



ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

СЕРИЯ 1

СВЧ - ТЕХНИКА

ВЫПУСК 3(526)

2015

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

СЕРИЯ 1

СВЧ-ТЕХНИКА

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ СБОРНИК

Выпуск 3(526)

2015

Издается с 1950 г.

Главный редактор
д.т.н. **А.А. Борисов**

Редакционная коллегия:

д.т.н. **Б.Н. Авдонин** (зам. главного редактора, ОАО ЦНИИ «Электроника»),
к.т.н. **С.А. Зайцев** (зам. главного редактора),
к.т.н. **С.В. Щербаков** (зам. главного редактора),
к.т.н. **В.И. Бейль**, **Ю.А. Будзинский**, к.ф.-м.н. **А.В. Галдецкий**,
Б.Ф. Горбик, **С.И. Гришин**, д.т.н. **А.Д. Закурдаев**, к.т.н. **Н.П. Зубков**,
д.т.н. **С.С. Зырин**, к.т.н. **В.И. Исюк** (ОАО «НИИПП»), к.т.н. **А.С. Котов**,
д.т.н. **В.П. Кудряшов** (ОАО «НПП «Алмаз»), д.т.н. **П.В. Куприянов**, к.т.н. **В.Г. Лапин**,
к.т.н. **В.В. Лисс**, д.т.н. **М.И. Лопин**, к.т.н. **Н.А. Лябин**, **В.М. Малыщик**,
д.т.н., профессор **П.П. Мальцев** (ИСВЧ ПЭ РАН), к.т.н. **П.М. Мелешкевич**,
д.т.н., профессор **В.П. Мещанов** (ОАО «ЦНИИИА»),
к.т.н. **А.Г. Михальченков** (МКУ «Дирекция Наукограда» г. Фрязино),
д.т.н. **С.П. Морев** (ФГУП «НПП «Торий»), **О.А. Морозов** (ЗАО «НПП «Магратеп»),
к.т.н. **В.Ю. Мязиньков**, д.ф.-м.н. **А.И. Панас** (ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН),
д.ф.-м.н. **А.Б. Пашковский**, к.т.н. **С.А. Плешанов**, **Е.Н. Покровский**, к.т.н. **О.В. Поливникова**,
к.т.н. **А.В. Потапов**, д.т.н., профессор **Р.А. Силин.**, д.т.н. **К.Г. Симонов**,
В.П. Стебунов (ответственный секретарь),
д.т.н. **М.М. Трифонов** (ЗАО «НПП «Исток-Система»),
д.т.н. **В.Н. Уласюк** (ОАО «НИИ «Платан»), д.т.н., профессор **Н.Д. Урсуляк**

Журнал зарегистрирован Министерством Российской Федерации по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций (свидетельство ПИ № ФС 77-24651 от 6 июня 2006 г.) и включен в перечень ВАК (перечень ведущих рецензируемых научных журналов и изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученых степеней кандидата и доктора наук)

ELEKTRONNAYA TEKHNIKA

(Electronic Engineering)

SERIES 1

SVCH-TEKHNIKA

(Microwave Engineering)

COLLECTION OF RESEARCH & TECHNICAL ARTICLES

Issue 3(526)

2015

Founded in 1950 г.

Editor-in-chief

D.T.Sc. **A.A. Borisov**

Editorial staff:

D.T.Sc. **B.N. Avdonin** (deputy editor-in-chief, JSC CSRI «Elektronika»),
C.T.Sc. **S.A. Zaitsev** (deputy editor-in-chief),
C.T.Sc. **S.V. Scherbakov** (deputy editor-in-chief),
C.T.Sc. **V.I. Beyl'**, U.A. **Budzinsky**, C.Ph.M.Sc. **A.V. Galdetsky**,
B.F. Gorbik, **S.I. Grishin**, D.T.Sc. **A.D. Zakurdaev**, C.T.Sc. **N.P. Zubkov**,
D.T.Sc. **S.S. Zyrin**, C.T.Sc. **V.I. Isyk** (JSC «RPISC»), C.T.Sc. **A.S. Kotov**,
D.T.Sc. **V.P. Kudryashov** (JSC «RPC «Almaz»), D.T.Sc. **P.V. Kupriyanov**,
C.T.Sc. **V.G. Lapin**, C.T.Sc. **V.V. Liss**, D.T.Sc. **M.I. Lopin**, C.T.Sc. **N.A. Lyabin**, **V.M. Malyschik**,
D.T.Sc., professor **P.P. Maltsev** (IMWF SE RASc), C.T.Sc. **P.M. Meleshkevich**,
D.T.Sc., professor **V.P. Meschanov** (JSC «TSNIIIA»),
C.T.Sc. **A.G. Mikhailchenkov** (MBD «Directorate of the Science Town» Fryazino),
D.T.Sc. **S.P. Morev** (FSUE «RPC «Torij»), **O.A. Morozov** (JSC «RPC «Magratep»),
C.T.Sc. **V.U. Myakinkov**, D.Ph.M.Sc. **A.I. Panas** (IRE named after V.F. Kotelnikov RASc),
D.Ph.M.Sc. **A.B. Pashkovsky**, C.T.Sc. **S.A. Pleshanov**, **E.N. Pokrovsky**,
C.T.Sc. **O.V. Polivnikova**, C.T.Sc. **A.V. Potapov**, D.T.Sc., professor **R.A. Silin**,
D.T.Sc. **K.G. Simonov**, **V.P. Stebunov** (executive secretary),
D.T.Sc. **M.M. Trifonov** (JSC RPC «Istok-System»),
D.T.Sc. **V.N. Ulasyuk** (JSC «RPC «Platan»), D.T.Sc., professor **N.D. Ursulyak**

The journal is registered by the Ministry on mass media of the Russian Federation (certificate III № ФС 77-24651 dated June 6, 2006) and included in HCC list (a list of the leading reviewed scientific journals and publications in which the main scientific results of the theses nominated for doctoral and candidate's theses are to be published).

СОДЕРЖАНИЕ

ТРУДЫ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ
АО “НПП “ИСТОК” им. ШОКИНА”

“СВЧ-ЭЛЕКТРОНИКА, 2015. НАУКА. ТЕХНОЛОГИЯ. ПРОИЗВОДСТВО”
(13–14 мая 2015 года, г. Фрязино)

<i>Шахрай В.И., Перегонов С.А., Лисицын А.А., Никитин С.В.</i> – Особенности построения аппаратуры передачи данных трансляционно-командных систем наведения подвижных объектов.....	4
<i>Федоров В.В., Горбунов А.В.</i> – Пассивные электронные компоненты. Современные направления развития в ОАО “НИИ “Феррит-Домен”.....	11
<i>Азов Г.А., Ганеев Э.Р., Хриткин С.А.</i> – Проектирование и разработка спиральной ЛБВ сантиметрового диапазона с мощностью 400 Вт.....	15
<i>Иванов И.М., Ефремова М.В., Скрипкин Н.И., Вагин А.И., Ходатаев К.В.</i> – Расчет и экспериментальное исследование сумматора мощности магнетронов 3-мм диапазона с выводом энергии в свободное пространство тремя когерентными излучателями	22
<i>Каргин А.Н., Морозов О.А., Морозов А.О., Савенко Г.П., Симоненко А.Н., Федотов В.В.</i> – Электронная оптика современных магнетронов.....	27
<i>Саблин В.М., Фрейдович И.А., Акимов П.И., Невский П.В., Терентьев Д.А., Фролов И.С.</i> – Результаты проектирования ЭОС мощного 26-лучевого клистрона.....	36
<i>Курочкин А.А., Боженова Н.С.</i> – Оптимизация процессов токарной обработки молибдена.....	41
<i>Пугнин В.И., Юнаков А.Н., Евсеев С.В.</i> – Модернизация конструкции мощного клистрона S-диапазона с целью увеличения рабочей полосы частот и выходной мощности	48
<i>Мирошник П.С., Чепурных И.П.</i> – Проектирование малоэлементной волноводно-щелевой резонансной антенны.....	52
<i>Бажанов А.С., Дутышев И.Н., Скопин В.И., Захаров А.И.</i> – Радары для обнаружения живых людей за стенами.....	56

<i>Бажанов А.С., Некрасов С.С., Матвеев В.И., Москаль В.И.</i> – Система радиолокационной диагностики.....	65
<i>Шалин Т.И., Федонин Ю.А.</i> – Приемопередающий модуль АФАР 2-см диапазона длин волн.....	74
<i>Налогин А.Г., Кузнецов И.С., Попов Р.Н.</i> – Совершенствование технологии изготовления поликристаллических ферритов для СВЧ-приборов.....	77
<i>Пашков А.Н., Терешенок А.П., Курдогло Е.Д., Налогин А.Г., Зубков Н.П., Потапов С.Н., Анисимов И.А., Калинин А.С.</i> – Некоторые особенности изготовления облегченных теплоотводящих оснований из композиционного материала SiC–Al для субмодулей АФАР.....	81
<i>Котов А.С., Мелешкевич П.М., Закурдаев А.Д., Востров М.С., Поляков А.В., Хромов А.В., Захаров С.М., Моторин В.П., Полякова В.М., Шипило Е.М., Гришина Е.А., Харабадзе Э.Т., Левашов Н.И.</i> – Состояние и перспективы развития малогабаритных бортовых твердотельно-вакуумных СВЧ комплексированных изделий.....	90
<i>Ключевская Ю.Д.</i> – Компактный ускоритель электронов с рабочей частотой 27 ГГц	

МАТЕРИАЛЫ ПУБЛИКУЮТСЯ В АВТОРСКОЙ РЕДАКЦИИ

УДК 621.391.3

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ АППАРАТУРЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ТРАНСЛЯЦИОННО-КОМАНДНЫХ СИСТЕМ НАВЕДЕНИЯ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ

В. И. Шахрай

ЗАО "МНИТИ", г. Москва

С. А. Перегонов, А. А. Лисицын, С. В. Никитин

АО "НПП "Исток" им. Шокина", г. Фрязино

Рассмотрены вопросы обеспечения надежной связи между летающими объектами как в части выбора вида сигналов, так и конструкции и параметров аппаратной части.

КС: кодирование видеоинформации, преобразование спектров видеоинформации, волно-водно-щелевая резонансная антенна

В современных системах наведения подвижных объектов средней и большой дальности определяющими являются следующие характеристики: дальность устойчивой связи, помехозащищенность и скрытность применения.

Эффективным средством увеличения скрытности применения является расширение спектра излучения системы связи с помощью псевдослучайных последовательностей. Цифровые линии передачи данных с широкой полосой частот обладают целым рядом потенциальных преимуществ перед традиционными линиями передачи данных (ЛПД): повышенной помехоустойчивостью при воздействии преднамеренных и непреднамеренных помех, высокой энергетической скрытностью сигналов от радиотехнической разведки, возможностью обеспечения множественного (многостанционного) доступа на основе кодового разделения каналов. Дополнительными мероприятиями по повышению скрытности работы ЛПД являются: программное управление мощностью излучения передатчика, минимизация времени излучения и пространственная селекция излучения с помощью узконаправленных антенн.

ЗАО "МНИТИ" совместно с АО "НПП "Исток" им. Шокина" ведет разработку модульного комплекта трансляционно-командной системы наведения (ТКСН), реализующего перечисленные выше требования. Структурная схема модульного комплекта ЛПД ТКСН представлена на рис. 1.

С учетом обеспечения максимальной унификации каналы приема-передачи видео- и командной информации реализованы на идентичных модулях. В состав комплекта ЛПД входят следующие модули:

- модуль бортовой антенный (МБА);
- модуль приема-передачи видеоинформации (МППВ);
- модуль приема-передачи командной информации (МППК).

На рис. 2 представлен вариант построения линии передачи данных ТКСН на базе МППВ, МППК и МБА, обеспечивающий передачу видеоинформации от объекта наведения (ОН) на станцию наведения (СН) и передачу командной информации от СН на объект управления (ОУ).

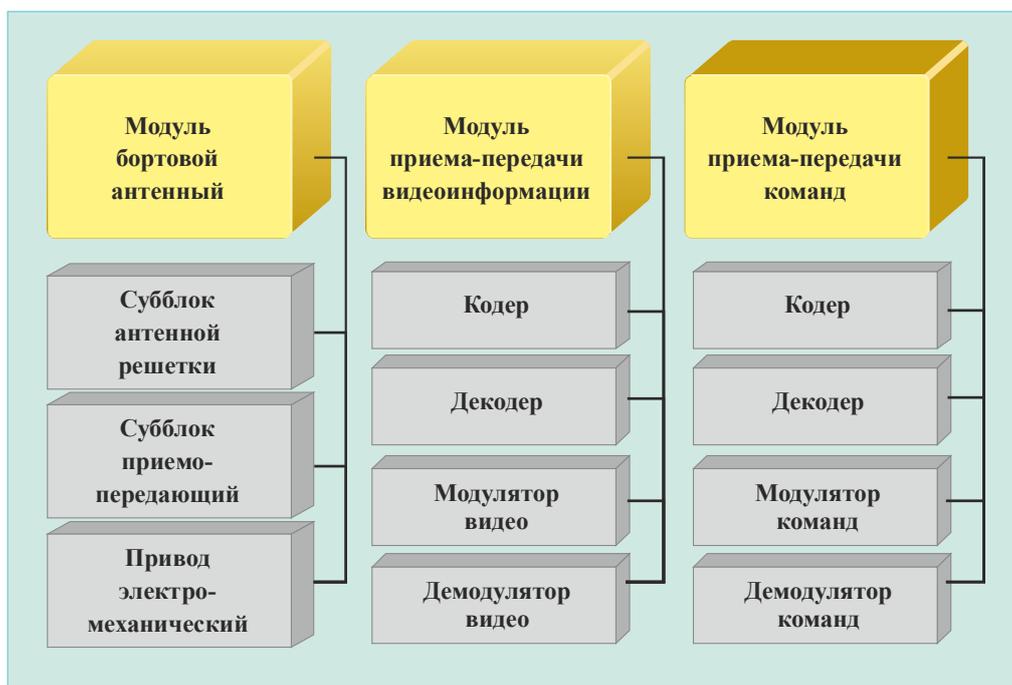


Рис. 1. Состав модулей ЛПД ТКСН

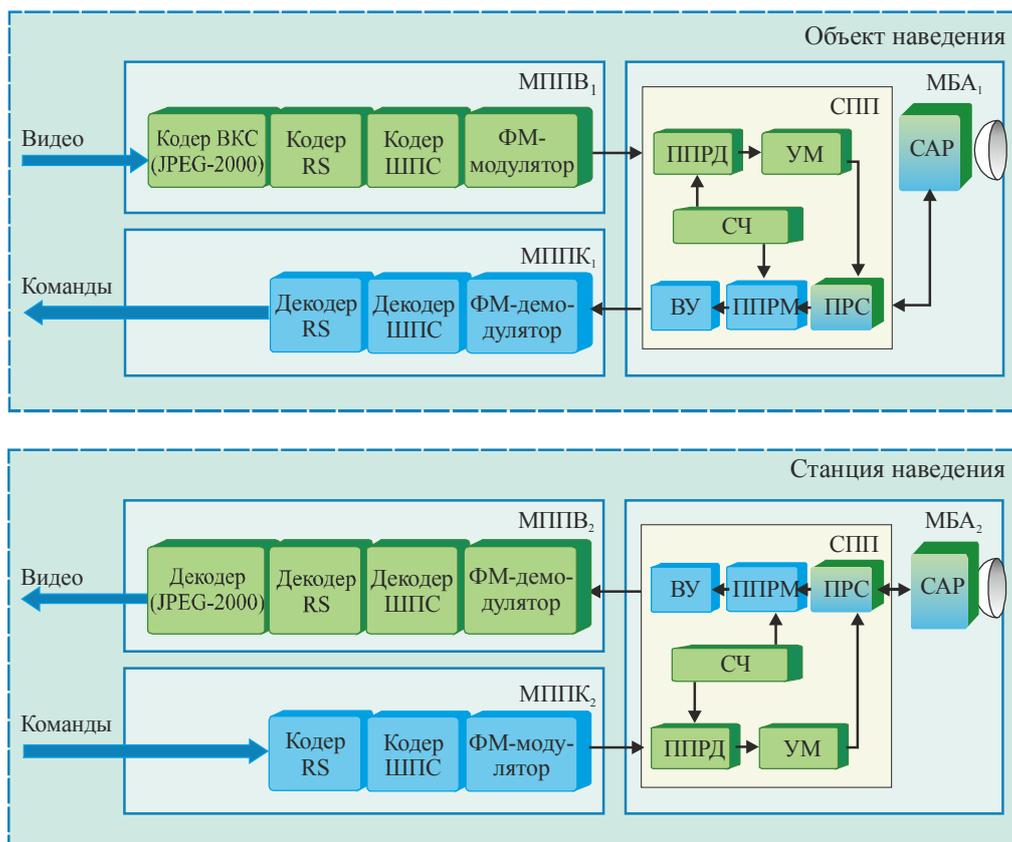


Рис. 2. ЛПД ТКСН с использованием МППВ, МППК и МБА

МППВ обеспечивает:

- сжатие, кадровое прореживание и помехоустойчивое кодирование видеoinформации;
- формирование выходного широкополосного сигнала (ШПС) на промежуточной частоте (ПЧ);
- модуляцию высокочастотного сигнала на ПЧ;
- демодуляцию принятого высокочастотного сигнала на ПЧ;
- восстановление и декодирование видеoinформации.

Исходная видеoinформация поступает на передающий канал МППВ в формате LVDS. Скорость входного потока составляет 61,44 Мбит/с. С помощью микросхемы приемника "LVDS SERDES Receiver" последовательный цифровой поток преобразуется в параллельный и поступает вначале на кодер внутрикадрового сжатия видео по стандарту JPEG-2000 (коэффициент сжатия – 16), а затем на блок помехоустойчивого кодирования (кодер Рида-Соломона RS (204,188,17)). Выходной сигнал кодера записывается в ОЗУ сжатого видео. Считывание сжатого видео выполняется с тактовой частотой 1 МГц. При этом обеспечивается кадровое прореживание с коэффициентом порядка 8.

Кодер ШПС выполняет расширение спектра передаваемого сигнала с помощью псевдослучайной последовательности (ПСП). Сформированный видеопоток с шириной спектра 70 МГц подается на модулятор. Рис. 3 иллюстрирует преобразование спектра видеoinформации в процессе кодирования.

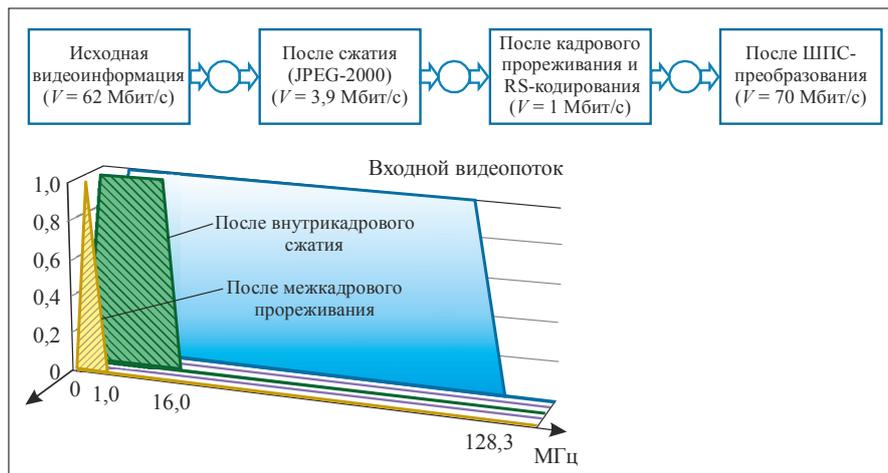


Рис. 3. Преобразование спектра видеoinформации в процессе кодирования

Методом математического моделирования проведено исследование скрытности работы 3-х вариантов ЛПД ТКСН:

- линии передачи аналогового телевизионного сигнала с частотной модуляцией (ЧМ);
- ЛПД с ортогональным частотным разделением каналов в комбинации с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ОФДМ+ППРЧ);
- ЛПД с фазоманипулированным широкополосным сигналом (ФМШПС) и расширением спектра с помощью ПСП.

Результаты исследований показали, что цифровой канал передачи сжатой видеoinформации с фазовой манипуляцией ФМШПС и базой широкополосного сигнала $B = 100$ по показателю скрытности применения (рис. 4) на два порядка превосходит аналоговый ЧМ-канал. По пока-

зателю скрытности он в несколько раз превосходит также цифровой канал ОФДМ+ППРЧ и, кроме того, менее критичен к воздействию доплеровского сдвига частоты.

