к тому или иному блоку устройства или к самому объекту измерения [2—4].

Практика разработки приборов СВЧ диапазона доказывает, что закон распределения вероятностей систематических погрешностей из-за несовершенства параметров СВЧ тракта весьма близок к равномерному. Поэтому при переходе к среднеквадратическому значению для погрешности, обусловленной рассогласованием элементов СВЧ тракта, принять коэффициент формы [2—4] равным $1/\sqrt{3}$ и записать выражение для среднеквадратического значения результирующей погрешности $\delta_{\Sigma KX1}$ в виде

$$\delta_{\Sigma KX1} = \pm \sqrt{\delta_{ин_KX1}^2 + \delta_{мет_KX1}^2} / 3,$$

где $\delta_{ин_KX1}$ — инструментальная погрешность измерения напряжений блока обработки; $\delta_{мет_KX1}$ — методологическая погрешность за счет рассогласования элементов СВЧ тракта.

Аналогично для погрешности измерения аргумента коэффициента передачи можно написать

$$\delta_{\Sigma \theta 1} = \pm \sqrt{\delta_{ин_ \theta}^2 + \delta_{мет_ \theta}^2} \frac{1}{3}.$$

Погрешности измерения модуля и аргумента коэффициента отражения описываются похожими выражениями, поэтому и результаты расчета получаются аналогичными.

4. Заключение

В результате проведенных исследований можно сделать следующие выводы:

— общая погрешность измерения $K_{x1_изм}$, $K_{x2_изм}$ с модулем коэффициента передачи в прямом направлении равным 0,5 дБ не превышает 1,1 %, а с модулем коэффициента передачи в обратном направлении равным 20 дБ не превосходит 3,9 %.

— общая погрешность измерения аргументов θ_{x1} , θ_{x2} коэффициента передачи при модуле коэффициента передачи –20 дБ не превышает $\pm 3,6$ градуса;

— общая погрешность измерения модулей $\Gamma_{x1_и_и}$, $\Gamma_{x2_и_и}$ коэффициента отражения не превышает $\pm 3,5$ %;

— общая погрешность измерения аргументов α_{x1} , α_{x2} коэффициента отражения не превосходит $\pm 3,7$ градуса.

Список литературы

- [1] Силаев М.А. Приложение матриц и графов к анализу СВЧ устройств/ М.А.Силаев, С.Ф. Брянецев. — М.: Сов. радио, 1970. — 367 с.
- [2] Елизаров А.С. Автоматизация измерений параметров линейных невязимных СВЧ четырехполосников/ А.С. Елизаров. — М.: Сов. радио, 1978. — 167 с.
- [3] Новицкий П.В. Основы информационной теории измерительных устройств/ П.В. Новицкий. — Л.: Энергия, 1968. — 358 с.
- [4] Рабинович С.Г. Погрешности измерений/ С.Г. Рабинович. — Л.: Энергия, 1978. — 262 с.

References

- [1] Silaev M. A. Application of matrices and graphs to the analysis of microwave devices/ Silaev M. A., S. Bryantsev F. — M.: Owls. radio, 1970. — 367 p.
- [2] Elizarov A. S. Automation of measurements of parameters of linear non-reciprocal microwave two-port networks/ A. A. Elizarov. — M.: Owls. radio, 1978. — 167 p.
- [3] Novitskiy P. V. Fundamentals of information theory measuring devices/ P. V. Novitskiy. — Leningrad: Energiya, 1968. — 358 p.
- [4] Rabinovich, S. G. Measurement Errors/ S. G. Rabinovich. — L.: Energy, 1978. — 262 p.

Method of measurement of phase shifts between the two harmonic signals of the same frequency

Trushkin A. N.

*Federal state Autonomous educational institution of higher education
"Sevastopol state University",
Universitetskaya, 33, Sevastopol, 299053, Russian Federation
nataly_olga@list.ru*

Abstract: A method proposed of measurement of phase shift between two harmonic signals of the same frequency. In the reference channel by specifying of time selection sample immediately before the transition voltage through zero, measure and memorize the corresponding voltage. Next, determine the sampling time that immediately after the transition voltage through zero. Analogically in the measuring channel by specifying of time selection sample immediately before the transition voltage through zero, measure and memorize the corresponding voltage. Next, determine the sampling time that immediately after the transition voltage through zero. Next, find the desired phase shift between two harmonic signals.

Key words: the reference channel, measurement channel, the harmonic signal, phase shift, phase response, measurement error, time interval, digital phase meter, generator strobe pulses, the mixer; a local oscillator.

Способ измерения фазовых сдвигов между двумя гармоническими сигналами одинаковой частоты

Трушкин А. Н.

*Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Севастопольский государственный университет»
ул. Университетская, 33, г. Севастополь, 299053, Российская Федерация
nataly_olga@list.ru*

Аннотация: Предложен способ измерения фазовых сдвигов между двумя гармоническими сигналами одинаковой частоты. Путем задания в опорном канале времени выборки, следующей непосредственно перед переходом напряжения через нуль, измеряют и запоминают соответствующее напряжение. Далее определяют время выборки, следующей сразу после перехода напряжения через нуль. Аналогично в измерительном канале путем задания времени выборки, следующей

непосредственно перед переходом напряжения через нуль, измеряют и запоминают соответствующее напряжение. Определяют время выборки, следующей сразу после перехода напряжения через нуль. Далее находят искомый фазовый сдвиг между двумя гармоническими сигналами.

Ключевые слова: опорный канал, измерительный канал, гармонический сигнал, фазовый сдвиг, фазочастотная характеристика, погрешность измерения, интервал времени, цифровой фазометр, генератор стробирующих импульсов, смеситель; гетеродин.

1. Введение

Известны способы измерения фазовых сдвигов [1, 2], основанные на измерении интервала времени между переходами через нуль между исследуемыми напряжениями и определении фазового сдвига между этими напряжениями, недостатком которых является большая погрешность измерения за счет неточности определения времени между переходами через нуль между исследуемыми напряжениями. Известен способ измерения фазовых сдвигов [3], основанный на измерении среднего значения относительной величины временного сдвига между исследуемыми напряжениями за некоторое время. Недостатком способа является большая погрешность измерения за счет несовершенства формирующих устройств.

Целью работы является повышение точности измерения фазовых сдвигов между двумя гармоническими сигналами одинаковой частоты.

2. Сущность предлагаемого способа и схема измерителя

Сущность известных способов заключается в измерении длительности интервалов времени:

$$\begin{aligned}\tau_1 &= (n_1 - 1)\Delta T + \Delta t_{p1}; \\ \tau_2 &= (n_2 - 1)\Delta T + \Delta t_{p2},\end{aligned}$$

и определении фазового сдвига между исследуемыми напряжениями по формуле:

$$\alpha = \frac{\tau_1 - \tau_2}{T} 360^\circ, \quad (1)$$

где τ_1 и τ_2 — длительности интервалов времени для первого и второго сигналов соответственно; n_1 , n_2 — число выборок сигнала, поступивших с момента начала измерений до момента смены выборки в первом и вто-

ром каналах соответственно; ΔT — период дискретизации; Δt_{p1} и Δt_{p2} — интервалы времени между последней выборкой перед сменой знака и точкой пересечения нулевого уровня.