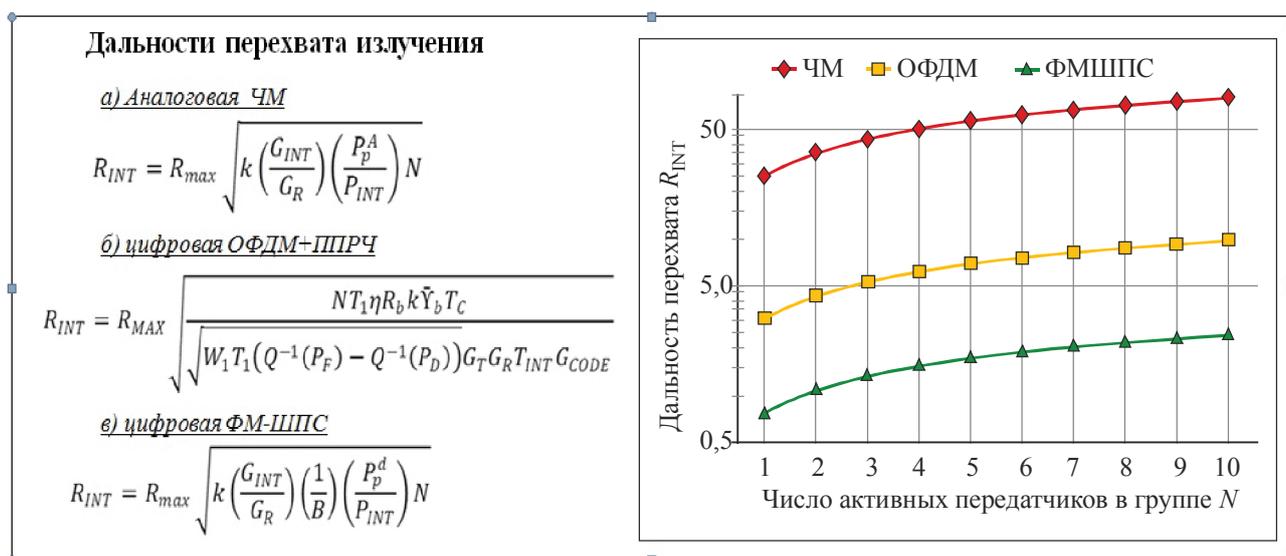


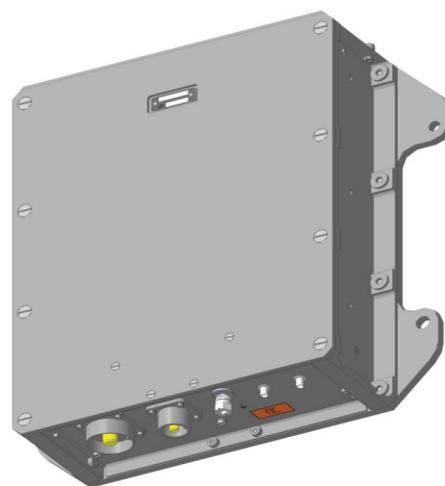
Рис. 4. Оценка скрытности работы радиолиний

В приемном канале МППВ выполняется демодуляция входного ШПС, поступающего от антенного модуля МБА₂ станции наведения. Видеопоток с выхода демодулятора поступает на вход ПСП-декодера, выполняющего корреляционный прием с обратным преобразованием спектра сигнала. После помехоустойчивого декодирования и декомпрессии выделенный цифровой видеосигнал в формате LVDS подается на базовый модуль.

Схемотехнически ячейки кодирования/декодирования, модуляции/демодуляции команд МППК в основном аналогичны указанным ячейкам в составе МППВ. Отличие состоит в большем значении базы ШПС. Это связано со значительно меньшей скоростью потока командных данных (менее 100 Кбит/с). Кроме того, передача командной информации выполняется в виде короткой командной посылки, что обеспечивает повышенную скрытность передачи.

Внешний вид МППВ и МППК представлен на рис. 5.

Рис. 5. Внешний вид МППВ и МППК



Основные характеристики МППВ приведены в табл. 1.

Таблица 1

Характеристика	Значение
Канал передачи видеоданных	
Входной сигнал – цифровой поток видеоданных	Тип интерфейса последовательный, уровни LVDS (3 витые пары в экране)
Коэффициент внутрикадрового сжатия видеoinформации, колич. раз	16
Коэффициент кадрового прореживания, колич. раз	8
База ШПС преобразования	До 100
Вид модуляции	4ФМ (QPSK)
Выходной сигнал – ВЧ-сигнал на ПЧ	$F_{ПЧ} = 450 \text{ МГц}$
Канал приема видеоданных	
Входной сигнал	ВЧ-сигнал на ПЧ
Выходной сигнал – цифровой поток видеоданных	Тип интерфейса последовательный, уровни LVDS (3 витые пары в экране)

Сформированный сигнал ПЧ-видео с выхода МППВ подается на вход бортового антенного модуля (МБА). МБА обеспечивает:

- перенос спектра сигнала ПЧ в СВЧ-диапазон выделенного канала передачи видеоданных ТКСН;
- управляемое усиление по мощности СВЧ-сигнала до заданного уровня;
- формирование узконаправленной передачи излучения СВЧ-сигнала по каналу видеoinформации;
- формирование узконаправленного приема по каналу командной информации;
- полосовую фильтрацию и перенос спектра принятого СВЧ-сигнала команд на ПЧ.

Конструктивно МБА состоит из субблока антенной решетки (САР), субблока приемопередающего (СПП) и привода электромеханического.

Внешний вид САР представлен на рис. 6. В состав САР входят: полотно волноводнощелевых излучателей, система разводки сигнала, элементы крепления СПП на САР, элементы крепления САР к приводу.

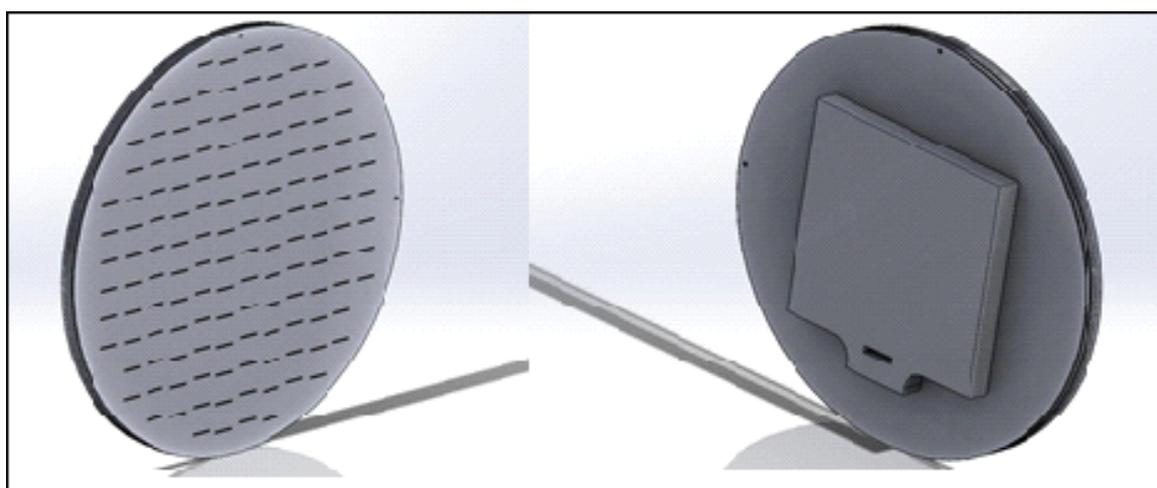


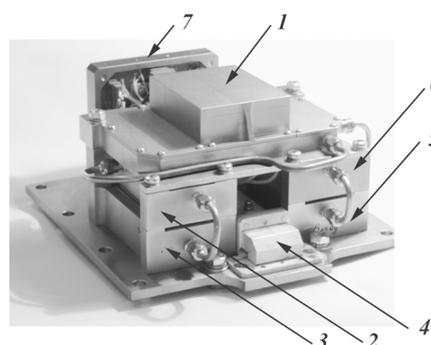
Рис. 6. Внешний вид САР

Для изготовления САР рассчитана конструкция волноводно-щелевой резонансной антенны (ВЦРА) с волноводным делителем мощности с косыми щелями связи на 14 прямоугольных резонаторах (линейках) и излучающими параллельными щелями в количестве 4...12 излучателей в различных линейках. Для такой конструкции антенны численно синтезированы следующие электродинамические характеристики:

Рабочая полоса частот.....	порядка 2 %
Ширина диаграммы направленности в плоскостях E и H по уровню минус 3дБ...	не менее 6 град
Уровни боковых лепестков в плоскостях H/E	менее минус 27/минус 24 дБ
Коэффициент усиления.....	не менее 26,8 дБ
КСВН.....	не более 1,5

Внешний вид СПП представлен на рис. 7.

Рис. 7. Внешний вид СПП



В состав СПП входят: синтезатор частоты гетеродина 1, преобразовательный модуль передатчика 2, выходной усилитель передатчика 3, преселектор 4 (циркулятор и полосно-пропускающий фильтр), преобразовательный модуль приёмника 5, выходной усилитель приёмника 6 и коммутационная плата 7. Преобразователи приемника и передатчика, а также выходного усилителя передатчика выполняются по гибридно-интегральной технологии СВЧ на керамических подложках. Доля отечественной и импортной комплектации в них находится в соотношении 60/40, 80/20 и 95/5 соответственно. В усилителе мощности все СВЧ-приборы производятся на НПП "Исток" [1]. Синтезатор частоты и видеоусилитель выполняются на многослойных печатных платах. Доля отечественной и импортной комплектации в них находится в соотношении 10/90.

Конструкции САР и СПП разработаны с учетом минимизации габаритов при заданных размерах антенной решетки и выполнения требований устойчивости к воздействию механических факторов. Для предотвращения возникновения крутящих моментов, возникающих при ударах и вибрациях, точки подвески САР и СПП в координаторе выбраны таким образом, чтобы их общий центр массы совпадал с точкой, вокруг которой происходят повороты конструкции в процессе работы.

Минимизация массы субблоков преднамеренно не проводилась, исходя из необходимости увеличения теплоемкости конструкции. Это обусловлено отсутствием системы охлаждения СПП при имеющихся ограничениях предельной повышенной температуры для комплектующих элементов и предполагает небольшое время работы модуля.

Общий вид МБА в сборе представлен на рис. 8, а. На рис. 8, б МБА показан со снятым кожухом и радиопрозрачным обтекателем.

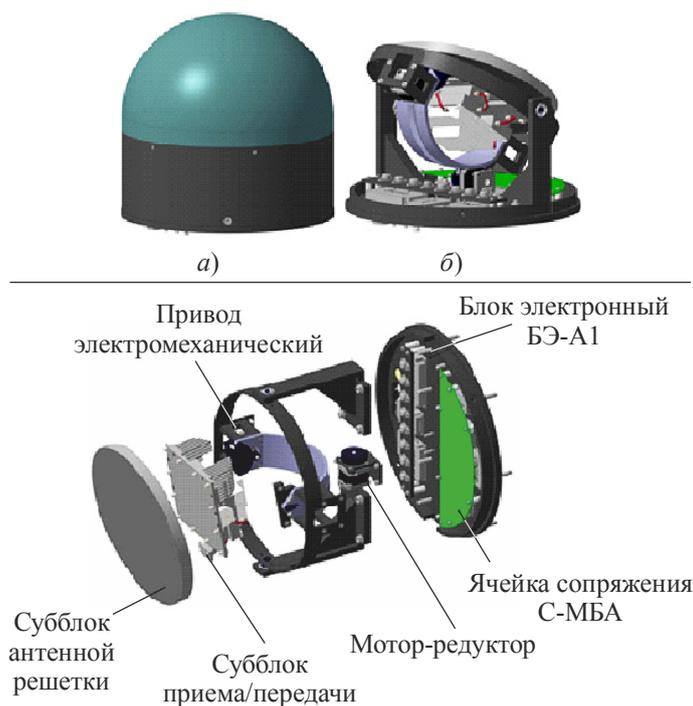


Рис. 8. Внешний вид МБА

Основные характеристики опытных образцов МБА приведены в табл. 2.

Таблица 2

Характеристика	Значение
Ширина диаграммы направленности антенны по уровню 0,5; град, не менее	6
Коэффициент усиления, дБ	26
Уровень боковых лепестков в <i>H/E</i> -плоскости	-27/-24
Промежуточная частота приема/передачи	450
Выходная мощность передающего канала, Вт	10
Диапазон управления мощностью передающего канала, дБ	20
Шаг ослабления мощности передатчика, дБ	3
Время переключения режимов приема/передачи, мкс	1
Поляризация на прием и передачу	Вертикальная
Диаметр антенны, мм	300
Напряжение питания, В	+27

ЛИТЕРАТУРА

1. Пчелин, В. А. Двухкаскадный усилитель *X*-диапазона с выходной мощностью 17 Вт на элементной базе ФГУП НПП "Исток" / В. А. Пчелин, И. П. Корчагин и др. // 21st Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2011). 12-16 September, Sevastopol, Crimea, Ukraine. – 2011.

УДК.621.37

ПАССИВНЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ. СОВРЕМЕННЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ В ОАО "НИИ "ФЕРРИТ-ДОМЕН"

В. В. Федоров, А. В. Горбунов

ОАО "НИИ "Феррит-Домен", г. Санкт-Петербург

Рассмотрены виды выпускаемых ВЧ и СВЧ пассивных электронных компонентов в ОАО "НИИ "Феррит-Домен", а также освещены проблемы и перспективы развития их производства.

КС: СВЧ-техника, ВЧ- и СВЧ-резисторы

1. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ РАЗВИТИЯ ПРОИЗВОДСТВА В ОБЛАСТИ ПАССИВНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ

Развитие СВЧ-электроники, особенно в последние два десятилетия, приобретает всеобъемлющий характер, быстро занимая все новые области специальной и производственной аппаратуры и внедряясь с самые разнообразные аспекты повседневной жизни каждого человека. Это – и появление телекоммуникационных средств связи и навигации гражданского и военного применения, и хорошо всем известные системы GSM, GPRS, GPS, ГЛОНАСС и другие. Системы цифровой обработки и передачи информации также работают на сверхвысоких частотах, современные процессоры – в СВЧ-диапазоне. Быстрыми темпами идет развитие радиолокации всех видов базирования. Автомобильная промышленность внедряет системы активной безопасности на базе СВЧ-радиолокации. Параллельно развивается СВЧ измерительная техника. Все перечисленные направления являются сферой применения ВЧ- и СВЧ-резисторов, терминаторов (согласующих нагрузок) и поглотителей (аттенюаторов) [1].

В зависимости от видов радиоэлектронных устройств, ВЧ- и СВЧ-резисторы выполняют функцию оконечных и балластных нагрузок, используются в сумматорах и аттенюаторах. Их конструкция зависит от типа линии передачи. Для коаксиальных линий предназначены цилиндрические резисторы, для полосковых – полосковые.

2. ПАССИВНЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ, РАЗРАБОТАННЫЕ В ОАО "НИИ "ФЕРРИТ-ДОМЕН"

2.1. Коаксиальные нагрузки

Разработан и выпускается для коаксиальных линий ряд резисторов (50 Ом) широкого диапазона типономиналов рабочих частот и мощностей (рис. 1). В табл. 1 приведены основные параметры резисторов для коаксиальных линий, производство которых уже налажено.

Увеличение рабочей мощности и повышение рабочей частоты тракта, а также уменьшение размеров пассивных ВЧ- и СВЧ-компонентов налагают свои ограничения на конструкцию и технологию их изготовления. Как правило, в современных СВЧ-цепях используются чип-резисторы и терминаторы, выполненные по толсто- или тонкопленочной технологии.

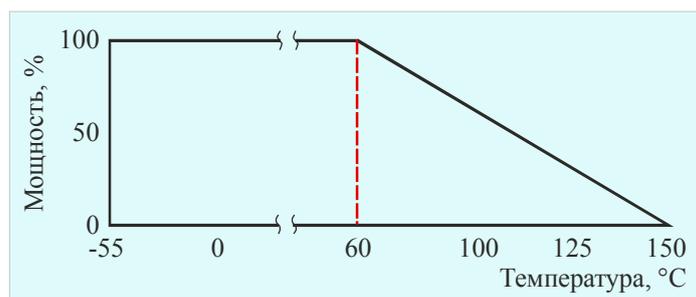


Рис. 1. Зависимость мощности рассеивания коаксиальной нагрузки от температуры

Таблица 1

Средняя мощность рассеивания, Вт	Импульсная мощность рассеивания, Вт	Верхнее значение рабочей частоты, ГГц	КСВН	Материал подложки	Тип разъема	Интервал рабочих температур, °С
1	10	18	1,3	AlO	SMA	-55...+150
					Type N	
10	100	12	1,25	BeO	SMA	
					Type N	
25	250	14,5	1,5		SMA	
					Type N	
50	500				SMA	
					Type N	

2.2. Чип-резисторы

Первые полосковые СВЧ-резисторы были разработаны в 70-х годах. Конструкция резистора представляла собой плоскую прямоугольную керамическую подложку с нанесенными на одну сторону резистивным слоем и контактными площадками. Резистивный слой наносился по тонкопленочной технологии. В качестве материалов резистивного слоя использовалась разработанная в то же время серия резистивных сплавов на основе силицидов хрома. Данные материалы обеспечивают приемлемые значения стабильности резистора под электрической нагрузкой.

В настоящее время в ОАО "НИИ "Феррит-Домен" освоено производство чип-резисторов, соответствующих мировым и российским стандартам. В табл. 2 приведены основные параметры полосковых СВЧ-резисторов, типовой внешний вид которых показан на рис. 2.

Таблица 2

Средняя мощность рассеивания, Вт	Импульсная мощность рассеивания, Вт	Верхнее значение частоты, ГГц	Номинал сопротивления, Ом	Материал подложки	Толщина, мм	Интервал рабочих температур, °С
10	100	2,5	10 – 300	AlN	1,02	-55...+150
20	200		7 – 250			
			15 – 300			
50	500		5 – 200	AlO		
100	1000		12 – 400			
150	1500		7 – 250			
200	2000		5 – 200			
250	2500					

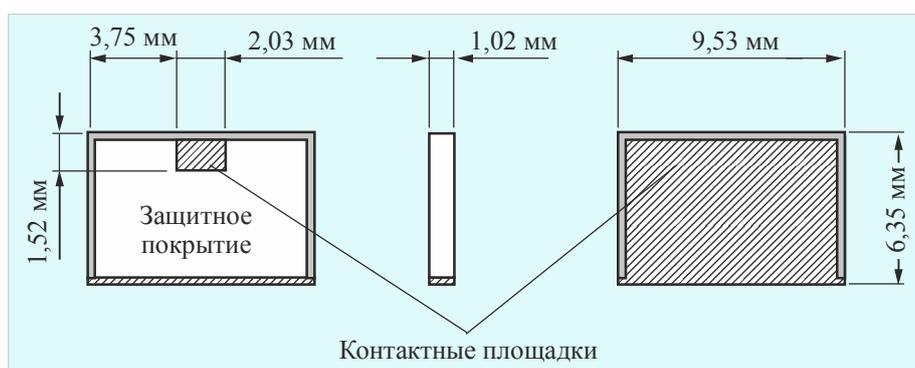
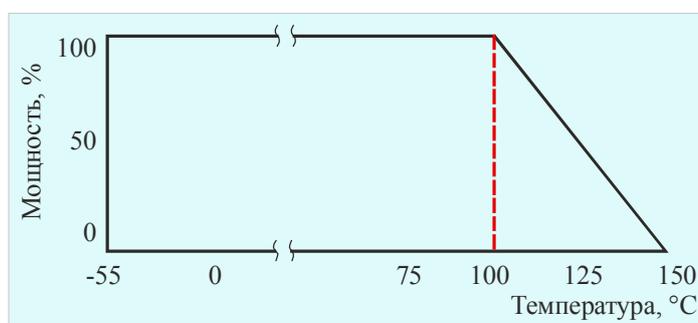


Рис. 2. Чип-резистор

Мощные резисторы охлаждаются за счет отвода тепла через подложку на теплоотвод, на который устанавливаются с помощью пайки [2]. Для обеспечения равномерности тепловыделения возможно увеличение толщины резистивного слоя за счет перехода к толстопленочной технологии, однако толстые пленки характеризуются большей структурной неоднородностью. Другой способ обеспечения равномерности тепловыделения – улучшение теплоотвода со стороны резистивной пленки (рис. 3).

Рис. 3. Зависимость мощности рассеивания чип-резистора от температуры



3. ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ПАССИВНЫХ ВЧ- И СВЧ-КОМПОНЕНТОВ

В данный момент достигнуты интересные наработки в области высокотеплопроводных материалов (окмал, теплонит, нитрид бора с коэффициентами теплопроводности λ порядка 400, 150, 600 Вт/(м·К)). В ближайшем будущем будет освоена технология нанесения на керамические подложки алмазных пленок с $\lambda \approx 1000$ Вт/(м·К), что позволит в 5...8 раз повысить импульсную удельную рассеиваемую резистором мощность.

Учитывая современные тенденции развития радиоэлектроники, можно выделить основные направления развития СВЧ-резисторов:

1. Расширение номенклатуры СВЧ-резисторов. На данный момент мы предлагаем не более 10 % от номенклатурного ряда мирового рынка. В первую очередь это касается полосковых резисторов.

2. Уменьшение размеров СВЧ-резисторов за счет применения сверхвысокотеплопроводных материалов. Мировой опыт и исследования показали, что резистор мощностью около 150 Вт, изготовленный на алмазной подложке, имеет в 2 раза меньшие габаритные размеры, а работает на частоте до 6 ГГц по сравнению с верхней рабочей частотой 2,5 ГГц резистора на нитриде алюминия.

3. Детальное, точное и последовательное исследование СВЧ-характеристик уже выпускаемых и вновь разрабатываемых резисторов, поглотителей и терминаторов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Санкин, Ю. Отечественные ВЧ- и СВЧ-резисторы, поглотители и терминаторы. Состояние и перспективы производства / Ю. Санкин, Б. Иванов, М. Двоешерстов, С. Симаков, В. Уткин, И. Кулага // Компоненты и технологии. – 2009. – Вып. 1.

2. Садков, В. Д. Математическая модель ЧИП-резистора в микрополосковом тракте. Конструирование и исследование радиоэлементов и узлов на основе машинного проектирования / В. Д. Садков, С. Л. Моругин, О. К. Славинский, А. Д. Перепонов. – М.: Радиотехнический институт АН СССР, 1987.

Статья поступила 30 марта 2015 г.

УДК 621.385.632

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА СПИРАЛЬНОЙ ЛБВ САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА С МОЩНОСТЬЮ 400 Вт

Г. А. Азов¹, Э. Р. Ганеев¹, С. А. Хриткин^{1,2}

¹ОАО "Плутон", г. Москва; ²МИЭМ НИУ ВШЭ, г. Москва

Представлены краткое описание конструкции и технологии изготовления ЛБВ, результаты численного моделирования пространства взаимодействия и выходных параметров прибора сантиметрового диапазона длин волн с выходной мощностью 350...400 Вт. Проведено сопоставление результатов моделирования и испытаний опытных образцов изделий.

КС: ЛБВ, замедляющая система, коэффициент замедления, сопротивление связи, электронные пучки

1. ВВЕДЕНИЕ

Мощные лампы бегущей волны (ЛБВ) непрерывного действия со спиральными замедляющими системами (ЗС) сантиметрового диапазона длин волн продолжают широко использоваться в качестве выходных усилителей передающих устройств радиоэлектронной аппаратуры различного назначения. Конструкция спиральной ЗС, одного из основных узлов широкополосных ЛБВ, во многом определяет эффективность взаимодействия электронов с замедленной электромагнитной волной.

На предприятии "Плутон" создана конструктивно-технологическая база для изготовления ЗС, позволяющая разрабатывать приборы, эффективно усиливающие СВЧ-сигналы сантиметрового диапазона в полосах частот различной ширины и обеспечивающие выходную мощность 300...600 Вт [1]. Она включает в себя использование спирали, изготовленной из проволоки тугоплавкого металла с сечением, близким к прямоугольному (плющенко), трех металлокерамических комбинированных опор, а также установку собранной ЗС в корпус методом "горячей посадки" в вакууме, обеспечивающим ее закрепление с натягом 0,04...0,05 мм.

Комбинированные опоры представляют собой конструкцию, состоящую из керамического стержня прямоугольного сечения и металлического держателя, которые соединены между собой посредством термокомпрессионной сварки. Держатель опоры имеет внутренний паз, предназначенный для размещения керамического стержня, а его боковые поверхности представляют собой элементы, создающие продольную проводимость в системе.

При изменении высоты боковых металлических поверхностей опоры и неизменной ее общей высоте, что эквивалентно изменению зазора между наружной поверхностью спирали и элементами, создающими продольную проводимость в системе, обеспечивается возможность эффективного управления дисперсионной характеристикой ЗС. Это важно для создания широкополосных ЛБВ, работающих в октавной и более полосах частот [1 – 5].

Кроме того, использование опоры такой конструкции совместно с горячей посадкой ЗС в корпус прибора приводит к появлению значительно лучших тепловых контактов между элементами, входящими в ЗС, чем в обычных конструкциях ЗС, собранных с использованием чисто керамических опор и закрепленных с помощью упругой или термической деформации

корпуса. В результате улучшается теплопередача от спирали на корпус прибора, что позволяет создавать широкополосные ЛБВ с выходной мощностью в несколько сотен ватт в непрерывном режиме.

Подробнее особенности конструкции ЗС и ее преимущества по сравнению с другими конструкциями спиральных ЗС, используемыми в мощных широкополосных ЛБВ, приведены в [1].

Целью данной работы являлась разработка ЛБВ непрерывного действия с выходной мощностью 350...400 Вт, коэффициентом усиления не менее 30 дБ в диапазоне частот 5700...7300 МГц. Ниже приводятся результаты численного моделирования пространства взаимодействия ЛБВ и сопоставление их с экспериментальными данными.

2. РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ, ИЗГОТОВЛЕНИЯ И ИСПЫТАНИЙ ОПЫТНЫХ ОБРАЗЦОВ

В ходе работы по проектированию спиральной ЗС были использованы программы трехмерного моделирования СВЧ-структур. Для определения электродинамических параметров при трехмерном моделировании, с учетом периодичности ЗС, рассматривается отрезок электродинамической структуры длиной h , соответствующий одному периоду ЗС, с периодическими граничными условиями и заданным фазовым сдвигом $\Delta\varphi$ высокочастотного поля на его торцах [6, 7]. Для полученного таким образом резонатора решается задача на собственные значения, позволяющая определить его резонансные частоты. Значение низшей резонансной частоты f , соответствующее заданному сдвигу фаз, дает возможность найти величину коэффициента замедления n основной пространственной гармоники:

$$n = \frac{c}{v_\phi} = \frac{\beta}{k} = \frac{\Delta\varphi \cdot c}{h \cdot 2\pi f},$$

где c – скорость света в вакууме.

Сопротивление связи основной пространственной гармоники дается выражением

$$R_{св} = \frac{|E|^2}{2\beta^2 P},$$

где E – амплитуда напряженности электрического поля основной пространственной гармоники, определяемая разложением в ряд Фурье распределения продольной компоненты электрического поля на оси спирали; $P = v_{гр} \frac{W}{h}$ – средний по времени поток энергии волны основной пространственной гармоники, определяемый групповой скоростью $v_{гр}$ распространения волны и энергией W , запасенной в ячейке ЗС. Величина групповой скорости определяется дисперсионной характеристикой замедляющей системы $\beta(\omega)$:

$$v_{гр} = \frac{d\omega}{d\beta}.$$

На рис. 1 приведены зависимости коэффициента замедления и сопротивления связи от частоты, полученные при моделировании ЗС, конструктивные параметры которой приведены в табл. 1.

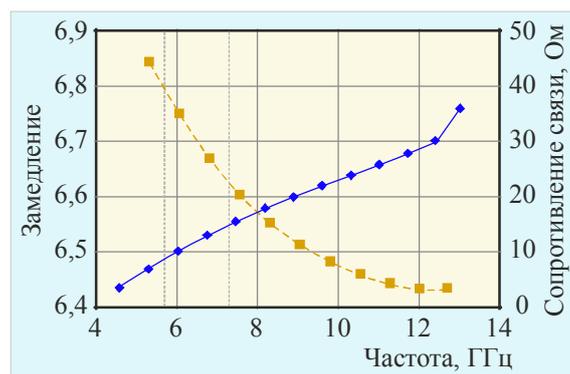


Рис. 1. Зависимости коэффициента замедления (синяя линия) и сопротивления связи (желтая линия) на оси спиральной замедляющей системы от частоты

Таблица 1

Основные конструктивные параметры спиральной ЗС, мм

Параметр	Значение
Диаметр канала	2,7
Шаг спирали входной секции	1,68
Диаметр экрана	6,2
Поперечные размеры диэлектрического стержня из BeO	0,8×1,1
Зазор между наружной поверхностью спирали и продольным ребром экрана	0,8
Поперечные размеры проводника спирали	0,8×0,225

Результаты трехмерного электромагнитного моделирования спиральной ЗС были использованы при проведении численного моделирования пространства взаимодействия спиральной ЛБВ с целью определения ее выходных характеристик. Методика основана на использовании метода крупных частиц и эквивалентного описания электродинамической системы в рамках нелинейной теории. Основные уравнения представляют собой решаемые совместно уравнения возбуждения волн в ЗС и уравнения движения крупных частиц [8]. Процессы взаимодействия рассматриваются с учетом двух временных гармоник высокочастотного поля, возбуждаемых в приборе.

Уравнения возбуждения ЗС высокочастотным током электронного пучка на основной ω и удвоенной 2ω частотах имеют вид:

$$\frac{dF_1}{d\theta} + jr_1 F_1 = -(1 + b_1 C)^2 J_1, \tag{1}$$

$$\frac{dF_2}{d\theta} + j2r_2 F_2 = -4(1 + b_2 C)^2 \frac{R_{св2}}{R_{св1}} J_2,$$

где $\theta = \beta_e C z$ – безразмерная координата; $C^3 = \frac{I_0}{4U_0} R_{св1}$ – параметр усиления Пирса; I_0 – ток пучка; $\beta_e = \omega/v_0$; v_0 – скорость частиц в немодулированном электронном потоке, определяемая ускоряющим напряжением U_0 ; $r_1 = b_1 - jd_1$; $r_2 = b_2 - jd_2$; b_1, b_2 – параметры несинхронности; d_1 и d_2 – параметры затухания; $R_{св1}$ и $R_{св2}$ – сопротивления связи на частотах ω и 2ω ; F_1 и F_2 – безразмерные медленно меняющиеся амплитуды напряженности высокочастотного поля первой и второй гармоник; J_1 и J_2 – нормированные комплексные амплитуды первой и второй гармоник тока пучка.

Амплитуды гармоник тока электронного пучка определяются соотношением

$$J_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} e^{-jk\Phi} d(\omega t_0) \quad (2)$$

и вычисляются с помощью фаз крупных частиц Φ , определяемых из решения уравнений движения

$$\frac{d^2\Phi}{d\theta^2} = -\left(1 + C \frac{d\Phi}{d\theta}\right)^3 \operatorname{Re} \left(F_1 \exp(j\Phi) + F_2 \exp(j2\Phi) + j \left(\frac{\omega_p}{\omega C} \right)^2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{p_k}{k} J_k \exp(jk\Phi) \right), \quad (3)$$

где $\Phi = (\omega t - \beta_e z)$ – фаза крупной частицы; ω_p – плазменная частота бесконечно широкого потока; p_k – коэффициент депрессии сил пространственного заряда.

Начальные условия для решения системы (1)...(3) имеют вид

$$\theta = 0, \quad F_1|_{\theta=0} = F_{01}, \quad F_2|_{\theta=0} = F_{02}, \quad \left. \frac{d\Phi}{d\theta} \right|_{\theta=0} = 0.$$

Мощность высокочастотного сигнала P на частоте ω определяется из решения системы (1)...(3) и связана с безразмерными параметрами соотношением

$$P = \frac{|F_1|^2 - |F_{01}|^2}{2(1 + b_1 C)^2} C I_0 U_0.$$

Изложенная модель легла в основу реализованной на предприятии программы численного моделирования выходных характеристик спиральных ЛБВ [9] (рис. 2). Задаваемыми в программе исходными параметрами являются геометрические размеры элементов конструкции отдельных секций ЗС, физические свойства используемых материалов, распределение удельного затухания, вносимого локальными поглотителями, а также параметры электронного потока и режима работы прибора. В результате численного моделирования выдаются в числовом и графическом видах распределения уровней мощности выходного сигнала на основной и удвоенной частотах, коэффициента усиления, гармоник тока пучка, фазовых траекторий крупных частиц и спектр скоростей вдоль длины прибора. Зависимости коэффициента замедления и сопротивления связи от частоты вычисляются из решения дисперсионного уравнения [10]. Возможно также использование электродинамических характеристик, полученных в результате более строгого электромагнитного моделирования или эксперимента.

Далее приводятся результаты численного моделирования пространства взаимодействия спиральных ЛБВ и дается их сопоставление с экспериментальными данными.

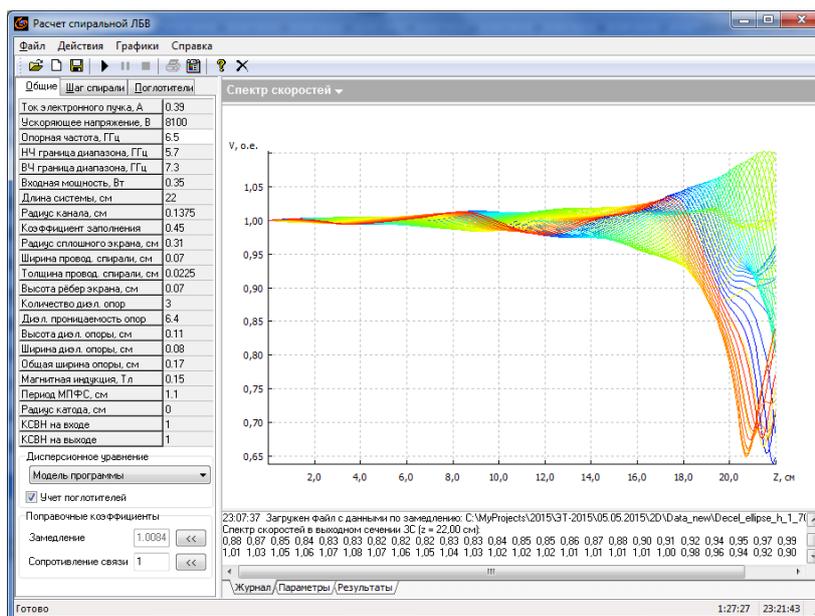


Рис. 2. Главное окно программы численного моделирования пространства взаимодействия спиральных ЛБВ

Результаты расчетов пространства взаимодействия использованы в качестве основы для создания конструкции ЛБВ с вышеуказанными параметрами, опытные образцы которой проверены по выходным параметрам и обеспечению требований надежности. При этом пространство взаимодействия представляет собой трехсекционную спиральную ЗС с разрывом под вторым локальным поглотителем, в выходной секции которой имеется участок с линейно изменяющимся шагом, предназначенный для снижения вероятности возбуждения ее на минус первой пространственной гармонике.

В табл. 2 приведены электрические режимы испытываемых образцов, а на рис. 3 – амплитудные характеристики изделий в рабочем диапазоне частот. Частотные характеристики, измеренные при постоянной мощности входного сигнала, представлены на рис. 4.

Таблица 2

Электрический режим опытных образцов ЛБВ

№	$U_{н}, В$	$I_{н}, А$	$U_{а}, В$	$I_{а}, мА$	$U_{ЗС}, В$	$I_{ЗС}, мА$	$U_{кол}, В$	$I_{кол}, мА$
1	12,6	1,3	5750	0,08	8100	1,1	5400	390
2	12,6	1,275	6200	0,12	8250	1,3	5400	410

Из приведенных параметров электрического режима, учитывая режимы образцов, видно, что изготовленные изделия обеспечивают выходные параметры при токе коллектора $I_{кол} = 390...410$ мА и напряжении замедляющей системы $U_{ЗС} = 8100...8250$ В. При этом величина тока замедляющей системы $I_{ЗС}$ в статическом режиме, т. е. при отсутствии входного сигнала, не превышает 1,5 мА, а в режиме усиления при подаче входного сигнала, мощность которого выбирается в пределах 350...370 мВт, составляет 4,0 мА. Усредненные по пяти изделиям ре-

зультаты измерений величины I_{3C} при подаче номинального входного сигнала в рабочем диапазоне частот показали, что максимальная динамическая расфокусировка электронного пучка за счет взаимодействия с электромагнитной волной происходит на частотах 5,9...6,2 ГГц, т. е. вблизи длинноволновой границы рабочего диапазона, как это обычно наблюдается и в других приборах этого класса.

Как видно из приведенных характеристик, электронный КПД взаимодействия в рабочем диапазоне частот составляет 13...18 %, а полный КПД ЛБВ на нижнечастотной границе рабочего диапазона при наличии в приборе одноступенчатого коллектора превышает 20 %.

На рис. 5 приведено изменение критериальных параметров (минимальная выходная мощность и максимальный ток ЗС в диапазоне частот) в процессе испытаний образца ЛБВ на безотказность. Испытания проводились при работе прибора на нагрузку с $K_{CTU} = 1,8 \pm 10\%$ в часовом циклическом режиме при температуре окружающей среды $(70 \pm 5)^\circ\text{C}$. После наработки 3000 ч (3370 циклов) минимальная выходная мощность в диапазоне частот составляет 420 Вт, а максимальный ток ЗС не превышает 9 мА.

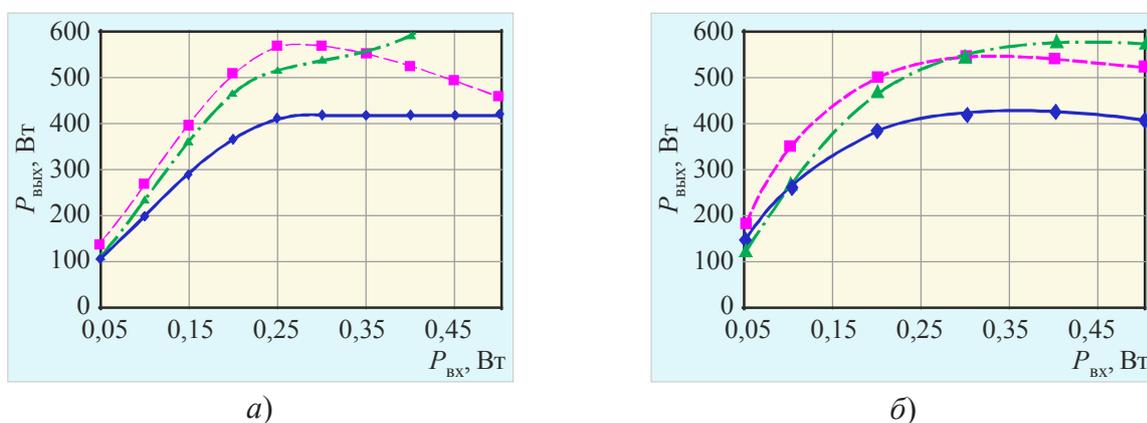


Рис. 3. Расчетные (а) и измеренные (б) амплитудные характеристики опытного образца ЛБВ № 1 в рабочем диапазоне частот: синие линии – $f = 5,7$ ГГц; розовые линии – $f = 6,5$ ГГц; зеленые линии – $f = 7,3$ ГГц

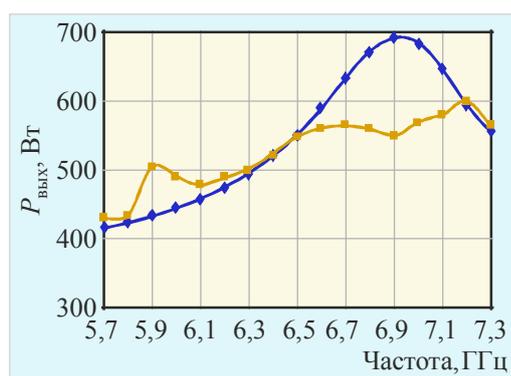


Рис. 4. Расчетная (синяя линия) и измеренная (желтая линия) частотные характеристики опытного образца ЛБВ в рабочем диапазоне частот при постоянной мощности входного сигнала $P_{вх} = 350$ мВт

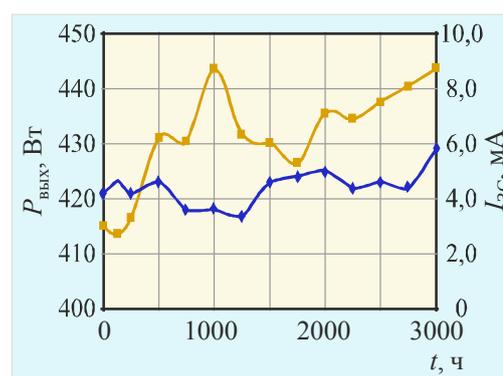


Рис. 5. Изменение минимальной выходной мощности (синяя линия) и максимального тока ЗС (желтая линия) в течение испытаний образца ЛБВ на наработку от времени t

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанная ранее на предприятии "Плутон" конструктивно-технологическая база успешно использована для создания ЛБВ УВ-393 непрерывного действия с выходной мощностью 350...400 Вт, коэффициентом усиления не менее 30 дБ в диапазоне частот 5700...7300 МГц, предназначенной для народнохозяйственного использования. Приведены краткое описание конструкции и технологии изготовления ЛБВ, результаты численного моделирования пространства взаимодействия и выходных параметров прибора. Сопоставлены результаты моделирования и испытаний опытных образцов изделий. Разработанная ЛБВ обеспечивает следующие основные параметры:

Диапазон рабочих частот.....	5,77,3 ГГц (5,7 – 6,0 ГГц)
Выходная мощность.....	не менее 400 Вт (350 Вт)
Коэффициент усиления.....	не менее 30 дБ
Максимальное рабочее напряжение.....	не более 9,0 кВ
Максимальный ток коллектора.....	не более 420 мА
Габаритные размеры.....	420×110×80 мм
Масса.....	не более 7 кг
Охлаждение.....	воздушное, принудительное, с расходом воздуха не менее 3 кг/мин

Наработка прибора на настоящий момент составляет более 3000 ч. Испытания продолжаются.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Азов, Г. А.** Конструкция замедляющей системы мощной спиральной ЛБВ / Г. А. Азов, Ю. Э. Райс, С. А. Тихомиров // Проблемы машиностроения и автоматизации. – 2001. – № 4. – С. 80.
2. **Силин, Р. А.** Периодические волноводы / Р. А. Силин. – М.: ФАЗИС, 2002. – 438 с.
3. **Пчельников, Ю. Н.** Лекции по электронике СВЧ (4-я зимняя школа-семинар) / Ю. Н. Пчельников. – Изд. Саратовского университета, 1978. – С. 44.
4. **Азов, Г. А.** Исследование дисперсионных характеристик спиральной замедляющей системы с продольной проводимостью для широкополосной лампы бегущей волны / Г. А. Азов, Ю. Д. Мозговой, С. А. Тихомиров, С. А. Хриткин // Радиотехника и электроника. – 2003. – Т. 48, № 7. – С. 877.
5. **Азов, Г. А.** Моделирование спиральной замедляющей системы мощной лампы бегущей волны / Г. А. Азов, С. А. Хриткин // Радиотехника и электроника. – 2010. – Т. 55, № 3. – С. 369 – 373.
6. **Kory, C. L.** Accurate cold-test model of helical TWT slow-wave circuits / C. L. Kory, J. A. Dayton // IEEE Transaction of Electron Devices. – 1998. – Vol. 45, No 4. – P. 966.
7. **Allosio, M.** Analysis of helix SWS for space TWT using 3D EM Simulator / M. Allosio // IEEE Transaction of Electron Devices. – 2005. – Vol. 52, No 5.
8. **Кац, А. М.** Нелинейные явления в СВЧ-приборах О-типа с длительным взаимодействием / А. М. Кац, Е. М. Ильина, И. А. Манькин. – М.: Сов. радио, 1975. – 296 с.
9. **Азов, Г. А.** Моделирование выходных характеристик мощных спиральных ламп бегущей волны / Г. А. Азов, С. А. Хриткин // Радиотехника и электроника. – 2012. – Т. 57, № 6.
10. **Азов, Г. А.** Исследование электродинамических параметров спиральных замедляющих систем мощных широкополосных ламп бегущей волны / Г. А. Азов, С. А. Хриткин // Научно-технические ведомости СПбГПУ. – 2014. – Т. 15, № 11. – С. 14 – 21.