С учетом формулы (1) абсолютная погрешность измерения фазового сдвига между исследуемыми напряжениями имеет вид

$$\delta_{\varphi} = \frac{\Delta_{p1} - \Delta_{p2}}{T} 360^{\circ}. \quad (2)$$

Анализ формулы (2) показывает, что максимальная погрешность $\delta_{\varphi_{max}}$ измерения при Δt_{p1} стремящемся к значению периода дискретизации ΔT , а Δt_{p2} к нулю, определяется (рис. 1) по формуле

$$\delta_{\varphi_{M p1}} \approx \frac{|\Delta_{p1}|}{T} 360^{\circ}. \quad (3)$$

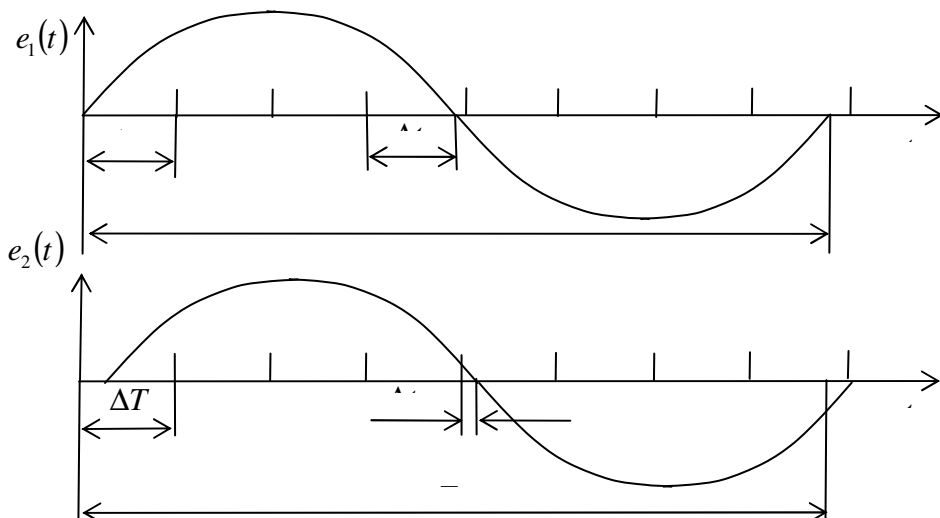


Рис. 1. Вариант временных соотношений между исследуемыми напряжениями, в котором погрешность измерения фазы максимальна

Fig. 1. Option of timing relations between the studied voltages, in which the error of phase measurement is maximum

Аналогично при Δt_{p2} стремящемся к значению периода дискретизации ΔT , а Δt_{p1} к нулю определяется по формуле

$$\delta_{\varphi_{M p2}} \approx \frac{|\Delta_{p2}|}{T} 360^\circ. \quad (4)$$

Недостатком способа является большая погрешность измерения за счет неточности определения времени между переходами через нуль исследуемых напряжений.

Пусть частота ω исследуемых напряжений, приблизительно в M раз меньше частоты ω_0 взятия отсчетов. Тогда, например, при $\omega = 20$ кГц и $M = 30$ частота ω_0 взятия отсчетов будет равна 600 кГц. При этом период дискретизации

$$\Delta T = \frac{2\pi}{\omega_0} \approx 10,5 \text{ мкс}. \quad (5)$$

С учетом (2)—(5) получим

$$\Delta\varphi_M \approx \frac{|\Delta T|}{T} 360^\circ \approx \pm \frac{10,5 \cdot 10^{-6}}{314,2 \cdot 10^{-6}} 360^\circ \approx \pm 12^\circ. \quad (6)$$

Таким образом, погрешность измерения фазовых сдвигов известным способом является достаточно большой. Снижение $\Delta\varphi_1$ за счет уменьшения периода дискретизации ΔT ограничивается быстродействием современных АЦП.

На рис.2 представлена структурная схема цифрового фазометра, с помощью которого реализуется предлагаемый способ.

Цифровой фазометр содержит: смесители 1 опорного и измерительного каналов; гетеродин 2; усилители 3 промежуточной частоты (УПЧ); управляемый фазовращатель 4; аналого-цифровые преобразователи 5 (АЦП); генератор стробирующих импульсов 6 (ГСИ); микроЭВМ 7; блок индикации 8 (БИ).

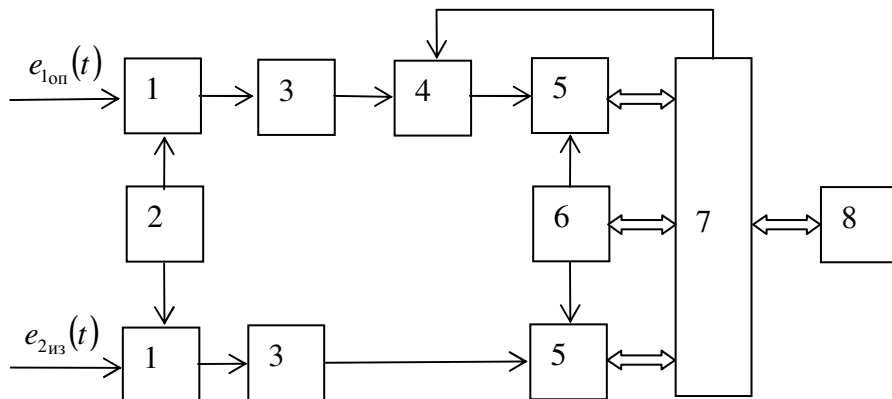


Рис. 2. Структурная схема фазометра.

Fig. 2 The block diagram of the phase meter

Устройство работает следующим образом.

Сверхвысококачественные сигналы $e_{\text{оп}}(t)$ и $e_{\text{из}}(t)$ поступают на первые входы смесителей 1, на вторые входы которых поступает напряжение гетеродина 2. УПЧ 3 осуществляют выделение из спектра преобразованных сигналов полезные составляющие и усиливают их до уровня, соответствующего линейному участку характеристики АЦП 5. Фазовращатель 4 по сигналу с микроЭВМ 7 изменяет фазу проходящего через него сигнала таким образом, чтобы в режиме калибровки дифференциальный фазовый сдвиг между опорным и измерительным каналами стал равным нулю. ГСИ 6 включает АЦП 5 передним фронтом своих импульсов, а задним фронтом приостанавливает его работу, поэтому АЦП 5 преобразуют аналоговые сигналы опорного и измерительного каналов в цифровые эквиваленты только в строго определенное время. МикроЭВМ 7 считывает из регистров памяти АЦП 5 эти цифровые эквиваленты и обрабатывает их по определенному алгоритму. Блок индикации 8 считывает обработанную цифровую информацию.

Рассмотрим работу фазометра на примере определения времени перехода напряжения

$$e_{\text{оп}}(t) = U_{\text{м}} \sin(\omega t)$$

опорного канала через нуль. На первом этапе оператором задается время $t_{\text{оп1}}$ первой выборки. На выходе АЦП 5 опорного канала формируется и запоминается в микроЭВМ 7 код, соответствующий напряжению

$$e_{\text{оп1}}(t_{\text{оп1}}) = U_{\text{м}} \sin(\omega t_{\text{оп1}}).$$

После перехода напряжения опорного канала через нуль микроЭВМ 7 путем анализа поступивших с АЦП 5 опорного канала кодов фиксирует такое время выборки $t_{\text{оп2}}$, которое соответствует напряжению

$$e_{\text{оп2}}(t_{\text{оп2}}) = U_{\text{м}} \sin(\omega t_{\text{оп2}}) = -e_{\text{оп1}}(t_{\text{оп1}}). \quad (7)$$

С учетом (7) время выборки $t_{\text{оп2}}$ рассчитывается микроЭВМ 7 по формуле

$$t_{\text{оп2}} = \frac{\pi - \arcsin\left(\frac{-e_{\text{оп1}}(t_{\text{оп1}})}{U_{\text{м}}}\right)}{\omega}. \quad (8)$$

Время перехода через нуль напряжения опорного канала определяется по формуле (рис.3)

$$t_{\text{оп}} = \frac{t_{\text{оп1}} + t_{\text{оп2}}}{2}. \quad (9)$$

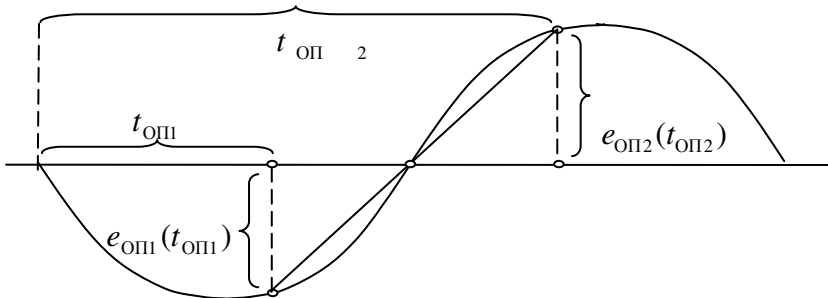


Рис. 3. К вопросу определения времени перехода через нуль гармонического сигнала

Fig. 3. For the question of determining the time of zero crossing of the sine signal

Аналогично формируется время $t_{\text{и}}$ перехода через нуль для измерительного канала. Однако, искомый фазовый сдвиг между напряжениями опорного и измерительного каналов $\alpha_{\text{х}}$ может находиться в пределах $2\pi \leq \alpha_{\text{х}} \leq 0$, поэтому, в зависимости от квадранта, его вычисление проводится по различным формулам. На первом этапе режима измерения опе-

ратором задается время первой выборки для напряжения перед его переходом через нуль

$$t_{и1} = t_{оп} + \frac{\alpha_X}{\omega}.$$

При этом напряжение этой выборки определяется формулой

$$e_{и1}(t_{и1}) = U_M K_X \sin(\omega t_{и1}). \quad (10)$$

где K_X — модуль коэффициента передачи исследуемого четырёхполосника.