Статья поступила 30 мая 2015 г.

УДК 621.385.64

РАСЧЕТ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СУММАТОРА МОЩНОСТИ МАГНЕТРОНОВ 3-мм ДИАПАЗОНА С ВЫВОДОМ ЭНЕРГИИ В СВОБОДНОЕ ПРОСТРАНСТВО ТРЕМЯ КОГЕРЕНТНЫМИ ИЗЛУЧАТЕЛЯМИ

И. М. Иванов, М. В. Ефремова, Н. И. Скрипкин

ОАО "Плутон", г. Москва

А. И. Вагин, К. В. Ходатаев

ЗАО "РТИ-Радио", г. Москва

Представлены результаты расчета и оптимизации системы волноводных тройников с двумя входами и тремя выходами, определены расчетный коэффициент суммирования по входам и рабочая частотная полоса захвата, приведены результаты эксперимента.

КС: сумматор мощности, магнетрон, 3-мм диапазон, расчет, эксперимент

Использование самосинхронизации нескольких магнетронных генераторов позволяет значительно улучшить качество выходного сигнала и увеличить выходную мощность существующих генераторных устройств. Это особенно актуально в миллиметровом диапазоне длин волн, где малые геометрические размеры пространства взаимодействия накладывают ограничения на мощностные и частотные свойства генераторов. Ранее проведенные экспериментальные исследования [1–4] показали возможность высокоэффективной синхронизации в миллиметровом диапазоне. В процессе разработки многомагнетронного сумматора с многоканальным выводом энергии для питания ФАР на основе схемы Э. Дейвида [5] было принято решение провести первичный расчет, оптимизацию и экспериментальную проверку по упрощенной схеме с двумя магнетронами на входе и тремя синхронизированными выводами энергии в свободное пространство с демонстрацией фазированного когерентного сложения на мишени.

1. В процессе выбора решения схема Э. Дейвида была преобразована для требуемого количества вводов/выводов (рис.1). В качестве базового волновода был выбран волновод сечением $2,4 \times 1,2$ мм.

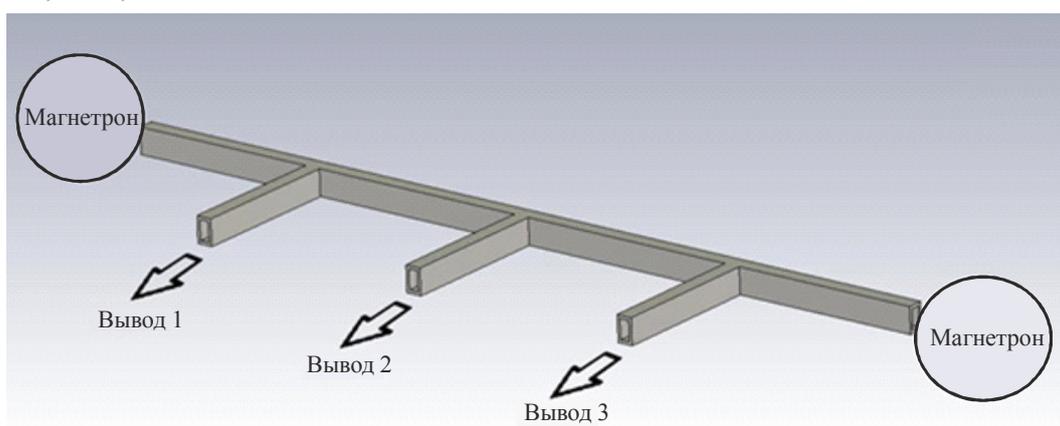


Рис. 1. Схема устройства на трех Е-тройниках с сечением волновода $2,4 \times 1,2$ мм

Особенностью конструкции стал отказ от применения согласующих трансформаторов на входах/выходах устройства. Это связано с тем, что в ранее проведенных экспериментальных исследованиях [2] было установлено, что максимальная полоса захвата (синхронизации) $\Delta F_{\text{синх}}$ для нескольких генераторов с различной собственной частотой обеспечивается при коэффициенте отражения от синхронизирующего устройства $\Gamma \approx -10$ дБ. В данном случае применение согласующих устройств привело бы к сужению полосы захвата, что существенно для 3-мм диапазона в связи с точностью изготовления элементов генератора. Полученное десятиполосное устройство было рассчитано с применением ЭВМ и оптимизировано по геометрическим размерам (длинам) волноводных отрезков для получения необходимых коэффициентов отражения и равенства коэффициентов передачи на выходах устройства. В результате оптимизации было получено на рабочей частоте $F_{\text{синхр}} \approx 95$ ГГц равномерное распределение мощности на 3-х выходах устройства (рис. 2): $P_{\text{вых1}} \approx P_{\text{вых2}} \approx P_{\text{вых3}}$, при этом разброс $\Delta P_{\text{вых}}$ составил не более 2 %.

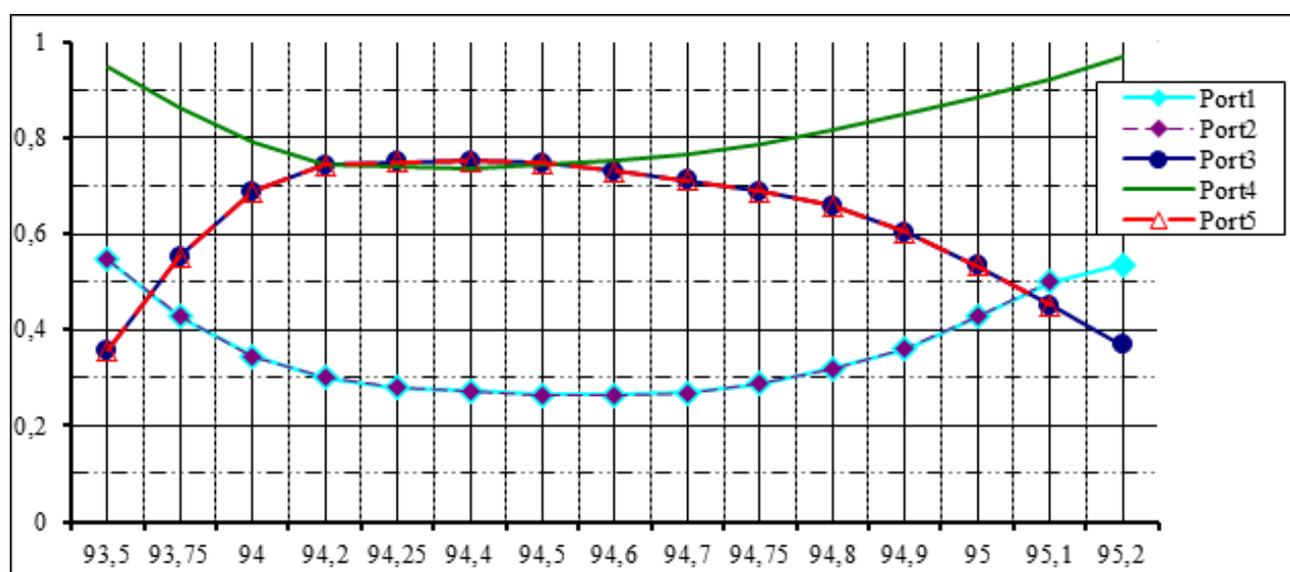


Рис. 2. График S-параметров в рабочей полосе частот

Также в процессе оптимизации получено равномерное распределение отраженной мощности на 2-х входах устройства: $P_{\text{отр.вх1}} \approx P_{\text{отр.вх2}}$, при этом разброс $\Delta P_{\text{отр}}$ составил не более 3 % при $\Gamma < -10$ дБ.

Ширина рабочей полосы $\Delta F_{\text{раб}}$ составила не менее 200 МГц, что вполне соответствует требованиям по разбросу собственных частот магнетронов.

При подаче на входы устройства нормированных сигналов $P_{\text{норм.вх}} = 1$ на каждый из трех выходов поступал нормированный сигнал $P_{\text{норм.вых}} = 0,55$. Таким образом, коэффициент суммирования составил $K_{\text{сум}} \approx 0,8$.

На рис. 3 представлено мгновенное распределение ВЧ-поля в устройстве.

По результатам расчета было принято решение о проведении экспериментальной проверки расчетных данных.

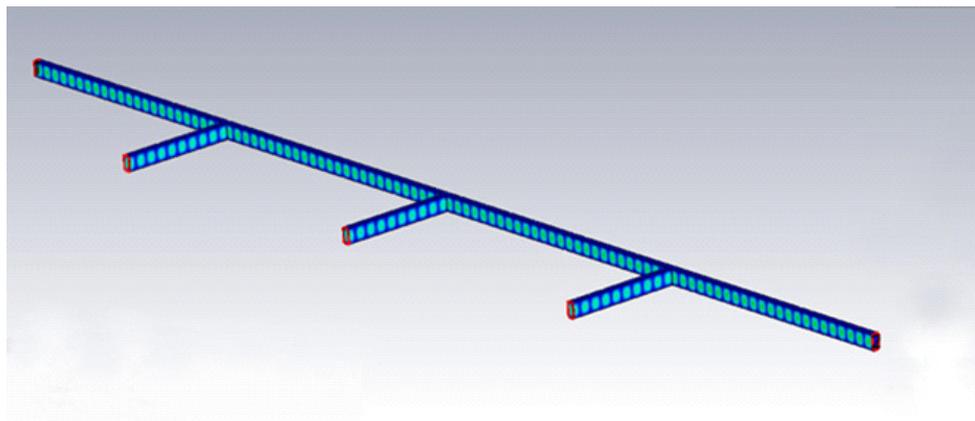


Рис. 3. Мгновенное распределение ВЧ-поля в устройстве

2. В качестве экспериментального макета была использована система Е-тройников, соединенных стандартными фланцами. Для настройки эквивалентных длин были использованы два фазосдвигаателя на основе волноводного моста с плавно перемещающимся поршнем в двух плечах моста. В первичных экспериментах мощность с выходов устройства поступала на прибор горячих измерений, представляющий собой систему направленных ответвителей, для получения калиброванных сигналов на анализатор спектра, измеритель мощности и детекторы ВЧ-огибающей, а также согласованную нагрузку высокого уровня мощности с КСВН не более 1,2. В качестве генераторов использованы два импульсных магнетрона 3-мм диапазона длин волн высокого уровня мощности. Внешний вид устройства представлен на рис. 4.

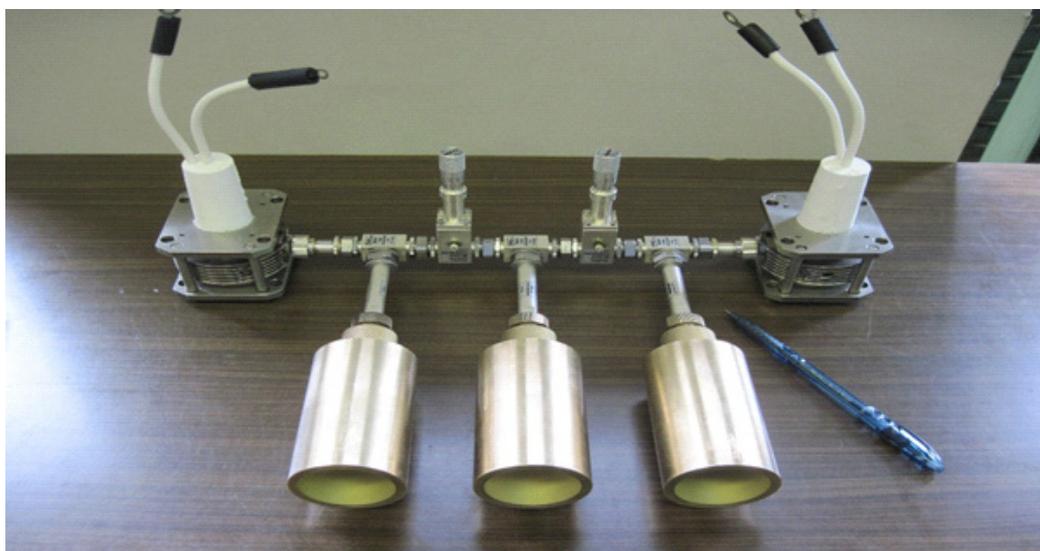


Рис. 4. Внешний вид устройства

Входные параметры магнетронов: импульсная мощность – 5,5 и 6,2 кВт; длительность импульса – 200 нс; частота посылок – 2000 Гц; собственные частоты магнетронов – $(F_0 - 10)$ МГц и $(F_0 + 25)$ МГц.

Выходные параметры устройства: синхронизированная частота – F_0 ; выходная мощность – 9,3 кВт; длительность импульса – 200 нс; коэффициент суммирования – 0,79.

В процессе эксперимента с помощью фазовращателей производилась настройка на синхронный или несинхронный (модулирование разностной частотой) режимы. Спектрометрические данные синхронного и несинхронного режимов представлены на рис. 5. Высокочастотные огибающие с анодным током и анодным напряжением в синхронном и несинхронном режимах представлены на рис. 6.

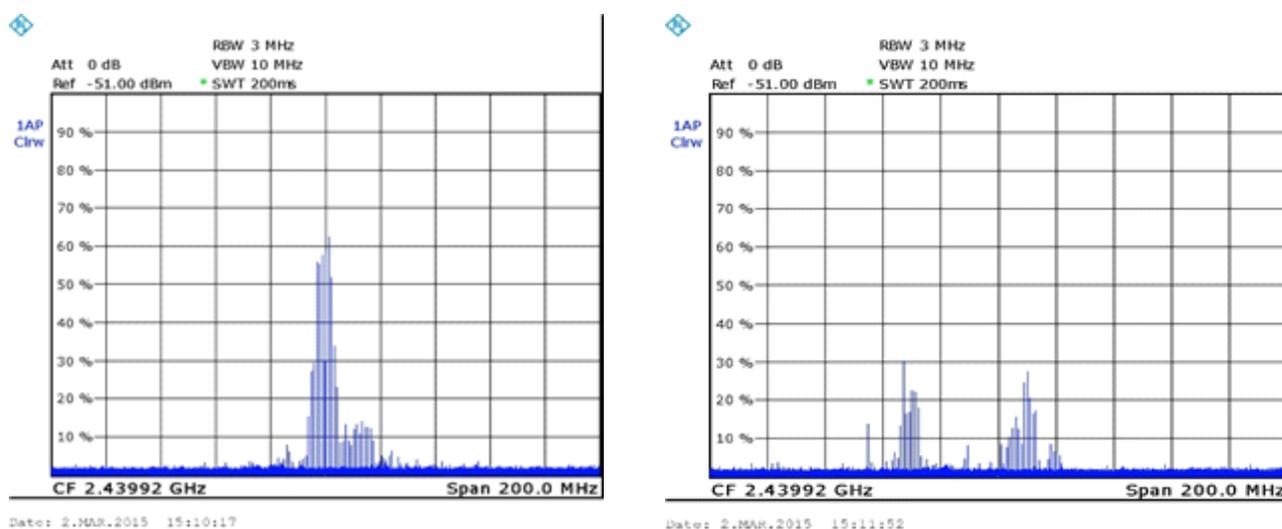


Рис. 5. Спектрометрические данные синхронного и несинхронного режимов

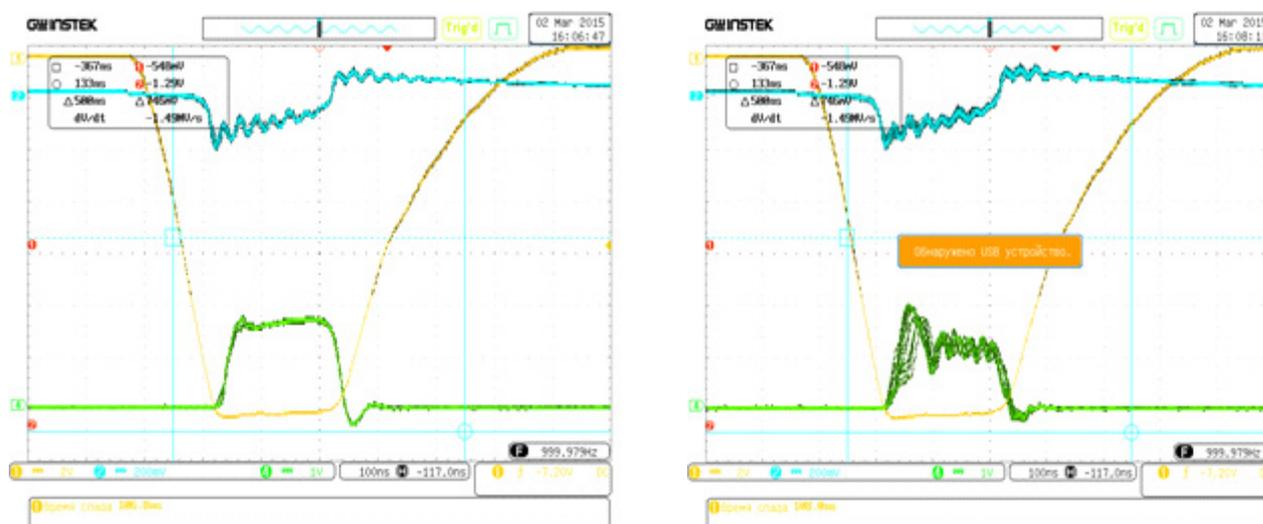


Рис. 6. Высокочастотные огибающие с анодным током и анодным напряжением в синхронном и несинхронном режимах

В дальнейших экспериментах на выходы устройства установлены рупорные излучатели. При этом в одном из каналов был установлен фазосдвигатель. Три луча направлялись на мишень из поглотителя на расстоянии около 1 м. При подстройке фазового сдвига в центральном рупоре производилась фазировка сигналов на мишени. Интерференционная картина при этом собиралась или рассыпалась в зависимости от фазового сдвига. Регистрация интерференционной картины производилась тепловизором "FLIR". Результаты регистрации, представленные на рис. 7, являются дополнительным подтверждением когерентного сложения мощности магнетронных генераторов.

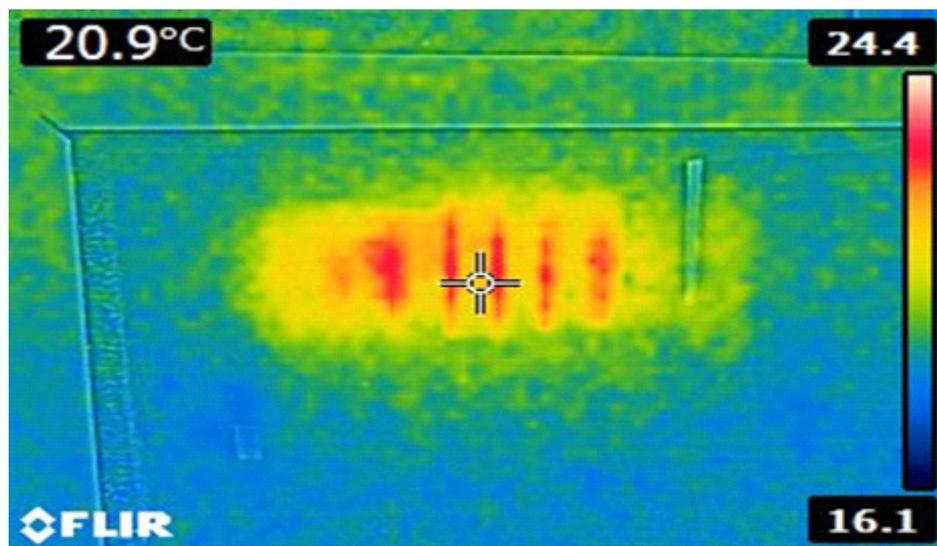


Рис. 7. Результаты регистрации интерференционной картины

3. В заключение следует отметить, что описанное устройство соответствует требованиям расчетной и экспериментальной проверки возможности использования метода синхронизации магнетронных генераторов миллиметрового диапазона и может служить основой для расчета и проверки многомагнетронных сумматоров с многоканальными выходами.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пат. 2394357 РФ. Устройство сложения мощностей генераторов на магнетронах / Ю. М. Егоров, И. М. Иванов, В. А. Артамонов, У. Юсупов.
2. Иванов, И. М. Сложение мощностей при синхронизации импульсных магнетронов миллиметрового диапазона / И. М. Иванов // Технологии информационного общества. – 2013. – № 10. – С. 53 – 55.
3. Иванов, И. М. Синхронизация магнетронов с выводом энергии в свободное пространство / И. М. Иванов, А. А. Курушин // Современная электроника. – 2013. – № 7.
4. Иванов, И. М. Сумматор мощности магнетронов 3-миллиметрового диапазона длин волн / И. М. Иванов, Н. В. Петюшин, Н. И. Скрипкин // Научные технологии. – 2014. – № 11.
5. Дейвид, Э. Фазирование высокочастотными сигналами / Э. Дейвид; перевод под ред. М. М. Федорова // Электронные сверхвысокочастотные приборы со скрещенными полями. – М.: Изд-во иностр. лит. – 1961. – Т. 2. – 327 с.

Статья поступила 29 мая 2015 г.

УДК 621.385.6

ЭЛЕКТРОННАЯ ОПТИКА СОВРЕМЕННЫХ МАГНЕТРОНОВ

**А. Н. Каргин, О. А. Морозов, А. О. Морозов, Г. П. Савенко,
А. Н. Симоненко, В. В. Федотов**

АО "НПП "Исток" им. Шокина", г. Фрязино

При разработке магнетронов используются компьютерные методы расчета электронно-оптических систем (ЭОС). Предложены критерии оптимальности ЭОС, по которым выбирается геометрия катодных экранов и форма полюсных наконечников. Такой подход обеспечивает повышение надежности магнетронов за счет равномерного распределения нагрузки на катод.

КС: магнетрон, электронная оптика, критерии моделирования

1. ВВЕДЕНИЕ

Классические магнетроны имеют невысокое отношение высоты анода к расстоянию анод-катод. Например, для магнетрона МИ-29 это отношение равно 7, а для печного магнетрона LG 2M214 еще меньше – 4,5. При таких условиях важную роль играют процессы на краях анода, где движение электронов происходит в неоднородных скрещенных полях. Неоднородность статических полей приводит к появлению движения электронов вдоль оси прибора и начального тока магнетрона, который образуется электронами, вытесненными из анодного зазора в торцевые пространства [1]. Этот ток, составлявший в ранних конструкциях магнетронов 10...15 % от рабочего анодного тока, существенно снижает КПД и увеличивает внеполосные шумы. Неоднородность статических полей также ухудшает частотную стабильность магнетрона из-за увеличения электронного смещения частоты [2]. Поэтому создание электронно-оптической системы (ЭОС), обеспечивающей наилучшую конфигурацию статических полей в пространстве взаимодействия магнетрона, всегда являлось важной задачей.

Кроме того, в однородных полях катодная нагрузка (плотность тока катода и мощности обратной бомбардировки) равномерно распределяется вдоль оси, что обеспечивает максимальную долговечность катода и магнетрона в целом.

Наконец, однородность статических полей позволяет наиболее эффективно использовать высоту анодного блока и увеличить мощность магнетрона.

Строгий анализ электронных процессов не представляется возможным, так как до настоящего времени не разработана адекватная трехмерная модель магнетрона. Однако упрощенный анализ в сочетании с компьютерным моделированием позволяет найти оптимальную конструкцию. Для этого по трехмерной программе рассчитываются статические поля, качественно оценивается характер движения электронов и формируются критерии, по которым выбирается конструкция ЭОС. Затем по результатам эксперимента вносятся необходимые изменения в конструкцию прибора. Задача электронной оптики сводится к формированию требуемой картины статических полей.

2. ДВИЖЕНИЕ ЭЛЕКТРОНОВ В НЕОДНОРОДНЫХ СТАТИЧЕСКИХ ПОЛЯХ

Электроны дрейфуют вокруг катода со скоростью $v_{др}$, определяемой отношением величин скрещенных статических полей:

$$v_{др} = \frac{E_r}{B_z}, \quad (1)$$

где E_r – радиальное электрическое поле; B_z – аксиальное магнитное поле.

На рис.1 показаны силы, действующие на электрон, находящийся на краю анодного блока магнетрона:

$$\mathbf{F}_z = \mathbf{F}_{ПЗ} + \mathbf{F}_E + \mathbf{F}_B = \mathbf{F}_{ПЗ} + \mathbf{F}_{ст}, \quad (2)$$

где $\mathbf{F}_{ПЗ}$ – сила пространственного заряда; \mathbf{F}_B – сила Лоренца; \mathbf{F}_E – сила аксиального электрического поля.

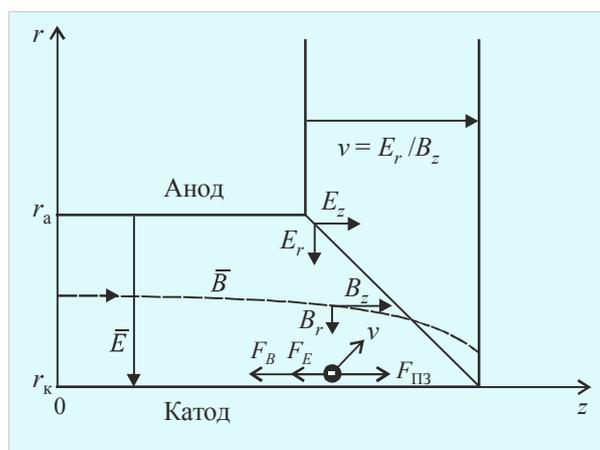


Рис. 1. Силы, действующие на электрон в магнетроне

Сила пространственного заряда всегда оказывает дефокусирующее действие, вытесняя электроны из втулки в аксиальном направлении. При смещении от плоскости симметрии сила $\mathbf{F}_{ПЗ}$ возрастает линейно от 0 до некоторого наибольшего значения.

В магнетронах электрическое поле концевых экранов направляет электроны к плоскости симметрии ($E_z > 0$).

$$F_E = -eE_z. \quad (3)$$

Сила Лоренца обусловлена вращением электронов вокруг оси z при ненулевом радиальном магнитном поле ($B_r \neq 0$):

$$F_B = evB_r = eE_r \frac{B_r}{B_z}. \quad (4)$$

Фокусировка электронов может быть обеспечена суммарной силой $\mathbf{F}_{ст}$ полей \mathbf{B}_r и \mathbf{E}_z . В скалярной форме аксиальная сила статических полей запишется так:

$$F_{ст} = eE_r \left(\frac{B_r}{B_z} - \frac{E_z}{E_r} \right). \quad (5)$$

Магнитное поле может оказывать как фокусирующее ($B_r < 0$), так и дефокусирующее ($B_r > 0$) действие. При наклоне вектора \mathbf{B} к плоскости катода начинается дрейф электронов вдоль магнитной силовой линии и возникает ток вдоль оси z , как в магнетронной инжекционной пушке [3]. При $B_r > 0$ на концах катода мы будем иметь повышенный начальный ток, создаваемый электронами, которые инжектированы в торцевые полости.

Из формулы (5) следуют выводы:

1) для анализа осевой силы важны отношения компонентов полей $B_r / B_z, E_z / E_r$, т. е. углы наклона силовых линий;

2) величина осевой силы пропорциональна напряженности электрического поля E_r ;

3) магнитное поле играет определяющую роль: изменяя радиальную компоненту B_r , можно изменять величину и направление аксиальной силы $F_{ст}$

Иллюстрацией поведения электронов в магнетронном диоде служит известная задача о "магнитной ловушке", в которой поле возрастает вдоль оси в обе стороны от плоскости симметрии [4]. Электроны, расталкиваемые силами пространственного заряда, двигаются по винтовой линии вокруг оси z со скоростью v (рис. 2):

$$v = v_t + v_n, \quad (6)$$

$$\operatorname{tg} \alpha = v_n / v_t, \quad (7)$$

где v_n, v_t – нормальная и тангенциальная компоненты скорости; α – направляющий угол между вектором скорости и силовой линией.

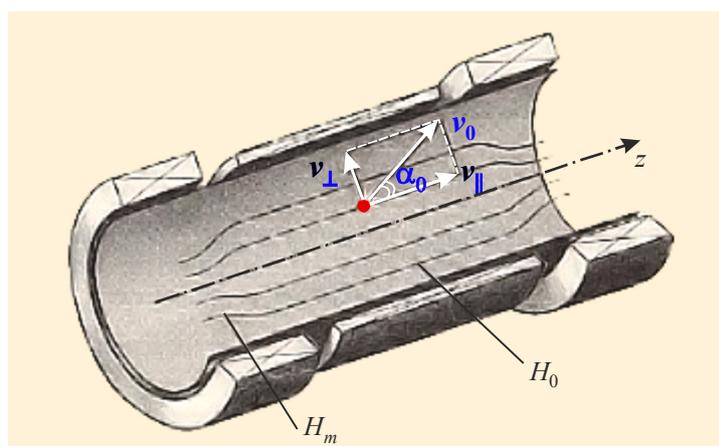


Рис. 2. Магнитная ловушка открытого типа [4]

Стартовые условия в плоскости симметрии определяют, покинет ли электрон внутреннюю область магнитной системы (см. рис. 2). Электрон не может пройти через область сильного магнитного поля и отражается к плоскости симметрии при условии:

$$\sin \alpha_0 \geq \sqrt{\frac{B_0}{B_m}}, \quad (8)$$

где α_0 – направляющий угол; B_0 – магнитное поле в плоскости симметрии; B_m – магнитное поле на краях ловушки ($B_m > B_0$).

В прикатодной втулке Бриллюэна скорость дрейфа электронов изменяется линейно вдоль радиуса от нуля до синхронного значения:

$$v_n(R) = \omega_{\text{ц}}(R - R_{\text{к}}). \quad (9)$$

Тангенциальная скорость v_t , обусловленная начальной тепловой скоростью электронов и действием силы пространственного заряда, отлична от нуля. Согласно (7), (9), угол α_0 увеличивается вдоль радиуса от нуля до некоторой величины. В пределах втулки существует граничный радиус $R_{\text{гр}}$, определяемый с помощью соотношений (8), (9) следующим образом:

$$R_{\text{гр}} = R_{\text{к}} + \frac{v_t \operatorname{tg} \alpha_0}{\omega_{\text{ц}}}. \quad (10)$$

Электроны прикатодного слоя $R < R_{\text{гр}}$ с малым углом α_0 покидают магнитную ловушку. Граничный радиус $R_{\text{гр}}$ увеличивается с ростом α_0 , что происходит при приближении отношения B_0/B_m к единице.

Таким образом, чем лучше однородность магнитного поля, тем выше граница слоя электронов, способных покинуть пространство взаимодействия.

Как и следовало ожидать, требования однородности поля и фокусировки электронного потока противоречивы: с улучшением однородности магнитного поля ослабляется его фокусирующее действие и увеличивается доля электронов, покидающих область взаимодействия.

3. АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОГО ПОЛЯ

Для поддержания синхронизма электронов с СВЧ-полем резонаторной системы необходима однородность как магнитного, так и электростатического полей, прежде всего, в прикатодной области. В качестве примера проведено моделирование электростатического поля магнетрона [5], имеющего основные размеры: $H_a = 64$ мм, $D = 11$ мм, $U_a = 40$ кВ.

Результаты компьютерного моделирования представлены на рис. 3, 4. Искривление эквипотенциальных линий указывает на неоднородность поля в пространстве взаимодействия. Значения напряженности поля определены вдоль линии, расположенной на верхней границе втулки параллельно оси z прибора: $R = (R_{\text{к}} + 2)$ мм.

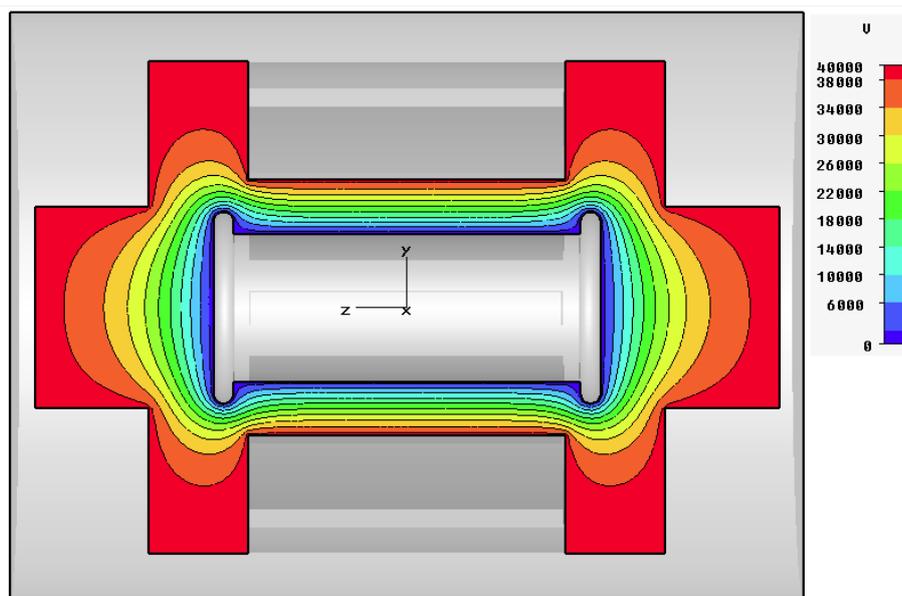


Рис. 3. Картина эквипотенциального поля

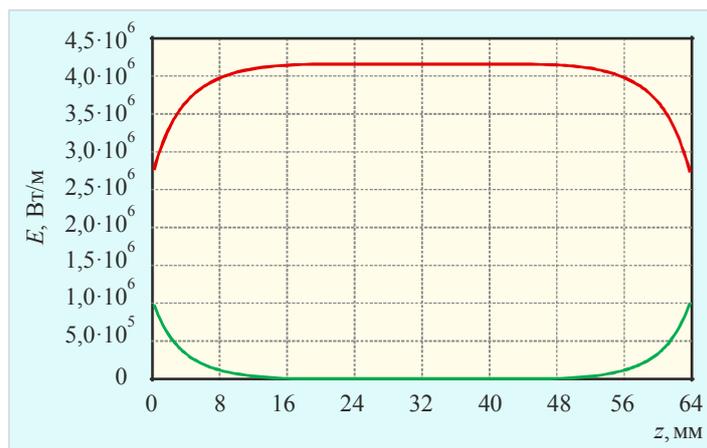


Рис. 4. Картина радиального (красный цвет) и аксиального (зеленый цвет) электростатического поля магнетрона

Величина E_r , ответственная за скорость дрейфа электронов, практически постоянна вдоль оси z , спад на 5 % наблюдается на расстоянии 10 мм от края анода. Фокусирующее аксиальное поле концевых экранов катода быстро падает до нуля при удалении от края анода к плоскости симметрии. На краях анода максимум поля E_z имеет достаточно большую величину (23 % от E_{r0}), поэтому катодное покрытие должно быть удалено от края анода, чтобы эмиссия электронов происходила в однородном электрическом поле.

Из-за быстрого спада аксиального поля E_z фокусировка электронного потока происходит только на краю анода в пределах $\Delta z \approx D$. В остальной области электростатическое поле практически однородно и не оказывает влияния на осевое движение электронов.

Критерий качества ЭОС магнетрона можно сформулировать как требование однородности электростатического поля не хуже 5 %, что достигается, как правило, при условии:

$$z_k < z_a - D, \quad (11)$$

где D – расстояние анод-катод; z_k, z_a – координаты края катода и анода относительно плоскости симметрии анодного блока.

В таком приборе большая часть электронов удерживается в границах $\pm z_k$ силами краевого электростатического поля, а электроны, вытесненные из прикатодной втулки, продолжают дрейфовать с меньшей скоростью и оседают на неактивной поверхности катода.

4. ВЛИЯНИЕ МАГНИТНОГО ПОЛЯ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ МАГНЕТРОНА

Первый критерий качества магнитной системы, исходя из требования минимального начального тока, сформулируем следующим образом. Эмитирующая поверхность катода должна находиться в области фокусирующего магнитного поля:

$$B_r(z) < 0 \text{ при } -z_k < z < z_k. \quad (12)$$

На рис. 5 показана модель магнитной системы магнетрона, состоящей из соленоида и полюсных наконечников [5]. Расчетные характеристики системы представлены на рис. 6, 7. Значения поля определены вдоль линии, расположенной на поверхности катода параллельно

оси z прибора: $R = R_k$. Поле компонента B_z имеет неоднородность не хуже 2 %, радиальный компонент B_r имеет нулевое значение в точках $z_1 = 22$ мм и $z_2 = 72$ мм, между которыми расположена область фокусирующего поля типа "прямая бочка" и нанесено эмиссионное покрытие. При испытаниях магнетрона не наблюдалось оплавление полюсных наконечников, а начальный ток не превышает 2...3 % от рабочего значения.

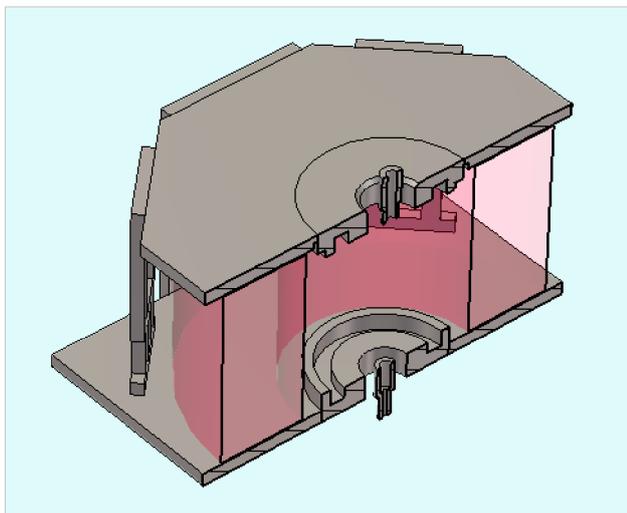


Рис. 5. Модель магнитной системы магнетрона

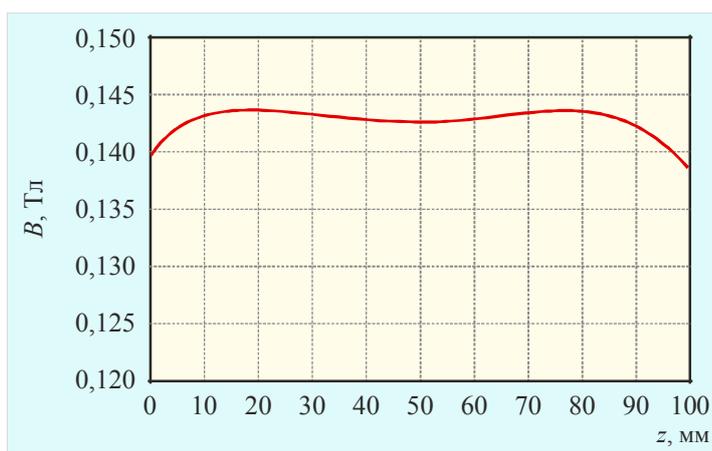


Рис. 6. Аксиальное магнитное поле магнетрона

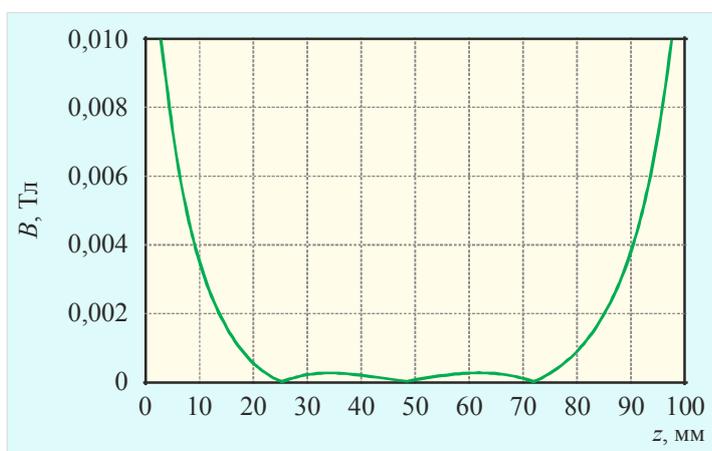


Рис. 7. Радиальное магнитное поле магнетрона

Еще один критерий качества магнитной системы возникает из требования равномерного распределения тока по высоте катода. На рис. 8 показаны идеализированные вольт-амперные характеристики (ВАХ), соответствующие различным значениям индукции B однородного магнитного поля. Они представляют собой семейство параллельных прямых, пересекающих ось напряжения в точке Хартри:

$$U_a = R_d J_a + U_x, \quad (13)$$

где R_d – дифференциальное сопротивление; J_a – анодный ток; U_x – напряжение Хартри, пропорциональное индукции магнитного поля:

$$U_x = kB; \quad (14)$$

k – коэффициент пропорциональности.