После перехода напряжения измерительного канала через нуль микроЭВМ 7 путем анализа поступившей с АЦП 5 информации фиксирует такое время выборки $t_{и2}$, которое соответствует напряжению

$$e_{и2}(t_{и2}) = U_M K_X \sin(\omega t_{и2}) = -e_{и1}(t_{и1}). \quad (11)$$

С учетом (11) время выборки $t_{и2}$ рассчитывается по формулам:

для $\frac{\pi}{2} \leq \alpha_X \leq 0$ (для первого квадранта)

$$t_{и2} = \frac{\pi + \arcsin\left(\frac{-e_{и1}(t_{и1})}{U_M}\right)}{\omega}; \quad (12)$$

для $\pi \leq \alpha_X \leq \frac{\pi}{2}$ (для второго квадранта)

$$t_{и2} = \frac{2\pi - \arcsin\left(\frac{-e_{и1}(t_{и1})}{U_M}\right)}{\omega}; \quad (13)$$

для $\frac{3\pi}{2} \leq \alpha_X \leq \pi$ (третьего квадранта)

$$t_{и2} = \frac{2\pi - \arcsin\left(\frac{-e_{и1}(t_{и1})}{U_M}\right)}{\omega}; \quad (14)$$

для $2\pi \leq \alpha_X \leq \frac{3\pi}{2}$ (четвертого квадранта)

$$t_{и2} = \frac{3\pi + \arcsin\left(\frac{-e_{и1}(t_{и1})}{U_M}\right)}{\omega}. \quad (15)$$

Время перехода через нуль напряжения измерительного канала и фазовый сдвиг между напряжениями опорного и измерительного каналов определяется соответственно по формулам:

$$t_{и} = \frac{t_{и1} + t_{и2}}{2}; \quad (16)$$

$$\alpha_X = \omega(t_{и} - t_{оп}). \quad (17)$$

Проведем анализ погрешности измерения фазового сдвига за счет погрешности измерения напряжения выборок.

Из сказанного выше понятно, что время первой выборки, следующей перед переходом напряжения опорного канала через нуль задается произвольно, поэтому погрешность её определения будем считать раной нулю. Измеренное значение напряжения опорного канала, соответствующее времени $t_{оп1}$ этой выборки с учетом погрешности его измерения, описывается формулой

$$e^*_{оп1}(t_{оп1}) = U_M \sin(\omega t_{оп1}) + \Delta U_{оп1}, \quad (18)$$

где $\Delta U_{оп1}$ — абсолютная погрешность измерения напряжения (18).

Соответственно и время $t_{и2}$ выборки, следующей (по аналогии с формулой (8)) после перехода напряжения через нуль определяется формулой

$$t^*_{оп2} = \frac{\pi - \arcsin\left(\frac{-e^*_{оп1}(t_{оп1})}{U_M}\right)}{\omega}. \quad (19)$$

Очевидно, что время перехода напряжения опорного канала через нуль с учетом погрешности его измерения определяется выражением

$$t_{\text{оп}}^* = \frac{t_{\text{по1}} + t_{\text{оп2}}^*}{2}. \quad (20)$$

По аналогии с формулой (10) для напряжения выборки, следующей перед переходом этого напряжения через нуль с учетом погрешности его определения будем иметь

$$e_{\text{и1}}^*(t_{\text{и1}}) = U_{\text{м}} K_{\text{х}} \sin(\omega t_{\text{и1}}) + \Delta U_{\text{и}}. \quad (21)$$

Тогда с учетом (11) можно записать выражение, описывающее напряжение выборки, следующей после перехода напряжения измерительного канала через нуль с учетом погрешности его определения

$$e_{\text{и2}}^*(t_{\text{и2}}) = U_{\text{м}} K_{\text{х}} \sin(\omega t_{\text{и2}}^*) = -e_{\text{и1}}^*(t_{\text{и1}}). \quad (22)$$

При этом время $t_{\text{и2}}^*$ выборки, следующей (по аналогии с формулами (12)—(15)) после перехода напряжения измерительного канала через нуль определяется выражениями:

для $\frac{\pi}{2} \leq \alpha_{\text{х}} \leq 0$ (для первого квадранта)

$$t_{\text{и2}}^* = \frac{\pi + \arcsin\left(\frac{-e_{\text{и1}}^*(t_{\text{и1}})}{U_{\text{м}}}\right)}{\omega}; \quad (23)$$

для $\pi \leq \alpha_{\text{х}} \leq \frac{\pi}{2}$ (для второго квадранта)

$$t_{\text{и2}}^* = \frac{2\pi - \arcsin\left(\frac{-e_{\text{и1}}^*(t_{\text{и1}})}{U_{\text{м}}}\right)}{\omega}; \quad (24)$$

для $\frac{3\pi}{2} \leq \alpha_{\text{х}} \leq \pi$ (третьего квадранта)

$$t_{\text{Е2}}^* = \frac{2\pi - \arcsin\left(\frac{-e_{\text{Е1}}^*(t_{\text{Е1}})}{U_{\text{I}}}\right)}{\omega}; \quad (25)$$

для $2\pi \leq \alpha_X \leq \frac{3\pi}{2}$ (четвертого квадранта)

$$t_{\text{И2}}^* = \frac{3\pi + \arcsin\left(\frac{-e_{\text{И1}}^*(t_{\text{И1}})}{U_{\text{М}}}\right)}{\omega}. \quad (26)$$

Время перехода через нуль напряжения измерительного канала и фазовый сдвиг между напряжениями опорного и измерительного каналов определяются соответственно по формулам:

$$t_{\text{И}}^* = \frac{t_{\text{И1}} + t_{\text{И2}}^*}{2}; \quad (27)$$

$$\alpha_X^* = \omega(t_{\text{И}}^* - t_{\text{ОП}}^*). \quad (28)$$

Выражения для погрешности измерения фазового сдвига с учетом (17) будут иметь вид

$$\Delta\alpha_X = \omega(\alpha_X - \alpha_X^*). \quad (29)$$

Расчеты по формуле (29) показывают, что максимальная погрешность измерения $\Delta\alpha_X$ в диапазоне фазовых углов $2\pi < \alpha_X < 0$ не превышает долей градуса при погрешности измерения напряжения выборок 0,1%.