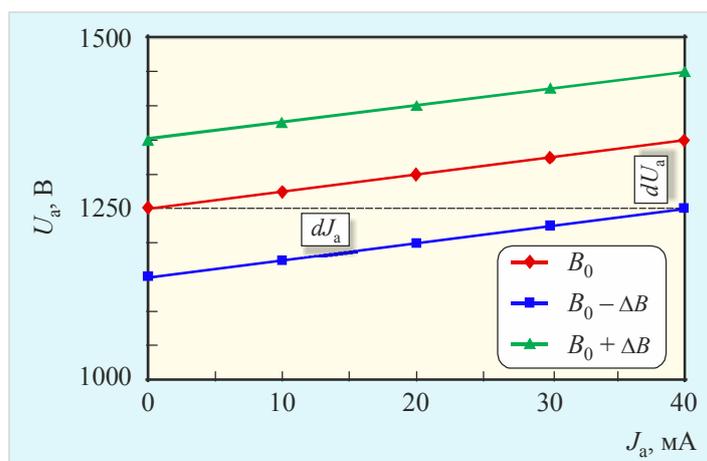


Рис. 8. ВАХ магнетрона при изменении магнитного поля

Представим реальный магнетрон как совокупность n элементарных магнетронов (ЭМ) малой высоты $\Delta z = H_a/n$ с магнитным полем $B_z(z)$ с небольшой неоднородностью.

Для простоты анализа пренебрегаем осевым движением электронов, полагая, что ЭМ не обмениваются зарядами. Тогда дифференциальное сопротивление ЭМ определяется так:

$$R_n = \frac{dU_a}{dJ_n} = nR_d. \quad (15)$$

Уравнение ВАХ для ЭМ примет вид

$$U_a = R_n J_n + kB(z). \quad (16)$$

Для нахождения распределения тока вдоль оси z продифференцируем уравнение (16) по z при $U_a = \text{const}$:

$$R_n \frac{dJ_n}{dz} = -k \frac{dB(z)}{dz}, \quad (17)$$

получим

$$dB(z) = -\frac{R_n}{k} dJ_n. \quad (18)$$

Поделив уравнение (18) на B_0 , после преобразования получим

$$\frac{dB(z)}{B_0} = -\frac{R_n J_n(0)}{U_x} \frac{dJ_n}{J_n(0)} = -\frac{R_d}{R_a} \frac{dJ_n}{J_n(0)}, \quad (19)$$

где $R_a = U_a/J_a$ – статическое сопротивление магнетрона.

Как правило, рабочее напряжение реального магнетрона превышает напряжение Хартри не более чем на 15...20 %, поэтому при выводе соотношения (19) полагали $U_a \approx U_x$.

Задав степень изменения плотности тока на краях анодного блока не более p (для практики приемлемо $p \leq 0,2$), определим допустимую неоднородность поля:

$$\frac{\Delta B_z}{B_z(0)} \leq p \frac{R_d}{R_a}. \quad (20)$$

В таблице приведены результаты расчета допустимой неоднородности поля в магнетроне, обеспечивающей изменение плотности тока на краях катода не более 20 %. При расчете использованы экспериментальные значения R_d и R_a .

**Допустимая неоднородность магнитного поля
в магнетроне**

Прибор	U_a , кВ	J_a , А	R_a , Ом	R_d , Ом	$\Delta B/B$, %
LG 2М-214	4,2	0,9	4670	450	1,9
М-168	4,8	1,65	2900	80	0,6
М-116	13	5	2 600	300	2,1
МИ-29	28	56	500	50	2,0
МИ [5]	40	125	320	60	3,75

Расчетные требования (см. таблицу) оказались более жесткими, чем считалось ранее (около 10 %) [1], и их можно выполнить только с помощью численных методов анализа статических полей. Заметим, что большинство известных, разработанных в прошлом магнетронов не соответствуют предложенному критерию однородности магнитного поля.

5. ВЫБОР ОПТИМАЛЬНОЙ ГЕОМЕТРИИ

Движение электронов вдоль оси прибора определяется совокупным действием трех сил: электростатического поля, пространственного заряда и силы Лоренца. Ввиду различного характера изменения этих сил вдоль оси z , невозможно обеспечить условия равновесия сил в пределах втулки. Таким образом, в реальном приборе всегда имеет место осевое движение электронов. Для практики важно создать условия, препятствующие выходу электронов за пределы пространства взаимодействия.

На основании анализа движения электронов в статических полях можно сделать вывод, что для реализации максимальной мощности и высокого КПД магнетрона необходима определенная комбинация слабонеоднородных статических полей. Критерием качества ЭОС является выполнение следующих условий:

- минимального начального тока (нет потерь КПД);
- минимальной бомбардировки концевых экранов катода и полюсных наконечников;
- равномерной нагрузки катода по плотности тока и мощности обратной бомбардировки.

Количественные критерии качества ЭОС представлены выражениями (11), (12), (20), которые должны рассматриваться как цели оптимизации.

Эти цели достигаются формированием однородных статических полей в пространстве взаимодействия, а в краевых областях – слабонеоднородных полей, компенсирующих силы пространственного заряда.

Следует отметить важное значение однородности магнитного поля в прикатодной области, где сосредоточена основная доля электронов. Здесь СВЧ-поля малы и стартовые условия для электронов оказывают существенное влияние на движение электронов. При этом вдоль катода радиальная компонента B_r должна быть отрицательной ("прямая бочка"). Это требование обеспечивается выбором формы полюсного наконечника.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При проектировании магнетрона особое внимание следует уделять ЭОС, формирующей условия токопрохождения и границы электронного потока. Предложенные критерии оптимальности позволяют создать надежный прибор, в котором бомбардировка концевых экранов катода и полюсных наконечников сведена к минимуму, а плотность тока и мощность обратной бомбардировки равномерно распределены по поверхности катода. Определяющее значение имеет картина силовых линий магнитного поля, которая должна иметь форму "прямой бочки" с минимальной неоднородностью.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Зусмановский, С. А.** Магнетроны см-диапазона / Пер. с англ. под ред. С. А. Зусмановского, Т. 2. – М.: Сов. радио, 1950.
2. **Шумахер.** Электронное смещение частоты. Форма спектра // Электронные сверхвысокочастотные приборы со скрещенными полями. Т. 2. / Пер. с англ. под ред. М. М. Федорова. – М.: Изд. иностр. лит-ры, 1961.
3. **Молоковский, С. И.** Электронно-оптические системы приборов СВЧ / С. И. Молоковский, А. Д. Сушков. – М.: Наука, 1965.
4. **Арцимович, Л. А.** Движение заряженных частиц в электрических и магнитных полях / Л. А. Арцимович, С. Ю. Лукьянов. – М.: Изд-во наука, 1972.
5. **Каргин, А. Н.** Мощный импульсный магнетрон L -диапазона / А. Н. Каргин, М. Ф. Воскобойник, О. А. Морозов, Г. П. Савенко // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2009. – Вып. 2.

Статья поступила 10 июня 2015 г.

УДК 621.385.623

РЕЗУЛЬТАТЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭОС МОЩНОГО 26-ЛУЧЕВОГО КЛИСТРОНА

**В. М. Саблин, И. А. Фрейдович, П. И. Акимов,
П. В. Невский, Д. А. Терентьев, И. С. Фролов**

ФГУП "НПП "Торий", г. Москва

Приведены результаты разработки ЭОС мощного 26-лучевого клистрона с пакетированной реверсной магнитной системой, работающего в 6-см диапазоне длин волн.

КС: многолучевая электронная пушка, реверсная магнитная фокусирующая система, парциальный луч, коллекторный экран

Для удовлетворения нарастающей потребности в малогабаритных линейных ускорителях проводится разработка малогабаритного источника СВЧ-питания – компактного многолучевого клистрона с присущими этому типу приборов достоинствами. В подобных клистронах одновременно удается сочетать такие параметры, как низкое катодное напряжение, высокий КПД, малые габаритные размеры и массу. Приборы такого типа десятки лет разрабатываются и выпускаются предприятием. В работе приведены результаты проектирования основных конструктивных узлов ЭОС, с помощью которых достигаются вышеперечисленные параметры: электронной пушки, магнитной фокусирующей системы, коллектора электронов.

Конструкция электронной пушки выполнена в 26-лучевом двухэлектродном варианте и рассчитана на величину полного тока в многолучевом пучке 140 А. Использование такого количества парциальных лучей позволяет увеличить выходную мощность клистрона без увеличения анодного напряжения. Происходит это благодаря уменьшению влияния пространственного заряда в ЭОС при сохранении (или увеличении) суммарного электронного потока. Однако применение многолучевых пушек требует больших усилий со стороны технологии и электронной оптики. В частности, становится сложнее обеспечить прохождение тока по многочисленным каналам в условиях неизбежной радиальной неоднородности магнитного поля, что накладывает более жёсткие требования к фокусирующим системам. Диаметр одного катода – 8 мм, 8 катодов расположены во внутреннем ряду на окружности диаметром 25 мм, 18 – во внешнем ряду на окружности диаметром 56 мм.

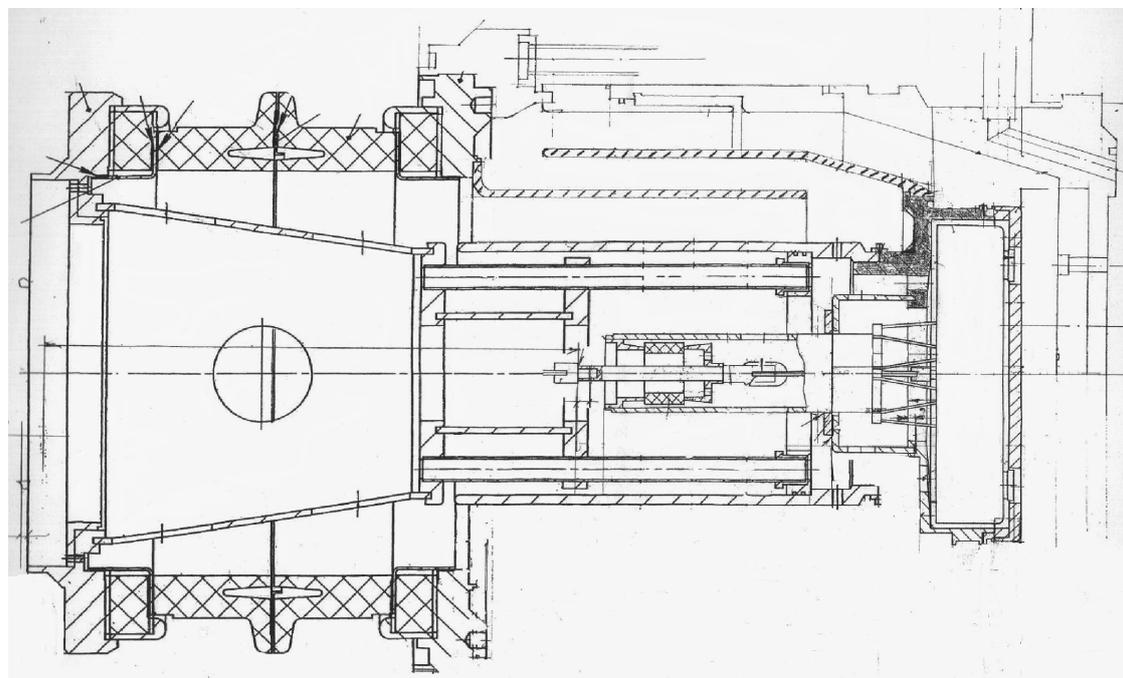
В процессе разработки были рассмотрены два варианта конструкции пушки:

– с теплоэкранированным катодно-подогревательным узлом и фокусирующим электродом, охлаждаемым до температуры, исключающей термоэмиссию (порядка 550 °С), с использованием системы концентрических теплоизлучателей (рис. 1, а);

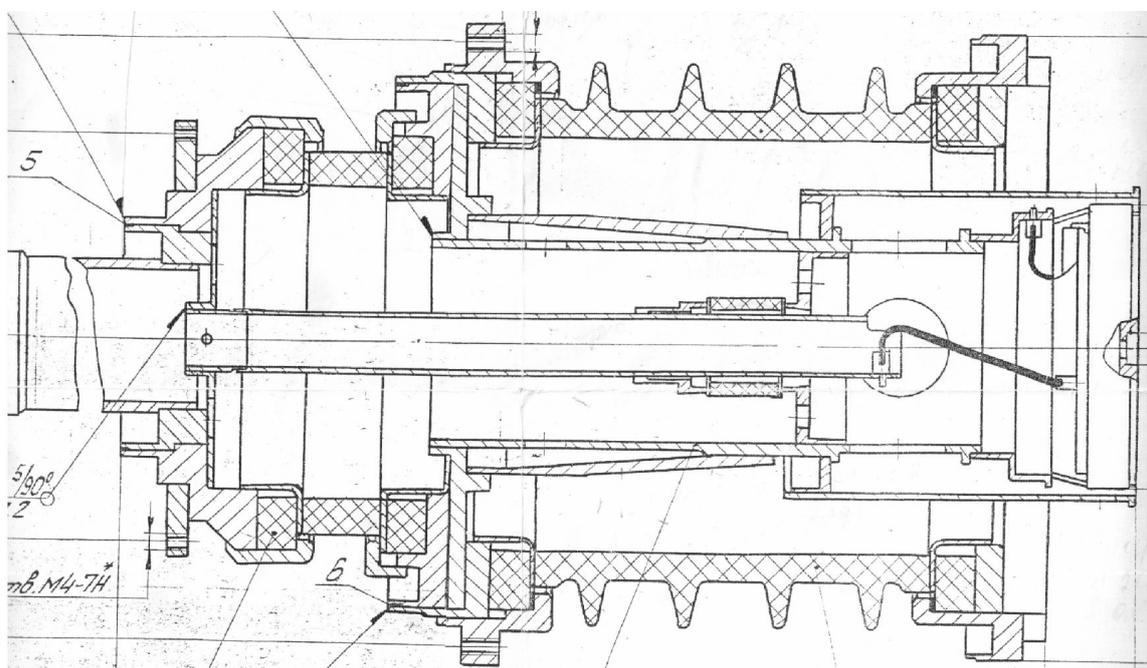
– с катодами, укрепленными в обойме, одновременно являющейся фокусирующим электродом (рис. 1, б).

Второй вариант пушки обладает более простой конструкцией, компактностью, дешевизной, однако он не лишён недостатков. Во-первых, обойма нагревается до температур, близких к рабочей температуре эмиттеров (1200 °С), что неизбежно приводит к возникновению паразитной термоэлектронной эмиссии с поверхности обоймы. Во-вторых, большая неравномерность

температурных полей (около 25 °С) на поверхности катодов. Для уменьшения неравномерности была спроектирована новая конструкция, с подогревателем, в которой перепад температуры удалось снизить (до уровня порядка 9 °С). Результаты теплового анализа обоймы с катодами до изменения конструкции подогревателя и после представлены на рис. 2.



a)



б)

Рис. 1. Два варианта конструкции пушки

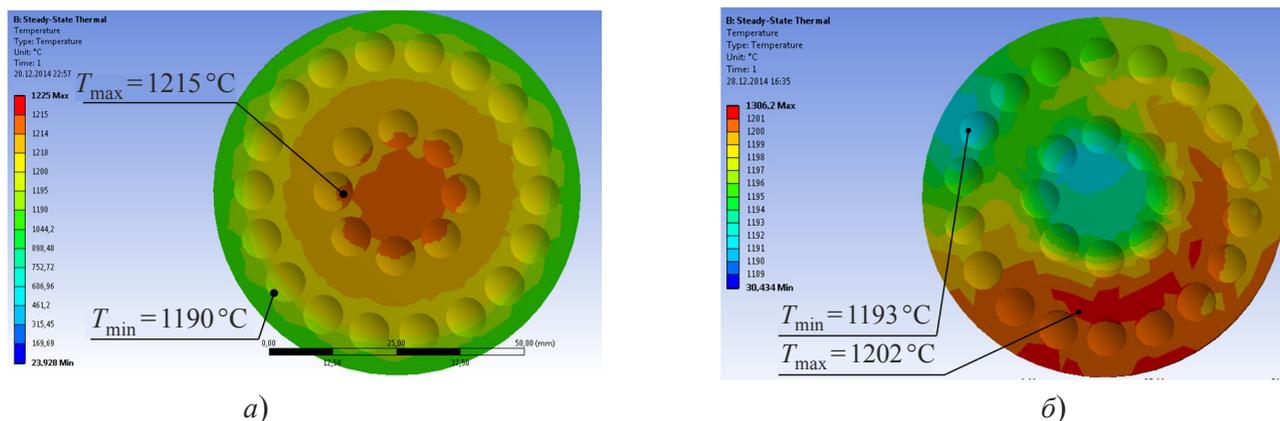


Рис. 2. Результаты теплового анализа обоймы с катодами до изменения конструкции подогревателя (а) и после (б)

Решение проблемы паразитной термоэмиссии возможно путем нанесения специального покрытия на обойму, снижающего эмиссию. В будущем планируется использование этого варианта, однако в настоящее время используется более традиционный, первый вариант. Основные требования к электронной пушке: импульсный суммарный ток катода – 140 А, рабочее напряжение катода – 43 кВ, микропервеанс – $0,55 \text{ A/V}^{3/2}$. На рис. 3 показан результат траекторного анализа пучка в парциальной электронной пушке с заданными значениями.

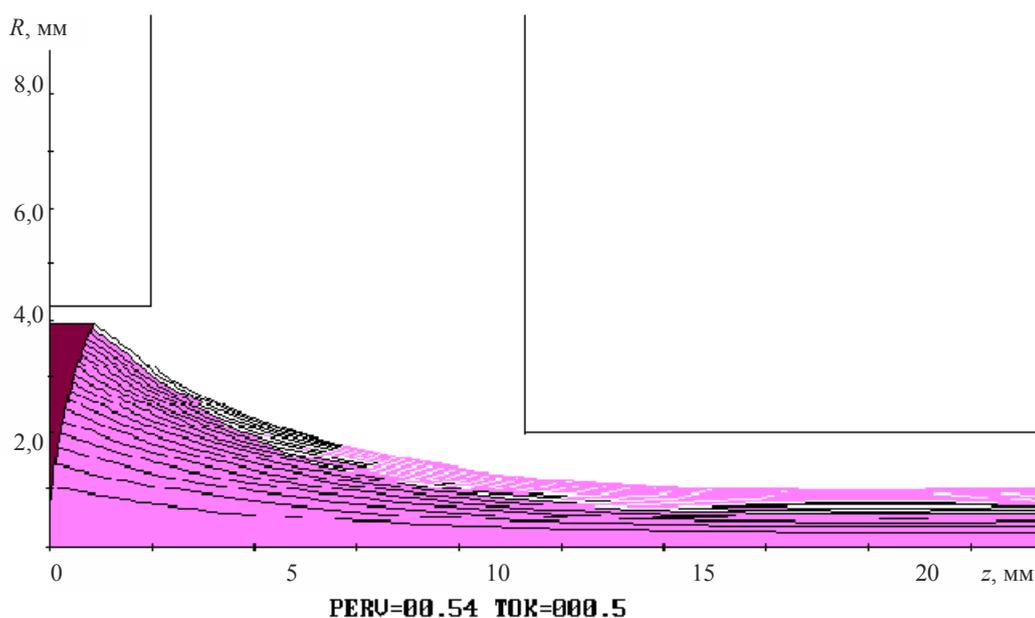


Рис. 3. Результат траекторного анализа пучка в парциальной электронной пушке с заданными значениями

Фокусировка электронных лучей осуществляется однореверсной системой с радиально намагниченными кольцевыми магнитами, выполненными из сплава SmCo. Использование реверсной фокусирующей системы позволяет в несколько раз уменьшить массу и габаритные раз-

меры фокусирующей системы по сравнению с магнитами, создающими униполярное поле. Требуемая амплитуда магнитного поля – 1270 Гс в первом реверсе, 1430 Гс во втором. Неоднородность продольной составляющей магнитного поля, измеренная в крайнем пролётном канале в первом и во втором реверсах, не должна превышать 20 Гс. Распределение продольной составляющей индукции магнитного поля на оси канала транспортировки пучка внешнего ряда и результат расчёта электронных траекторий парциального пучка в канале транспортировки представлены на рис. 4 и 5 соответственно.

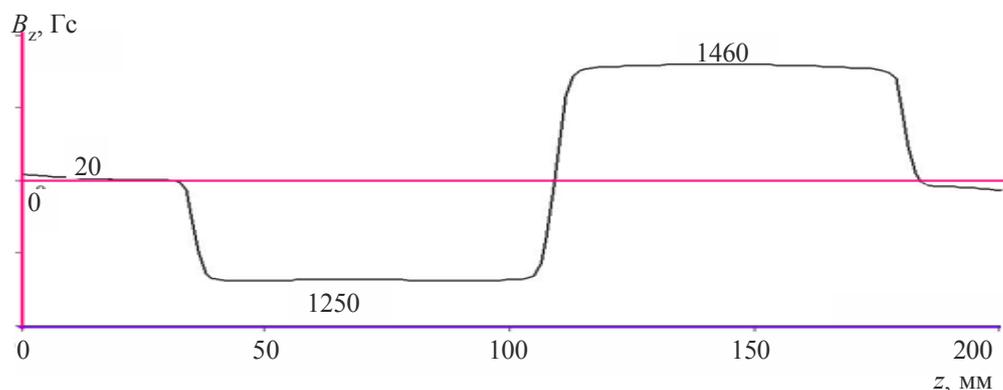


Рис. 4. Распределение продольной составляющей индукции магнитного поля на оси канала транспортировки пучка внешнего ряда

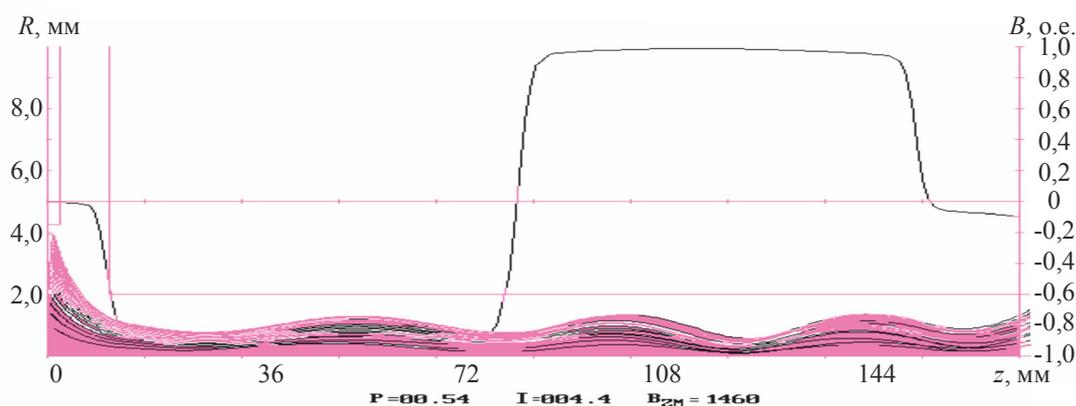


Рис. 5. Результат расчёта электронных траекторий парциального пучка в канале транспортировки

Коллектор электронов выполнен с отдельными токоприёмными камерами для каждого луча. Конструкция коллектора с системой принудительного жидкостного охлаждения представлена на рис. 6.

Общая импульсная тепловая мощность, приходящая на коллектор, составляет 26 кВт. Поэтому в конструкцию коллектора была включена система принудительного жидкостного охлаждения. Расчётный расход воды составляет 26 л/мин. Оптимизация конструкции коллекторных магнитных экранов обеспечивает необходимую расходимость пучка в парциальных коллекторах для равномерного распределения энергии электронов по поверхности.

Общий вид прибора представлен на рис. 7.

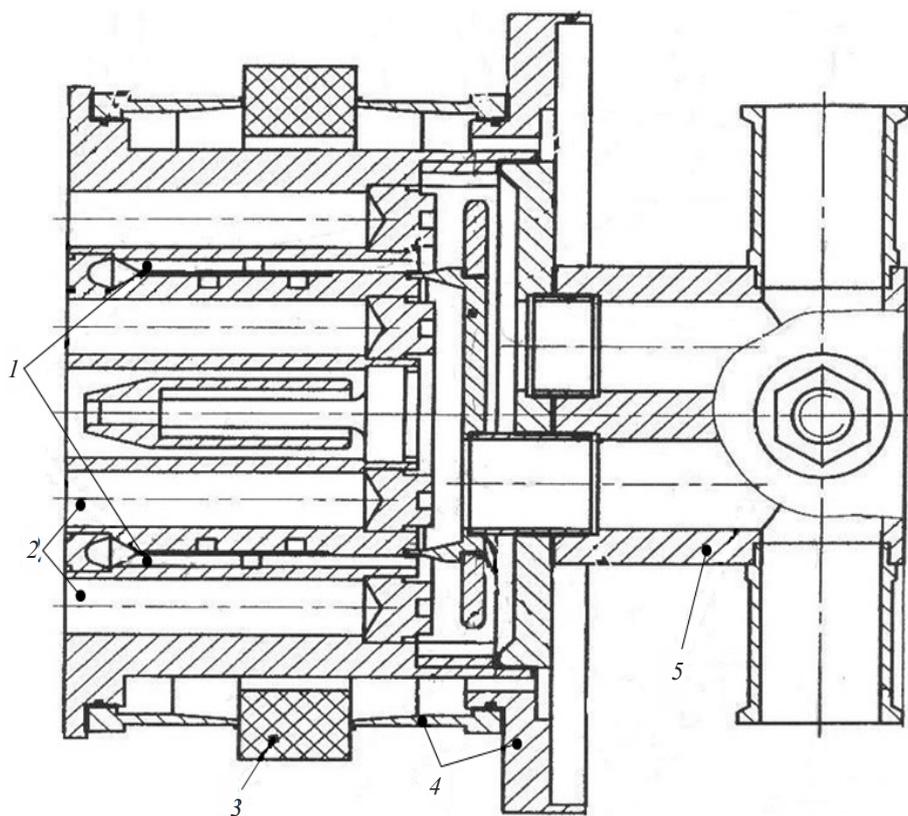


Рис. 6. Конструкция коллектора с системой принудительного жидкостного охлаждения:
1 – каналы охлаждения; 2 – токоприёмные камеры; 3 – изоляционное кольцо;
4 – элементы магнитного экрана; 5 – элементы системы охлаждения

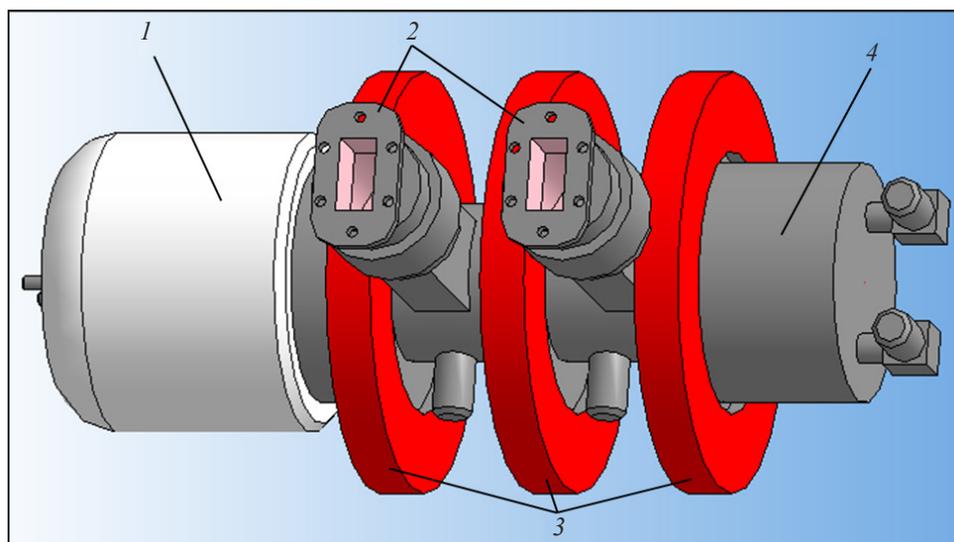


Рис. 7. Общий вид прибора:
1 – электронная пушка; 2 – выводы энергии; 3 – магниты;
4 – коллектор

Разработанные конструкционные узлы обеспечивают клистрону ряд эксплуатационных преимуществ, позволяющих его эффективно использовать в качестве источника питания СВЧ-ускорителей, в частности низкое катодное напряжение (43 кВ), высокий КПД (60 %), малые габаритные размеры и массу (45 кг).

ЛИТЕРАТУРА

1. Балабанов, А. К. Многолучевой клистрон С-диапазона с реверсной фокусирующей системой на постоянных магнитах / А. К. Балабанов, Р. А. Косарев, Г. В. Мельничук и др. // Доклады III Всероссийской конференции "Электроника и микроэлектроника СВЧ" (Санкт-Петербург, июнь 2014).

Статья поступила 3 июня 2015 г.

УДК 669.28:621.941

ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОЦЕССОВ ТОКАРНОЙ ОБРАБОТКИ МОЛИБДЕНА

А. А. Курочкин

АО "НПП "Исток" им. Шокина", г. Фрязино

Н. С. Боженова

ООО "СВК", г. Москва

Проведены исследования влияния материала режущего инструмента и его геометрии на процесс механической обработки молибдена и формирование стружки в процессе резания. Продемонстрированы результаты токарной обработки молибдена подобранным инструментом. Определены основные критерии по оптимальному выбору смазочно-охлаждающей жидкости для обработки молибдена. Приведены результаты апробации смазочно-охлаждающей жидкости, принятой за аналог трихлорэтилену, на различных токарных операциях.

КС: токарная обработка молибдена, смазочно-охлаждающая жидкость, геометрия режущей пластины, стружка

1. АКТУАЛЬНОСТЬ

АО "НПП "Исток" им. Шокина" является ведущим предприятием России по разработке и производству изделий вакуумной СВЧ-электроники.

Технология производства электровакуумных СВЧ-приборов такова, что предъявляет очень высокие технические требования к изготовлению деталей, которые собираются в узлы и приборы в целом: к поверхности (шероховатости, химической чистоте), геометрии (точности позиционирования, отклонению формы, соблюдению допуска).

Одной из актуальных технологических задач при изготовлении деталей для вакуумных СВЧ-приборов является обработка молибдена. 70 % деталей из данного материала – это детали вращения.

2. ПРОБЛЕМЫ

2.1. Материал

По своим физико-механическим свойствам молибден оптимально подходит для ряда деталей электровакуумных СВЧ-приборов [1]. Молибден является тугоплавким металлом с кубической объёмно центрированной решёткой, обладает хорошей формоустойчивостью при высоких эксплуатационных температурах. В зависимости от способа получения заготовок, на выходе молибден получается с рядом взаимосвязанных параметров. Механообработка данного материала затруднена, сопровождается сколами и расслоением материала из-за крупнозернистой структуры. В зоне резания выделяется большое количество тепла. При обработке молибдена в качестве смазочно-охлаждающей жидкости (СОЖ) используется трихлорэтилен (бесцветная, летучая жидкость), крайне вредный для человека.

2.2. Инструмент

Инструмент, которым обычно ведётся механическая обработка молибдена, быстро изнашивается, вследствие большого выделения тепла в зоне резания. По этой причине сложно добиться требуемых линейных размеров. Инструмент часто перетачивается, что отрицательно влияет на производительность. Из-за скоротечного износа инструмента минимизировать отклонения формы детали не представляется возможным, как следствие, повторяемость в серии невелика, трудозатратна и напрямую зависит от квалификации рабочего.

Вследствие переточек, геометрия инструмента непостоянна. Угол заострения обычно бывает максимально возможным для увеличения стойкости резца, что пагубно сказывается на формообразовании стружки. При точении формируется стружка надлома (отрицательно влияет на шероховатость поверхности). Стружка данного типа не уходит из зоны резания, и этот фактор также отрицательно влияет на качество обрабатываемой поверхности.

2.3. Смазочно-охлаждающая жидкость

В качестве СОЖ применяется трихлорэтилен, в зависимости от выполняемой операции дополнительно применяется черное масло (хлорпарафин). Трихлорэтилен является обезжиривателем, за счет своей малой температуры кипения он хорошо отводит тепло из зоны резания, но не оказывает влияния на снижение сил трения на переднем и заднем углах резца в процессе точения. Доставку трихлорэтилена осуществляют капельным методом, локально, посредством нанесения на обрабатываемую поверхность кисточкой. Применение данной СОЖ возможно исключительно на станках, оборудованных специальными мощными вытяжками.

3. РЕШЕНИЕ ПРОБЛЕМ

Для повышения качества токарной обработки молибдена и исключения негативных факторов, сопровождающих процесс его обработки, была проведена исследовательская работа, состоящая из двух этапов: определение оптимального режущего инструмента для обработки молибдена и подбор аналога трихлорэтилену в качестве СОЖ, не обладающего вредоносными факторами для человека.

3.1. Инструмент

Был проведен анализ факторов, оказывающих влияние на качество получаемой поверхности детали, на поддержание постоянных геометрических параметров, например отклонение формы, и линейных размеров в требуемом поле допуска. В результате проведенного анализа выделены критерии, по которым подбирался оптимальный режущий инструмент (рис. 1).

Материал режущего инструмента. В результате анализа материалов, применяемых для изготовления режущего инструмента, выбор был сделан в пользу мелкодисперсного твердого сплава IC20. По сравнению с керамикой и поликристаллическим алмазом твердый сплав удовлетворяет ряду требований. Инструмент из мелкодисперсного твердого сплава хорошо воспринимает ударную нагрузку (заготовка многоугольного сечения), позволяет вести работы с применением СОЖ (переносимость термоудара),



Рис. 1. Сменная пластина для внешнего точения

работает в относительно большом диапазоне по величине съема материала. Инструменту из подобного материала можно задать различную геометрию. При соблюдении рекомендаций, выявленных по дисперсности порошка (0,2 мкм) и твердости (HRA 92,4; твердость по Роквеллу, шкала А) сплава, из которого будет изготавливаться режущий инструмент, будет проявляться повышение стойкости режущей кромки, а выкрашивание сведется к минимуму.

Повышенная стойкость инструмента позволяет достичь требуемого линейного размера с минимальным отклонением формы обрабатываемой детали и повысить повторяемость изготавливаемых деталей.

Геометрия режущего инструмента. На рис. 2 показана главная секущая плоскость. Передняя поверхность направлена вниз от главной режущей кромки, передний угол γ в этом случае считается положительным. Главный передний угол γ оказывает влияние на формирование стружки. Главный задний угол α – на шероховатость обрабатываемой поверхности. Угол заострения β – на прочность.

При анализе геометрии резца было выявлено, что оптимальные значения главного переднего и главного заднего углов следующие: $\gamma \approx 20^\circ$, а $\alpha \approx 7^\circ$. Данные углы характерны для обработки мягких материалов.

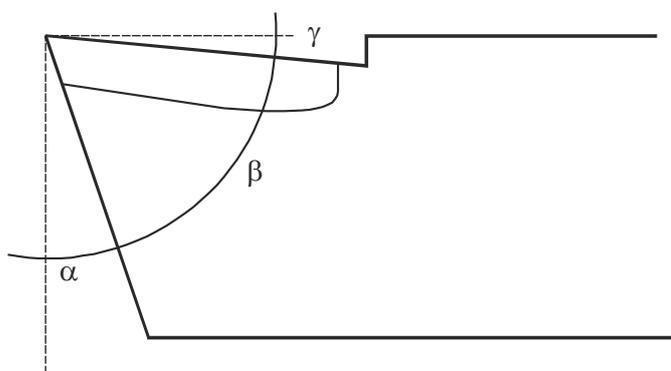


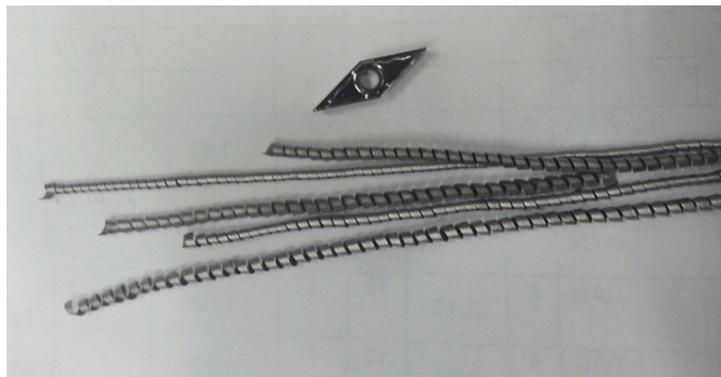
Рис. 2. Главная секущая плоскость

Была проведена апробация инструмента, выбранного по определенным выше признакам, результатом которой стало внедрение резцов со сменными пластинами из мелкодисперсного твердого сплава, с геометрией режущей части, не свойственной принятой за основу ранее для обработки молибдена. Обработка велась с применением обычной синтетической СОЖ Mobil Cut из 230 серии.

Отмечено образование сливной стружки и полное ее удаление из зоны резания в процессе обработки (рис. 3). Также отмечено снижение шероховатости обрабатываемой поверхности (1,25 мкм) и повышение стойкости режущей кромки по сравнению с ранее используемым инструментом.



а)



б)

Рис. 3. Обрабатываемая заготовка (а) и вид стружки (б), сформированной в процессе обработки

При следовании вышеописанным рекомендациям по выбору режущего инструмента для обработки молибдена, возможно на ряде операций повысить качество обрабатываемых деталей, увеличить производительность и уйти от проблемы использования трихлорэтилена.

3.2. Смазочно-охлаждающая жидкость

Критерии выбора СОЖ свелись к следующим характеристикам:

1. Эффективный теплоотвод (должна обладать высоким коэффициентом теплопроводности и максимально возможной температурой кипения).
2. Смазочные свойства (эффективно влиять на снижение коэффициента силы трения между контактируемыми материалами).
3. Смачиваемость (обладать хорошей смачиваемостью по отношению к молибдену либо к материалу режущего инструмента) для обеспечения постоянного наличия СОЖ в зоне резания при вращении детали.
4. Вязкость (обладать достаточной вязкостью для снижения эффекта разбрызгивания с вращающейся поверхности, с учетом требований по текучести).
5. Химическая чистота обрабатываемой поверхности (не должна вступать в химическую реакцию с молибденом).
6. Требования БЖД (соответствовать нормам безопасности).

Экспериментально были апробированы СОЖ для обработки жаропрочных материалов следующих производителей: MobilCut, Blazer, Quaker, Cimtech. Наилучшие результаты при обработке молибдена в таких же условиях, что и при работе с трихлорэтиленом, получены с использованием синтетической СОЖ Cimtech A31. На рис. 4...7 приведены результаты испытаний эффективности работы данного продукта при его использовании на различных операциях механической обработки.

Отрезка (см. рис. 4): материал инструмента – ВК8; диаметр обрабатываемой заготовки – 20 мм; скорость резания $V_c = 120...130$ м/мин; подача – 0,025 мм/об; стружка суставчатая. Было зафиксировано, что при $V_c = 50$ м/мин износ инструмента был мгновенным, при $V_c = 150$ м/мин происходило налипание стружки на инструмент.



а)



б)

Рис. 4. Торцевая поверхность заготовки (а) и отрезной резец (б)

Торцевание (см. рис. 5): материал инструмента – ВК8; диаметр обрабатываемой заготовки – 20 мм; $V_c = 120...130$ м/мин; подача – 0,025 мм/об; сьем – 0,3 мм; стружка сливная; шероховатость – 6 класс (2,5 мкм).



а)



б)

Рис. 5. Операция торцевание (а), торцевая поверхность заготовки и получаемая стружка (б)

Растачивание (см. рис. 6): материал инструмента – ВК8; диаметр обрабатываемого отверстия – 12 мм; $V_c = 120 \dots 130$ м/мин; подача – 0,025 мм/об; съем – 2 мм; стружка сливная; шероховатость – 7 класс (1,25 мкм); поверхность матовая.