3. Заключение

Повышение точности измерения достигается следующим образом:

- в опорном канале задается время выборки $t_{\text{ОП}}$, следующей непосредственно перед переходом напряжения через нуль;
- измеряется и запоминается напряжение $e_{\text{ОП}}(t_{\text{ОП}})$;

— определяется время выборки $t_{\text{ОП2}}$, следующей сразу после перехода напряжения через нуль, соответствующее напряжению $e_{\text{ОП2}}(t_{\text{ОП2}})$, равному напряжению $-e_{\text{ОП1}}(t_{\text{ОП1}})$;

— аналогично в измерительном канале задается время выборки $t_{\text{И1}}$, следующей непосредственно перед переходом напряжения через нуль;

— измеряется и запоминается напряжение $e_{\text{И1}}(t_{\text{И1}})$,

— определяется время выборки $t_{\text{И2}}$, следующей сразу после перехода напряжения через нуль, соответствующее напряжению $e_{\text{И2}}(t_{\text{И2}})$, равному напряжению $-e_{\text{И1}}(t_{\text{И1}})$;

— искомый фазовый сдвиг α_x между двумя гармоническими сигналами одинаковой частоты определяется по формуле:

$$\alpha_x = \frac{\omega(t_{\text{И1}} + t_{\text{И2}} - t_{\text{ОП1}} - t_{\text{ОП2}})}{2},$$

где $t_{\text{И1}} = \frac{t_{\text{ОП1}} + t_{\text{ОП2}}}{2} + \frac{\alpha_x}{\omega}$;

$$t_{\text{И2}} = \frac{\pi + \arcsin\left(\frac{-e_{\text{И1}}(t_{\text{И1}})}{U_M}\right)}{\omega} \quad \text{— для первого квадранта;}$$

$$t_{\text{И2}} = \frac{2\pi - \arcsin\left(\frac{-e_{\text{И1}}(t_{\text{И1}})}{U_M}\right)}{\omega} \quad \text{— для второго и третьего квадрантов;}$$

$$t_{\text{И2}} = \frac{3\pi + \arcsin\left(\frac{-e_{\text{И1}}(t_{\text{И1}})}{U_M}\right)}{\omega} \quad \text{— для четвертого квадранта;}$$

ω — круговая частота исследуемых сигналов; U_1 — амплитуда напряжения на выходе смесителя.

Предложенный способ измерения фазовых сдвигов гармонических сигналов одинаковой частоты может быть использован при разработке измерителей фазовых сдвигов различных устройств высокочастотного и сверхвысокочастотного диапазонов.

Список литературы

- [1] А. с. 1406511 СССР, МКИ³ кл. G01R 25/00. Цифровой фазометр / Ю. А. Смагин, Н. П. Данилина, Е.Ф. Трифонов, В.М. Фролов, М.П. Шадрин (СССР). — № 4135212/24–21; заявл. 17.10.86; опубл. 30.06.88, Бюл. № 24. — 6 с.
- [2] Wagdy M.F., Lucas M.S.P. [Errors in Simplified Data Phase Measurement]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, V/I, M-34, N4, December, 1985, no 11, pp. 507—509.
- [3] Кушнир Ф. В. Электрорадиоизмерения: учеб пособие/ Ф. В.Кушнир, Савенок В.Г. — Л.: Энергия, 1975. 368 с.

References

- [1] A. S. 1406511 of the USSR, МКИЗ CL G01R 25/00. Digital phase meter / Y. A. Smagin, N. P. Danilin, E. F., Trifonov, V. M. Frolov, M. P. Shadrin (USSR). No 4135212/24–21; Appl. 17.10.86; publ. 30.06.88, bull. No. 24. -6 C.
- [2] Wagdy M.F., Lucas M.S.P. [Errors in Simplified Data Phase Measurement]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, V/I, M-34, N4, December, 1985, no 11, pp. 507—509.
- [3] Kushnir F. V. Electroradiology: study guide/ F. V. Kushnir, Savenok V. G. — L.: Energy, 1975. 368.

Investigation of the transmission lines electrical parameters uncertainty

Savin A.A.

Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics
Tomsk, 634050, Russian Federation
saasavin@mail.ru

Abstract: The review of transmission lines mathematical models such as coaxial air line, microstrip line on a printed circuit board, coplanar line on a semiconductor substrate is presented. The unscented transformation is used to estimate the calculation uncertainty of the line scattering parameters and the impedance for various initial uncertainties of the line design parameters. Calculations are made for the coaxial line of 3,5 mm type in the frequency range up to 32 GHz, microstrip line for testing of 0402 type PCB electronic components in the frequency range up to 20 GHz and coplanar line with parameters of the reference material RM8130 (GaAs) in the frequency range up to 110 GHz.

Keywords: mathematical model, transmission line, unscented transformation, scattering parameters, impedance, uncertainty.

Исследование неопределенности электрических параметров линий передачи

Савин А.А.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
г. Томск, 634050, Российская Федерация
saasavin@mail.ru

Аннотация: Проведен обзор математических моделей линий передачи: коаксиальной воздушной линии, микрополосковой линии на печатной плате, копланарной линии на полупроводниковой подложке. Методом сигма-точечного преобразования получены оценки неопределенности расчета параметров рассеяния и импеданса линий при различной априорной неопределенности параметров конструкции. Расчеты выполнены для коаксиальной линии тракта 3,5/1,52 мм в диапазоне частот до 32 ГГц, микрополосковой линии для тестирования электронных компонентов печатных плат типоразмера 0402 в диапазоне частот до 20 ГГц и копланарной линии с параметрами опорного материала RM8130 (арсенид галлия) в диапазоне частот до 110 ГГц.

Ключевые слова: математическая модель, линия передачи, сигма-точечное преобразование, параметры рассеяния, импеданс, неопределенность.

1. Введение

Линии передачи занимают особое место среди устройств СВЧ. Они соединяют устройства СВЧ между собой, канализируют электромагнитную энергию, являются эталонами во многих радиоизмерительных системах. Для расчета и конструирования линии передачи необходимо знать структуру электромагнитного поля в линии. На практике чаще всего используются некоторыми упрощенными моделями линий, которые качественно верно описывают протекающие в них процессы. В данной работе на основе моделей различных линий передачи выполнено исследование статистических характеристик расчета электрических параметров, которые связаны с известными характеристиками параметров конструкции линии.

2. Краткий обзор моделей линий передачи

Рассмотрим коаксиальную, микрополосковую и копланарную линии передачи. Среди работ, в которых приведены математические модели расчета электрических параметров круглого коаксиального волновода, необходимо выделить [1]. Модель позволяет выполнить расчет потерь, в том числе с учетом экспериментальных данных. Основной волной коаксиала является Т-волна. Микрополосковая линия передачи представляет собой более сложную, неоднородную диэлектрическую структуру и, как следствие, основной волной является квази-Т-волна. Обзор и история развития математических моделей микрополосковых линий можно найти в книге [2]. Приведены различные формулы вычисления импеданса и комплексной постоянной распространения линии, указана точность расчетов. Автор [2] выделяет выражения, которые рекомендует использовать на практике. Анализ литературы, касающейся копланарных линий передачи на полупроводниковой подложке, показал, что наиболее точной является модель, описанная в статье [3].

Перечислим основные параметры для всех рассматриваемых типов линий. Коаксиальная линия характеризуется двумя диаметрами: d – внешний диаметр внутреннего (центрального) проводника и D – внутренний диаметр внешнего проводника. Кроме этого необходимо знать сопротивление проводников ρ . Для расчета по модели микрополосковой линии требуется больше параметров: W – ширина сигнального проводника t – толщина сигнального проводника; h – высота диэлектрического слоя; ϵ_r – от-

носительная диэлектрическая проницаемость; $\tan\delta$ – тангенс угла диэлектрических потерь; σ – удельная проводимость металла. И, наконец, конструкция копланарной линии может быть задана следующим набором параметров: w – ширина сигнального проводника; w_g – ширина земляных проводников; t – толщина проводников; s – величина зазора между проводниками; ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость материала подложки; $\tan\delta$ – тангенс угла диэлектрических потерь; σ – удельная проводимость металла. Как видим, все параметры разделяются на две группы: параметры геометрии и параметры материалов.

Описанные в статьях и книгах модели позволяют рассчитать постоянную распространения γ и импеданс линии Z , зная которые можно определить коэффициент передачи (КП) S_{21} и отражения (КО) Γ_L . Расчет КП предполагает задание длины линии l . В ряде случаев простой расчет КО через импеданс относительно некоторого опорного значения импеданса недостаточен. Например, если линия имеет неоднородности вдоль длины. Более сложная модель линии показана на рис. 1. Расчет КО линии Γ_L относительно среднего значения КО (импеданса m_Z), которое может быть получено через средние значения параметров конструкции линии, учитывает наличие нескольких участков (фрагментов) линии с разными свойствами (на рис. 1 показано 5 фрагментов), заданных матрицами S-параметров S_n .

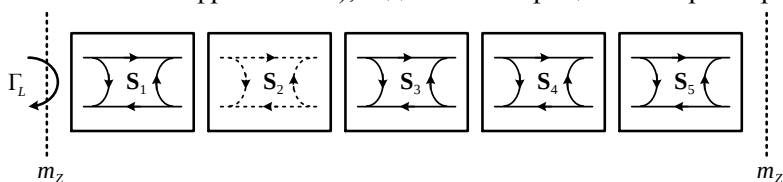


Рис. 1. Модель линии передачи с фрагментами

Fig. 1. Transmission line model with the fragments

Прежде, чем перейти к исследованию погрешности расчета параметров линий, приведем несколько примеров измерительных систем, в которых применяются данные модели. Модель коаксиальной линии требуется для верификации точности измерений векторных анализаторов цепей (ВАЦ) в коаксиальном тракте [4]. Адаптивный алгоритм обработки верификационных измерений зондовой измерительной системы использует модель копланарной линии [5]. Калибровка и коррекция параметров тестовой оснастки реализуется путем смещение плоскости измерений к точкам контакта электронных компонент печатных плат [6]. Для этого необходима модель микрополосковой линии на плате.

3. Сигма-точечное преобразование и неопределенность электрических параметров линий передачи

Итак, необходимо выполнить пересчет неопределенности параметров конструкции линии в неопределенность расчета ее электрических параметров. Объединим в вектор $\mathbf{x}$ все параметры, определяющие конструкцию линии передачи, а в вектор $\mathbf{y}$ – основные электрические параметры (параметры рассеяния и импеданс). Средние значение и ковариационные матрицы векторов будем обозначать с помощью $\mathbf{m}_\bullet$ и $\mathbf{V}_\bullet$, соответственно. Модель линии передачи определяет взаимосвязь векторов $\mathbf{x}$ и $\mathbf{y}$ посредством некоторой функции $\mathbf{y}=\mathbf{h}[\mathbf{x}]$. Зачастую для используемых на практике моделей векторная функция $\mathbf{h}$ является нелинейной и аналитически довольно сложной и громоздкой. В таком случае удобно воспользоваться методом расчета статистических характеристик при нелинейных преобразованиях – сигма-точечным преобразованием (unscented transformation в зарубежной литературе) [7, 8]. Обобщенная схема расчета статистических характеристик вектора $\mathbf{y}$ данным методом показана на рис. 2.

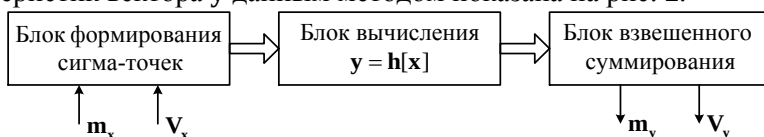


Рис. 2. Схемы выполнения сигма-точечного преобразования

Fig. 2. Diagram of unscented transformation

Как можно видеть, на первом этапе в соответствии с исходной статистикой производится расчет сигма-точек в пространстве вектора $\mathbf{x}$. Затем эти точки пересчитываются в пространство вектора $\mathbf{y}$ при помощи известной функции $\mathbf{h}$. И, наконец, с помощью специальных весовых коэффициентов определяются искомое среднее значение и ковариационная матрица вектора $\mathbf{y}$. Основное отличие от метода Монте-Карло состоит в том, что использование сигма-точек, выбранных специальным образом, обеспечивает приемлемую точность расчета при относительно малом объеме выборки.

В качестве примеров выполним расчеты для воздушной коаксиальной линии сечением 3,5/1,52 мм, микрополосковой линии на печатной плате (размеры: $W=0,52$ мм; $t=34$ мкм $h=0,254$ мм; $\epsilon_r=3,66$; $\tan\delta=0,0037$; $\sigma=58$ МСм/м) и копланарной линии с параметрами опорного материала RM8130 (см. [9]). Некоторые результаты расчетов среднеквадратических погрешностей (СКП) параметров линий в рабочих диапазонах частот и с необходимыми пояснениями показаны на рис. 3 – 5.

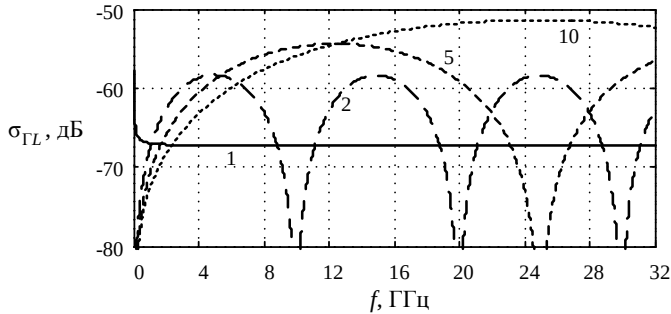


Рис. 3. Зависимость меры разброса КО коаксиальной линии относительно среднего значения для погрешности геометрии 1 мкм и при разном числе фрагментов модели линии (количество фрагментов указано цифрами на графиках); длина линии 30 мм

Fig. 3. Dispersion of the coaxial line reflection coefficient for 1 μm geometry accuracy and with different numbers of line model fragments (see the signatures); line length is 30 mm

Поясним результаты на рис. 3. СКП расчета КО возрастает пропорционально количеству фрагментов. Однако с ростом количества фрагментов и уменьшении их длины должен снижаться уровень изменчивости параметров структуры линии от одного фрагмента к другому, то есть появляться достаточно высокая корреляция этих параметров. В выполненных расчетах этот факт не учтен. Информацию о корреляционных свойствах геометрической структуры линии передачи можно получить с помощью прямых измерений с малым шагом вдоль длины.

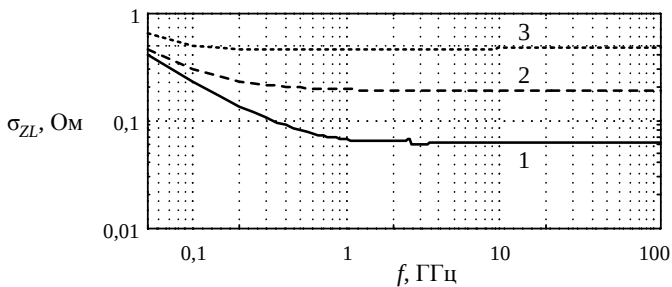


Рис. 4. Погрешность расчета импеданса копланарной линии: 1) точность геометрии 0,1 мкм и низкая погрешность по параметрам материалов; 2) точность геометрии 0,1 мкм и высокая погрешность по параметрам материалов; 3) точность геометрии 1 мкм

Fig. 4. Impedance calculation error for coplanar waveguide: 1) geometry error is 0,1 μm and low error for material parameters; 1) geometry error is 0,1 μm and high error for material parameters; 1) geometry error is 1 μm

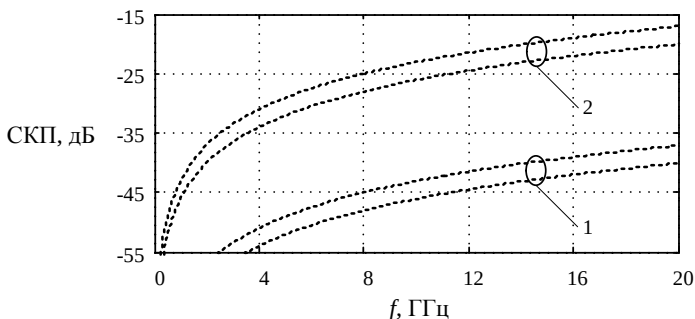


Рис. 5. СКП смещения плоскости калибровки на 1 мм для тракта отраженных сигналов (пунктирные линии) и тракта передаваемых сигналов (сплошные линии) при точности геометрии микрополосковой линии 1 мкм (графики 1) и 10 мкм (графики 2)

Fig. 5. RMSE of 1 mm reference plane shifting for reflection (dotted lines) and transmission (solid lines) with geometry accuracy of the microstrip line 1 μm (curves 1) and 10 μm (curves 2)

4. Заключение

Предложенный подход на основе сигма-точечного преобразования обеспечивает получение достоверных результатов при малых вычислительных затратах по сравнению с методом статистических испытаний. Используя полученные результаты можно сделать вывод о том, с какой погрешностью необходимо изготовить линию или выполнить измерения параметров линии, чтобы обеспечить заданный уровень СКП расчета параметров рассеяния или импеданса коаксиальной, микрополосковой или копланарной линии передачи.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена в рамках проекта по государственному заданию Минобрнауки России № 8.7348.2017/8.9. Автор выражает признательность профессору, д.т.н. В.И. Тисленко и профессору, д.т.н. Г.С. Шарыгину (ТУСУР, г. Томск) за внимание к работе и ряд полезных советов.

Список литературы

- [1] C.P. Eijs, S.J. Protheroe and N.M. Ridler, "Characterising beadless air lines as reference artefacts for S-parameter measurements at RF and microwave frequencies," IEE Proc.-Sci. Meas. Technol., Vol. 153, No. 6, November 2006, P. 229 – 234.
- [2] Jia-Sheng Hong, M.J. Lancaster Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. John Wiley & Sons. 2001. 476 p.
- [3] W. Heinrich, "Quasi-TEM description of MMIC coplanar lines including conductor-loss effects," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 41, no. 1, pp. 45-52, Jan. 1993.

- [4] A.A. Savin, "A Novel Factor Verification Technique for One-Port Vector Network Analyzer," Proc. of the 43rd EuMC, 7-10 October 2013, Nuremberg, Germany, pp. 60-63.
- [5] A.A. Savin, V.G. Guba, A. Rumiantsev, B.D. Maxon, D. Schubert, and U. Arz, "Adaptive Estimation of Complex Calibration Residual Errors of Wafer-Level S-Parameters Measurement System," 84th ARFTG Conference, Boulder, USA, 2014, pp. 1-4.
- [6] A.A. Savin, V.G. Guba, M.V. Sinogin, O.Yu. Morozov, O.N. Bykova A Simple Test Fixture De-embedding Method for PCB Components Measurements Using a Calibrated Vector Network Analyzer // Proc. of the 45th EuMC. 7-10 Sept 2015, Paris, France. 2015, pp. 983-986.
- [7] S. J. Julier, and J. K. Uhlmann, "A General Method for Approximating Nonlinear Transformations of Probability Distributions," Technical report, RRG, Dept. of Engineering Science, University of Oxford, Nov. 1996.
- [8] Julier S. J. The Scaled Unscented Transformation. Proceedings of the American Control Conference, vol. 6, Anchorage, AK, USA, May 2002, pp. 4555 – 4559.
- [9] "Reference Material 8130. Coplanar waveguide calibration set," NIST, Gaithersburg, MD 20899, USA, 1998.

References

- [1] C.P. Eio, S.J. Protheroe and N.M. Ridler, "Characterising beadless air lines as reference artefacts for S-parameter measurements at RF and microwave frequencies," IEE Proc.-Sci. Meas. Technol., Vol. 153, No. 6, November 2006. P. 229 – 234.
- [2] Jia-Sheng Hong, M.J. Lancaster Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. John Wiley & Sons. 2001. 476 p.
- [3] W. Heinrich, "Quasi-TEM description of MMIC coplanar lines including conductor-loss effects," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 41, no. 1, pp. 45-52, Jan. 1993.
- [4] A.A. Savin, "A Novel Factor Verification Technique for One-Port Vector Network Analyzer," Proc. of the 43rd EuMC, 7-10 October 2013, Nuremberg, Germany, pp. 60-63.
- [5] A.A. Savin, V.G. Guba, A. Rumiantsev, B.D. Maxon, D. Schubert, and U. Arz, "Adaptive Estimation of Complex Calibration Residual Errors of Wafer-Level S-Parameters Measurement System," 84th ARFTG Conference, Boulder, USA, 2014, pp. 1-4.
- [6] A.A. Savin, V.G. Guba, M.V. Sinogin, O.Yu. Morozov, O.N. Bykova A Simple Test Fixture De-embedding Method for PCB Components Measurements Using a Calibrated Vector Network Analyzer // Proc. of the 45th EuMC. 7-10 Sept 2015, Paris, France. 2015, pp. 983-986.
- [7] S. J. Julier, and J. K. Uhlmann, "A General Method for Approximating Nonlinear Transformations of Probability Distributions," Technical report, RRG, Dept. of Engineering Science, University of Oxford, Nov. 1996.
- [8] Julier S. J. The Scaled Unscented Transformation. Proceedings of the American Control Conference, vol. 6, Anchorage, AK, USA, May 2002, pp. 4555 – 4559.
- [9] "Reference Material 8130. Coplanar waveguide calibration set," NIST, Gaithersburg, MD 20899, USA, 1998.

Acknowledgements

The work was supported by State Contract № 8.7348.2017/8.9 of the Russian Ministry of Education and Science. The author thanks Dr. Vladimir I. Tislenko, and Dr. German S. Sharygin from Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics (TUSUR) for the helpful discussions.

Enhancing capabilities of radio frequency modular instruments through data streaming

¹Krivozubov P.A., ²Podolsky A.S.

¹*Bauman Moscow State University, ul. Baumanskaya 2-ya, 5, Moscow, 105005, Russian Federation, pavel.krivozubov@inbox.ru*

²*National Instruments, ul. Ozyornaya, 42, Moscow, 119361, Russian Federation, apodolsky@ni.com*

Abstract: An approach to digital signal processing in radio frequency instruments through continuous data streaming to PC is described. The approach allows to extend application area of the instruments to such use cases as long time record and playback, but also to improve instrument's specifications such as onboard memory size, waveform update rate or custom triggering options. Main principles, applicability criteria and major use cases described. Experimental results provided for onboard memory extension use case.

Keywords: data streaming, continuous data acquisition, FPGA, co-processing, PXI, onboard memory, memory extension, virtual instruments, LabVIEW.

Расширение возможностей модульных радиоизмерительных приборов с помощью потоковой передачи данных

¹Кривоzubов П. А., ²Подольский А.С.

¹*МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1, г. Москва, 105005, Российская Федерация, Index1979@gmail.com*

²*National Instruments, ул. Озерная, 42, офис 1201, г. Москва, 119361, Российская Федерация, apodolsky@ni.com*

Аннотация: Описывается подход к цифровой обработке сигналов радиоизмерительных приборов на основе техники непрерывной потоковой передачи и обработки данных на персональном компьютере. Данный подход не только позволяет расширить область применения приборов на такие задачи, как запись и воспроизведение сигналов в течение длительного времени, но также и улучшить отдельные характеристики приборов, такие как размер встроенной памяти, быстродействие и нетиповые варианты запуска. Описываются базовые принципы подхода, критерии применимости и основные области использования. Приведены результаты экспериментальных исследований по расширению памяти приборов.

Ключевые слова: потоковая передача, непрерывный сбор данных, стриминг, ПЛИС, PXI, размер памяти, расширение памяти, виртуальные приборы, LabVIEW.

1. Введение

В современных измерительных приборах, как отечественного, так и зарубежного производства, сегодня повсеместно используются компьютеры, либо интегрированные в прибор либо явно отделенные от него. Это особенно выражено в радиоизмерительных приборах, требующих интенсивной цифровой обработки измеряемых сигналов. Использование современной компьютерной базы позволяет производителям сравнительно легко реализовывать и затем обновлять сложные алгоритмы обработки без переработки аппаратной части прибора.

Кроме того, гибкость, присущая программному обеспечению компьютера, позволяет расширять возможности приборов и решать измерительные задачи, далеко выходящие за пределы стандартного функционала прибора. Целью данной работы является показать расширение возможностей приборов, в частности, эффективное увеличение размера памяти прибора, с помощью технологий персонального компьютера.

2. Модульные измерительные приборы

Идея использовать возможности персонального компьютера для расширения встроенных возможностей измерительных приборов получила первые реализации еще со стандартом GPIB, а затем трансформировалась в понятия виртуальных приборов (virtual instrumentation) и модульных приборов (modular instruments), со своими стандартами – VXI, PXI, AXIe и др. [1]. Важной особенностью таких модульных систем как PXI является их открытость для программирования с целью расширения или даже перепреопределения функционала отдельных приборов, комбинации приборов или систем целиком.

Сегодня мы также наблюдаем активное применение быстродействующих ПЛИС внутри измерительных приборов и систем, что позволяет не только повышать скорость измерений и тестирования, но и элегантно решать такие задачи как имитация в реальном времени радиоканалов для систем связи и фоноцелевой обстановки для систем РЛС [2, 3].

Такие новые возможности измерительных приборов стали реальностью благодаря активному использованию компьютерных подходов и технологий. Одной из важнейших из них является технология непрерывной потоковой передачи данных (в англоязычной литературе – Data Streaming).

3. Поточковая передача данных Data Streaming

Суть технологии Data Streaming [4] заключается в непрерывной, без пауз, пропусков и «мертвого времени», передаче данных между измерительной и компьютерной частями прибора или системы, – без остановки сбора или генерации сигналов. Такой подход работает как на прием (оцифровка сигналов и непрерывная обработка), так и на передачу (непрерывная подготовка сигналов для генератора), и даже двунаправленно (прием сигнала, обработка и формирование ответа).

Измерительные приборы, поддерживающие Data Streaming, получают доступ к широким возможностям современных компьютеров в части хранения и обработки данных. Наиболее востребованными вариантами применения данного подхода являются:

А) Запись и воспроизведение – запись сигналов на жесткий диск компьютера в течение длительного времени для дальнейшего анализа, и воспроизведение ранее записанных или синтезированных сигналов [5];

Б) Обработка на ПЛИС – передача данных между измерительным прибором и устройствами с быстродействующими ПЛИС для «встроенной» обработки измерительных данных [6].

Оба этих варианта изначально предполагают выход за рамки стандартной работы измерительного прибора и превращение его в новую измерительную систему с новым функционалом.

Так, например, векторный СВЧ генератор PXIe-5673E фирмы National Instruments, использованный в данной работе, предназначен для генерации стандартных и задаваемых пользователем сигналов, однако с помощью программного обеспечения и непрерывной подачи данных, он превращается в имитатор сигналов навигационных систем GPS/ГЛОНАСС или систем посадки ILS, позволяя формировать навигационную картину для отработки и тестирования сложных авиационных систем в реальном времени [3].

В данной работе мы исследуем возможности улучшения характеристик самого прибора, лишь незначительно меняя его функционал, а именно рассматриваем эффективное увеличение размера памяти прибора.

4. Эффективное увеличение памяти приборов

Встроенная память быстродействующих измерительных приборов предназначена для накопления и кратковременного хранения сигналов в оцифрованном виде. Размер памяти накладывает ограничения на длительность сигналов, с которыми может работать данный прибор [8]. Например,

для генераторов сигналов произвольной формы это означает максимальный период произвольного периодического сигнала или максимальную длительность импульсного сигнала.

Большой объем памяти всегда означает большую цену прибора, иногда увеличение памяти может означать удвоение цены прибора. Типовые значения размера памяти приборов лежат в диапазоне от 1 кВыб до 1 ГВыб.

Сложная обработка сигналов происходит в компьютерной части прибора. Для этого уже после окончания сбора сигнала его оцифрованная версия копируется в более дешевую память ОЗУ данного прибора. Зачастую скорость этого копирования определяет быстродействие прибора, например, снижая частоту обновления у осциллографов.

Технология Data Streaming, если она поддерживается прибором, позволяет во время сбора сигналов и не прекращая его, одновременно быстро копировать, или «сбрасывать», оцифрованные данные в оперативную память (ОЗУ) компьютера, освобождая место для новых порций сигнала. При этом ОЗУ компьютера становится своего рода расширением встроенной памяти, ведь пока сигнал сбрасывается в ОЗУ, сбор данных не прекращается и не прерывается. Для этого приборы должны удовлетворять нескольким требованиям.

1. Прибор должен поддерживать одновременную и без пауз запись и чтение данных. Для этого память должна работать в режиме так называемого кольцевого буфера.

2. Шина данных, связывающая память прибора и память компьютера, должна быть высокоскоростной. Для передачи 16-битного сигнала, оцифрованного со скоростью 1 ГВыб/с требуется бесперебойная пропускная способность 2 ГБ/с. Поэтому такие «быстрые» шины как Gigabit Ethernet и USB 3.0 со скоростями 100 МБ/с и 600 МБ/с соответственно, с этой задачей не справятся. Современные стандарты модульных приборов, такие как PXI, используют шину PCI Express с постоянно растущими скоростями, уже сегодня составляющими 8 ГБ/с.

3. Компьютер должен успевать обрабатывать данные. Это предъявляет требования к быстродействию процессора, памяти, внутренних шин, программного обеспечения, жесткого диска. Если для ускорения обработки применяются графические процессоры и ПЛИС, интерфейс с ними также должен быть достаточно быстрым.

5. Схема эксперимента

В данной работе мы использовали векторный генератор радиосигналов NI PXIe-5673E для генерации векторных (IQ) сигналов с частотой оцифровки 50 МГц длительностью (1) 0,2 с, (2) 4 с, (3) 15 с, (4) 20 с. Скорость поступления данных для данной частоты оцифровки равна 200 МБ/с. То есть необходимый объем памяти для этих сигналов равен соответственно 40 МБ, 800 МБ, 3 ГБ и 4 ГБ.

Размер встроенной памяти данного прибора составляла 128 МБ (бюджетная версия прибора). Для выбранной частоты оцифровки это соответствует длительности сигнала 1,5 с, что достаточно для сигнала (1) 0,2 с, но недостаточно для остальных трех. Заметим, что максимальная опция данного генератора обладает памятью 2 ГБ, что также недостаточно для сигналов (3) 15 и (4) 20 с.

При организации буфера в ОЗУ размером 3 ГБ суммарный объем памяти будет расширен до 3200 МБ, что соответствует примерно 16 с сигнала.

В эксперименте использовался встраиваемый контроллер NI PXIe-8840 с объемом оперативной памяти 4 ГБ (3 ГБ доступно для программы в LabVIEW). Модифицированный стандартный пример программы в LabVIEW «RFSG Arbitrary Waveform Streaming.vi» обеспечивал непрерывное считывание данных сигнала из заранее подготовленного файла в буфер в ОЗУ, реализованный в виде структуры очереди, перекачку данных из этого буфера в встроенную память прибора и «проигрывание» сигнала генератором (рис. 1).

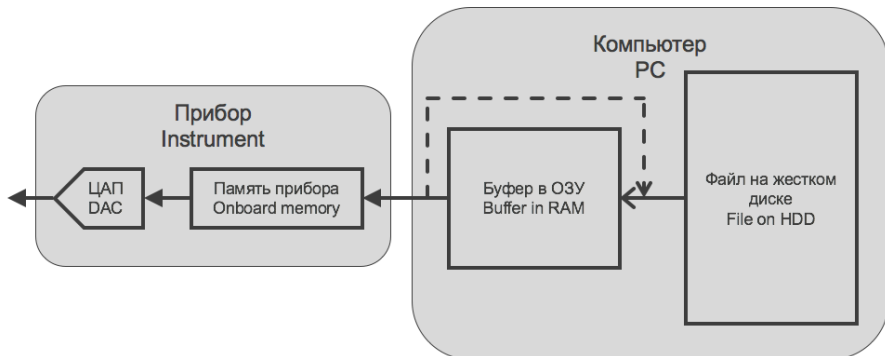


Рис. 1. Схема перемещения данных между буферами памяти

Fig. 1. Diagram of data movement between memory buffers

Явное выделение буфера в ОЗУ не требуется, если сигнал целиком помещается в памяти прибора, как сигнал (1) 0,2 с, но необходимо для более длительных сигналов, значительная часть которых не помещается в память прибора. Для циклического проигрывания сигналов программа допускала циклическое копирование данных между буферами.

6. Увеличение памяти за пределами ОЗУ

Размер файла сигнала (4) 20 с превышал имеющийся размер буфера в ОЗУ, и не мог быть циклически проигран тем же способом, однако с использованием жесткого диска компьютера возможно преодолеть и этот предел.

При организации непрерывного чтения сигнала из файла в режиме «запись и воспроизведение» [5] размер памяти будет теоретически ограничен размерами жесткого диска (сотни гигабайт), но только если скорость чтения с диска достаточна для непрерывного «подливания» данных в буфер ОЗУ. Скорость чтения с диска в нашем эксперименте составляла всего около 100 МБ/с. Это значит, что мы не сможем обеспечить продолжительную работу системы в циклическом режиме, но для однократной генерации некоторое время, пока буфер будет содержать данные, сможем дополнительно выиграть. Для этого мы предварительно максимально заполним буфер 3200 МБ данными, и только после этого запустим генерацию. Буфер будет опустошаться, но одновременно в него будут поступать данные из файла.

Чтобы оценить дополнительный выигрыш, оценим скорость наполнения и скорость опустошения суммарного буфера 3200 МБ. Данные поступают (из файла) со скоростью 100 МБ/с, а выходят (в память прибора) со скоростью 200 МБ/с. Таким образом, они эффективно выходят с разностной скоростью 100 МБ/с. Значит, после начала генерации память прибора окажется пустой через $3200/100=32$ с. Это и есть оценка длительности сигнала, которую сможет сгенерировать данный прибор в такой конфигурации.

Видно, что эта оценка определяется разницей скоростей работы с диском и поступления данных, которая, в свою очередь, определяется частотой оцифровки. Так, для сигнала с частотой оцифровки 100 МВб/с скорость поступления данных будет 400 МБ/с, и предел длительности сигнала в данной системе составит $3200/(400-100) = 10,6$ (с), то есть относительный выигрыш будет не таким существенным. При меньших скоростях оцифровки выигрыш будет наоборот еще более заметным.

Дополнительно мы провели эксперименты для сигналов такого же размера (в байтах) с частотой оцифровки 100 МВб/с.

7. Результаты эксперимента

Сигнал (1) 0,2 с целиком поместился в память прибора и может генерироваться стандартными средствами. Сигналы (2) 4 с и (3) 15 с частично оставались в буфере ОЗУ, откуда циклически «подливались» в память прибора. При этом сигнал (3) 15 с большей частью хранился в буфере ОЗУ, однако проигрывался так же, как и сигналы (1) 0,2 с и (2) 4 с.

Сигнал (4) 20 с не помещался даже в ОЗУ, однако успешно генерировался в режиме однократной генерации с использованием жесткого диска. Также был создан сигнал (5) длительностью 30 с (размер файла составил 6 Гб!). В объединенный буфер помещалась лишь половина его. А в встроенную память помещалось менее 3% сигнала. Данный сигнал также успешно проигрывался целиком. Основные данные экспериментов приведены в таблице 1.

Табл. 1. Результаты экспериментов для сигналов 50 и 100 МВб/с

Table 1. Experimental results for signals at 50 and 100 MS/s

№	Размер, МБ Size, MB	Длительность сигнала Signal duration		В сравнении с памятью прибора Compared to onboard memory	Режим генерации Generation mode
		при 50 Вб/с at 50 MS/s	при 100 МВб/с at 100 MS/s		
1	40	0,2 с	0,1 с	В пределах, 31% Within, 31%	Циклически Cyclic
2	800	4 с	2 с	Превышение, в 6 раз Exceed, 6 times	Циклически Cyclic
3	3000	15 с	7,5 с	Превышение, в 23 раза Exceed, 23 times	Циклически Cyclic
4	4000	20 с	10 с	Превышение, в 31 раз Exceed, 31 times	Однократно Single
5	6000	30 с	-	Превышение, в 46 раз Exceed, 46 times	Однократно Single

Таким образом, за счет использования ОЗУ компьютера удалось эффективно увеличить память прибора с 128 МБ до 3 Гб. В режиме однократной генерации удалось увеличить память прибора до 6 Гб.

8. Заключение

В работе описано, каким образом можно использовать архитектуру модульных радиоизмерительных приборов для эффективного расширения встроенной памяти прибора с помощью непрерывного обмена данными с персональным компьютером. Показано, что при обеспечении быстрой пе-

редачи данных, размер памяти прибора увеличивается на величину доступной памяти ОЗУ компьютера, а при обеспечении быстрой работы с современными дисковыми хранилищами, практически не ограничен.

Показано, что благодаря гибкости компьютерной обработки, даже при значительном невыполнении общих условий быстрогодействия, реализуемо расширение памяти в десятки раз.

Список литературы

- [1] Bela G. Liptak, Halit Eren, Instrument Engineers' Handbook, Volume 3: Process Software and Digital Networks, Fourth Edition // CRC Press 2012, pp. 357-370.
- [2] Martinek, R., Koudelka, P., Latal, J., Vitasek, J., Vanus, J., Wen, H., & Nazeran, H., Modelling of wireless fading channels with RF impairments using virtual instruments // 2016 IEEE 17th Annual Wireless and Microwave Technology Conference, WAMICON 2016.
- [3] A. Kostyuk, Testbeds for realtime imitation, verification and certification airborne radio // Avionics & Space Testing Europe, proceedings online <http://www.avionics-space-testing.com/wp-content/uploads/2017/05/Andrey-Kostyuk-GosNIIAS.pdf>
- [4] High-Speed Data Streaming: Programming and Benchmarks // онлайн <http://www.ni.com/product-documentation/5897/en/>
- [5] S. Stock, High-speed data recording and playback with PXI // Autotestcon, 2007 IEEE, pp. 455–461.
- [6] Jinguang Hao, Kai Wang, Wenjiang Pei, Yili Xia, Baseband signal processing of digital phosphor technology with high accuracy // IEICE Electronics Express Vol. 13 (2016) No. 2 pp. 1-7.
- [8] The Benefits of Deep Onboard Memory // онлайн <http://www.ni.com/white-paper/4273/en/>

References

- [1] Bela G. Liptak, Halit Eren, Instrument Engineers' Handbook, Volume 3: Process Software and Digital Networks, Fourth Edition // CRC Press 2012, pp. 357-370.
- [2] Martinek, R., Koudelka, P., Latal, J., Vitasek, J., Vanus, J., Wen, H., & Nazeran, H., Modelling of wireless fading channels with RF impairments using virtual instruments // 2016 IEEE 17th Annual Wireless and Microwave Technology Conference, WAMICON 2016.
- [3] A. Kostyuk, Testbeds for realtime imitation, verification and certification airborne radio // Avionics & Space Testing Europe, proceedings online <http://www.avionics-space-testing.com/wp-content/uploads/2017/05/Andrey-Kostyuk-GosNIIAS.pdf>
- [4] High-Speed Data Streaming: Programming and Benchmarks // online <http://www.ni.com/product-documentation/5897/en/>
- [5] S. Stock, High-speed data recording and playback with PXI // Autotestcon, 2007 IEEE, pp. 455–461.
- [6] Jinguang Hao, Kai Wang, Wenjiang Pei, Yili Xia, Baseband signal processing of digital phosphor technology with high accuracy // IEICE Electronics Express Vol. 13 (2016) No. 2 pp. 1-7.
- [8] The Benefits of Deep Onboard Memory // online <http://www.ni.com/white-paper/4273/en/>

Подписано в печать 11.11.2017
Формат 32×45/4. Условн. печ. л. 15,21
Уч.-изд. л. 15,0. Зак. 4566/5. Тир. 100

Отпечатано в типогр. Printex
ул. Кулакова, 59, оф. А, Севастополь, 299011
Тел.: +7 8692 464 744