Рис. 6. Операция растачивание (а) и вид обработанной поверхности (б)

Сверление (см. рис. 7): материал инструмента – Р6М5; диаметр отверстия – 10,5 мм; отверстие сквозное, глубиной 40 мм; $V_c = 20 \dots 25$ м/мин; подача – 0,04... 0,06 мм/об; стружка скалывания; шероховатость – 5 класс (5 мкм). Ресурс инструмента возрос более чем в 30 раз.

При сравнении результатов обработки деталей таким же инструментом с применением трихлорэтилена полученные значения выходных параметров в процессе апробации Cimtech A31 были значительно лучше.

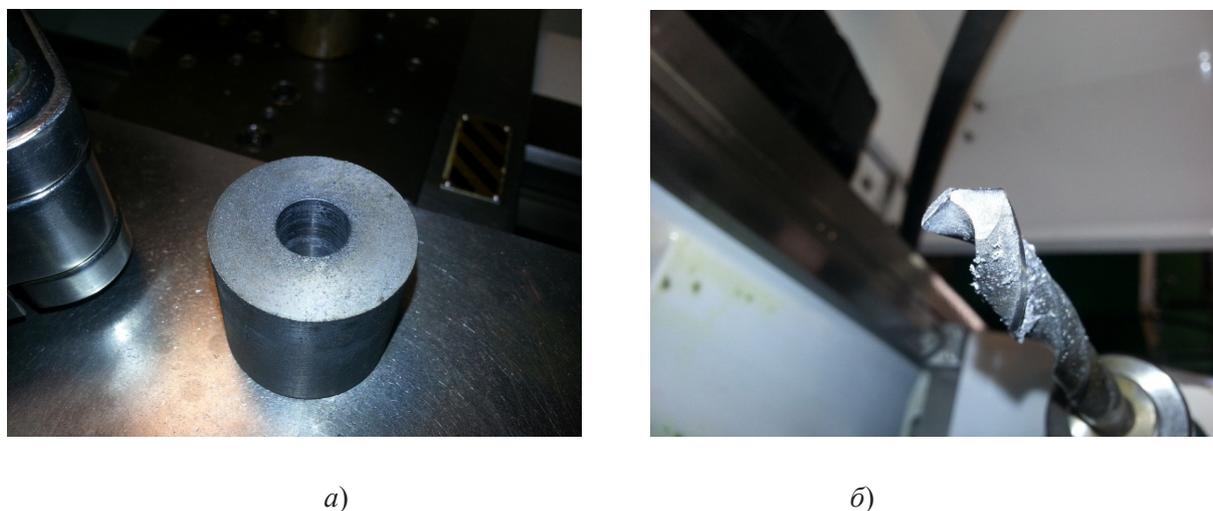


Рис. 7. Вид обработанной поверхности (а) и режущая кромка сверла (б)

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Была проведена апробация выбранного инструмента, результатом которой стало внедрение резцов со сменными пластинами из мелкодисперсного твердого сплава IC20 со следующей геометрией режущей части: $\gamma \approx 20^\circ$; $\alpha \approx 7^\circ$; $\beta \approx 63^\circ$.

Преимущества внедренного инструмента:

1. В процессе точения формируется сливная стружка вместо стружки скола.
2. Стойкость режущих пластин значительно превосходит ранее используемый инструмент.
3. Повысились качество обрабатываемой поверхности и точность выполняемых размеров, увеличилась повторяемость деталей.
4. При использовании данного инструмента применяется СОЖ на основе синтетики.

Были определены критерии подбора СОЖ. Наилучший результат получен с использованием синтетической СОЖ Cimtech. В эксперименте использовался стандартный инструмент из ВК8 для более точного определения эффективности Cimtech. Для различных видов токарной обработки был проведен анализ по режимам резания с целью достижения оптимального результата.

Cimtech A31 позволила достичь следующего:

1. Повысить качество изготавливаемых деталей.
2. Повысить ресурс режущего инструмента до 30 раз на ряде операций.
3. Вести обработку деталей из молибдена на станках, не оборудованных специальными вытяжками.
4. Полностью исключить применение трихлорэтилена при механической обработки молибдена.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Голант, М. Б.** Изготовление резонаторов и замедляющих систем электронных приборов / М. Б. Голант и др. – М.: Советское радио, 1969. – С. 73 – 77.

Статья поступила 8 июня 2015 г.

УДК 621.385.624

МОДЕРНИЗАЦИЯ КОНСТРУКЦИИ МОЩНОГО КЛИСТРОНА S-ДИАПАЗОНА С ЦЕЛЬЮ УВЕЛИЧЕНИЯ РАБОЧЕЙ ПОЛОСЫ ЧАСТОТ И ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТИ

В. И. Пугнин, А. Н. Юнаков, С. В. Евсеев

АО "НПП "Исток" им. Шокина", г. Фрязино

Рассматриваются некоторые проблемы модернизации мощного усилительного клистрона сантиметрового диапазона длин волн. Приведены основные результаты выполнения данной работы.

КС: мощный усилительный клистрон, кольцевой резонатор, тороидальный резонатор

В данной статье показано возможное направление модернизации мощного импульсного усилительного клистрона S-диапазона с целью увеличения его выходной мощности и расширения рабочей полосы частот. Рассматриваемый клистрон был разработан в НПП "Исток" в 1987 году и используется в качестве усилителя СВЧ-мощности в оконечном каскаде усиления передающего устройства бортовой РЛС. В настоящее время появилась необходимость в продлении сроков эксплуатации станции с возможным улучшением её характеристик. Для выполнения этой задачи необходимо провести модернизацию выходного усилительного клистрона.

Задача модернизации заключается в увеличении рабочей полосы частот клистрона в 11 раз, выходной импульсной мощности в 1,7 раза и выходной средней мощности в 1,5 раза. При этом необходимо сохранить все габаритные и присоединительные размеры прибора-аналога. Новый клистрон должен работать при тех же питающих напряжениях и расходах охлаждающей жидкости в системах охлаждения коллектора и резонаторной системы клистрона. Следует также отметить, что в качестве фокусирующей системы должен использоваться имеющийся соленоид, обеспечивающий достаточно низкий уровень магнитного поля и имеющий малый запас по возможности увеличения тока соленоида (максимальная величина индукции магнитного поля соленоида – порядка 1200 Гс).

Конструкция прибора до модернизации следующая: прибор 6-лучевой, резонаторная система построена на кольцевых резонаторах, работающих на основном виде колебаний. Резонаторная система состоит из 5 резонаторов: 4 группирующих и выходного резонатора, связанного с пассивным резонатором. Электронно-оптическая система (ЭОС) клистрона включает в себя 6 отдельных кольцевых катодов. Низковольтное управление электронными потоками обеспечивается системой штырь-кольцо. Коллектор клистрона имеет общую для всех лучей полость с охлаждаемым выступом в центре.

Увеличение комплекса выходных параметров при указанных выше ограничениях в данной конструкции клистрона проблематично. Увеличить выходную импульсную мощность и, в неполной мере, полосу усиления прибора можно за счет увеличения первеанса парциального луча. Однако в этом случае невозможно обеспечить сохранение величины модулирующего напряжения и величины тока соленоида в рамках заданных ограничений. Увеличение числа лучей в кольцевых резонаторах при сохранении ЭОС штырь-кольцо невозможно без увеличения диаметра окружности, на которой расположены лучи, что неизбежно приведет к увеличению диаметра резонатора, ограниченного размерами соленоида.

При переходе на другой тип ЭОС, с управлением лучом фокусирующим электродом в виде диафрагмы, возможно более плотное расположение лучей, в два ряда, и увеличение их количества. Недостатком использования в конструкции кольцевых резонаторов двух концентрических окружностей (рядов лучей) является небольшое разделение частот между основным и вторым видами колебаний, что накладывает ограничения на работу клистрона в широкой полосе частот (в частности, невозможно будет увеличить частоту предвыходного резонатора клистрона для увеличения КПД). Большим недостатком кольцевых резонаторов является высокая радиальная неравномерность поля при нарушении их азимутальной симметрии, например в резонаторах, связанных с нагрузкой локальными элементами связи. Возникающая при этом азимутальная неравномерность поля в зазорах взаимодействия приводит к снижению КПД и коэффициента усиления клистрона. Хотя и известны конструкции элементов связи кольцевых резонаторов с нагрузкой, обеспечивающие полную азимутальную симметрию и не вызывающие неравномерность поля, однако такие элементы значительно усложняют конструкцию клистрона и затрудняют подавление самовозбуждения клистрона на высших видах колебаний, что недопустимо в широкополосных приборах [1].

Очевидно, что использование кольцевых резонаторов ставит под вопрос возможность модернизации клистрона в соответствии с заданными требованиями.

Вместе с тем в последние годы интенсивно разрабатывались мощные импульсные клистроны с тороидальными резонаторами [2, 3]. Переход с кольцевых на тороидальные резонаторы дает возможность избавиться от большинства изложенных выше проблем.

Тороидальные резонаторы позволяют увеличить число лучей до 20...40, что приведет к уменьшению первеанса одного луча до 0,2...0,3 мкА/В^{3/2} и появлению возможности обеспечения фокусировки при низкой величине магнитного поля.

Обеспечить полосу рабочих частот в клистромах с такими резонаторами также значительно проще, чем в клистромах с кольцевыми резонаторами: практически отсутствуют проблемы нерабочих видов колебаний, значительно легче обеспечивать равномерность электрического поля в пролетных каналах, в частности, по методу, изложенному в [4]. К тому же в тороидальном резонаторе конструктивно проще реализация механизма перестройки частоты.

Таким образом, рассмотренные направления модернизации создают предпосылки для получения требуемых выходных параметров модернизированного клистрона в конструкции с тороидальными резонаторами.

Для подтверждения этого выполнены некоторые расчеты ЭОС и выходных параметров клистрона.

С целью выбора количества лучей были проведены расчеты двух вариантов ЭОС: с 24 и 36 лучами. Расчеты проводились при максимальной величине магнитного поля, создаваемого соленоидом (1200 Гс). Основные результаты расчетов приведены в таблице.

Параметр	ЭОС		
	36 лучей	24 луча	6 лучей (старая конструкция)
Напряжение катода, кВ	27		
Первеанс одного луча, мкА/В ^{3/2}	0,21	0,3	0,9

Окончание таблицы

Параметр	ЭОС		
	36 лучей	24 луча	6 лучей (старая конструкция)
Диаметр катода, мм	3,8		7/12 (кольцевой катод)
Диаметр отверстия (пролетного канала) в аноде, мм	3,5	4,5	9,5
Диаметр отверстий в сетке, мм	5		12,5
Толщина сетки, мм	1,5		1,0
Напряженность электрического поля, кВ/мм:	промежуток сетка-анод	4,1	5,2
	промежуток катод-сетка	7,0	9,0
Импульсная плотность тока с катода, А/см ²	8,3	12,5	4,5
Напряжение запираения, кВ	3,5	4,5	6,0
Коэффициент заполнения канала лучом, $r_{л}/r_{к}$	0,65	0,68	0,5

Из таблицы видно, что оба варианта электронной оптики являются удовлетворительными. Решение о выборе количества лучей было принято после расчета выходных параметров прибора. Из результатов расчетов ЭОС следует отметить увеличение плотности тока с катода в новом приборе до 8,3 А/см² по сравнению с 4,5 А/см² в старом клистроне. Однако современные катоды при такой плотности тока позволяют обеспечить долговечность не менее 3...5 тыс. ч, что существенно превышает требования к прибору.

Расчет характеристик проводился по программе KLYS 4.5, основанной на одномерной модели электронного потока.

На рис. 1 показаны расчетные выходные характеристики клистрона для различного количества лучей. Видно, что наибольший КПД имеет вариант с 36 лучами, который и был выбран для дальнейших расчетов в качестве основного.

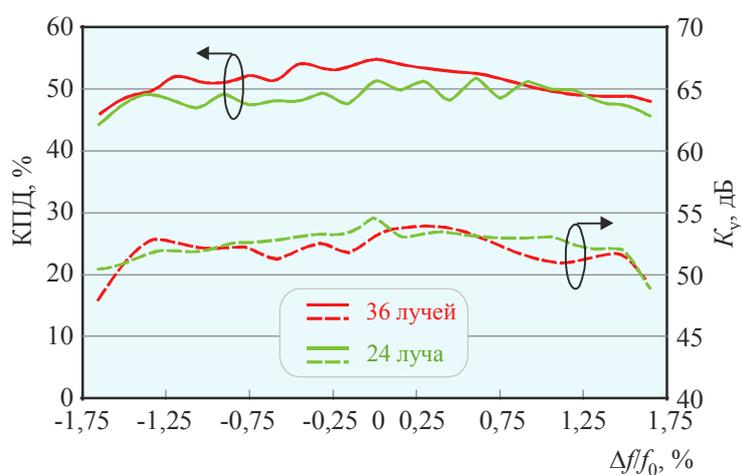


Рис. 1. Выходные характеристики клистрона при различном количестве электронных лучей

Исследования различных вариантов резонаторных систем показали, что для обеспечения необходимого усиления в рабочей полосе частот достаточно иметь 6-резонаторный группирователь (рис. 2). Выбор числа активных резонаторов группирователя носит компромиссный характер: с одной стороны, многорезонаторный клистрон склонен к "самовозбуждению", с другой – у прибора с 5-резонаторным группирователем низкий коэффициент усиления на высокочастотном краю рабочей полосы частот. Поэтому в качестве основного варианта выбрана конструкция группирователя с 6-ю резонаторами.

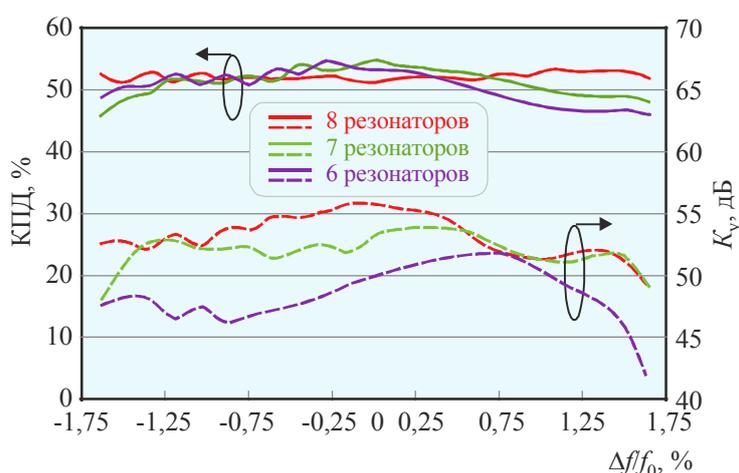


Рис. 2. Выходные характеристики модернизированного клистрона при различном количестве резонаторов

Кроме того, для обеспечения повышенных значений выходной мощности предполагается провести изменение конструкции коллектора и вывода энергии.

Для обеспечения требуемого уровня выходной мощности предполагается использовать вывод энергии баночный типа с керамикой на основе оксида бериллия (в старой конструкции использовалась керамика ВК94-1). Переход на керамику из оксида бериллия обусловлен малыми СВЧ-потерями в этой керамике и ее высокой теплопроводностью, что важно при увеличении выходной мощности прибора. Дополнительно надежность вывода энергии обеспечивается введением жидкостного охлаждения окна вывода энергии.

Коллектор предполагается изготавливать в виде общей полости для осаждения на ее поверхности всех 36 электронных лучей. Увеличение расхода охлаждающей жидкости в существующей аппаратуре невозможно. В связи с этим предлагается полностью исключить или ограничить время работы клистрона в статическом режиме (без подачи входной мощности).

Таким образом, показана возможность модернизации ранее разработанного клистрона с кольцевыми резонаторами на основном виде колебаний с целью увеличения выходной мощности и рабочей полосы частот при сохранении габаритных и установочных размеров клистрона. В связи с тем, что в настоящее время выпускается ряд ранее разработанных клистронов с кольцевыми резонаторами как на основном, так и на высших видах колебаний, представленный путь увеличения выходных характеристик может быть применен и на других приборах аналогичного типа.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Фрейдович, И. А.** Многолучевые пакетированные клистроны с кольцевыми резонаторами, предназначенные для систем СВЧ-питания электронных ускорителей: дис. на соиск. уч. степ. канд. физ.-мат. наук / И. А. Фрейдович. – М., 2001.
2. **Евсеев, С. В.** Мощный широкополосный импульсный клистрон с равномерной амплитудно-частотной характеристикой / С. В. Евсеев, В. И. Пугнин // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. Труды юбилейной конференции, посвященной 70-летию ФГУП "НПП "Исток". Часть II. – 2013. – Вып. 4 (519). – С. 59 – 63.
3. **Юнаков, А. Н.** Проблемы и пути создания мощных широкополосных многолучевых клистронов в средней части сантиметрового диапазона длин волн / А. Н. Юнаков, В. И. Пугнин // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. Труды юбилейной конференции, посвященной 70-летию ФГУП "НПП "Исток". Часть II. – 2013. – Вып. 4 (519). – С. 64 – 67.
4. **Юнаков, А. Н.** Исследование и разработка широкополосных многолучевых клистронов с выходной средней мощностью более 10 кВт и низковольтным управлением на пространственно-развитых резонаторах в средней части сантиметрового диапазона длин волн: дис. на соиск. уч. степ. канд. техн. наук / А. Н. Юнаков. – Фрязино, 2011.

Статья поступила 18 июня 2015 г.

УДК 621.396.677

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МАЛОЭЛЕМЕНТНОЙ ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВОЙ РЕЗОНАНСНОЙ АНТЕННЫ

П. С. Мирошник, И. П. Чепурных

АО "НПП "Исток" им. Шокина", г. Фрязино

Представлены численные результаты проектирования малоэлементной волноводно-щелевой резонансной антенны (ВЩРА) сантиметрового диапазона длин волн. Проанализирована проблема взаимовлияния излучающих элементов и предложена методика ее решения. Рассчитаны характеристики ВЩРА.

КС: волноводно-щелевая резонансная антенна, сантиметровый диапазон длин волн

1. ВВЕДЕНИЕ

Волноводно-щелевые резонансные антенны (ВЩРА), как антенные решетки (АР) с малым количеством излучающих элементов и малой апертурной площадью, широко используются в системах ПВО и летательных аппаратах, так как имеют малые габаритные размеры и массу. Проектирование таких АР сопряжено с определенными трудностями, поскольку не существует надежных численных методов синтеза подобных малоэлементных АР, а с годами требования к параметрам антенн возрастают, сроки разработки сокращаются, и поэтому численные методы практически полностью заменяют экспериментальные. Численное проектирование конкретной ВЩРА представлено в настоящей работе. Проектирование включило в себя выбор конструкции, декомпозицию на базовые элементы (резонаторы с излучателями, делитель

мощности и подводящие элементы), расчет их характеристик и окончательный синтез характеристик антенны по методике, недавно разработанной на нашем предприятии и успешно примененной в проектировании ряда ВЦРА. Эта численная методика базируется на опыте ранних разработок ВЦРА [1]. Она оказалась эффективной, и удалось получить характеристики для рассматриваемой ВЦРА, согласно техническому заданию. Наиболее сложным оказалось расчетное самосогласование уровня боковых лепестков и малого отражения, характеризуемого КСВН, которое было решено циклической расчётной процедурой, все более точно учитывающей взаимовлияние излучающих элементов.

2. ОСНОВНЫЕ ЭТАПЫ ЧИСЛЕННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ АНТЕННЫ

В работе требовалось получить, согласно техническому заданию, следующие характеристики антенны:

Полоса рабочего диапазона.....	1,75 %
Ширина диаграммы направленности в плоскостях Е и Н по уровню -3 дБ.....	не менее 4 град
Уровни боковых лепестков в <i>H/E</i> -плоскости.....	не более -23 дБ
Коэффициент усиления.....	не менее 26 дБ
КСВН.....	не более 2,0

Кратко изложим все этапы проектирования антенны.

Первый этап

Первый этап включил в себя **выбор конструкции** в виде волноводно-щелевой резонансной антенной решетки с четырнадцатью прямоугольными резонаторами ("линейками"), которые содержат от четырех до двенадцати излучателей, и одним делителем мощности с косыми щелями связи (рис. 1). Поскольку режим работы антенны был задан только суммарный, то это упростило конструкцию делителя мощности. Делитель был выбран единственный и самый простой волноводный, запитываемый мощностью со стороны входного волновода и закороченный металлической стенкой с другой стороны.

Второй этап

Декомпозиция антенны на блоки устанавливает, что отдельно считается делитель, резонансные объемы с излучающими элементами, волноводные переходы и повороты.

Третий этап

Расчет характеристик декомпозиционных блоков. Этому этапу предшествует предварительный численный синтез по специальной вычислительной программе прототипа антенны, где реальные щели заменены щелевыми излучателями без учета их взаимовлияния в АР. Этот предварительный синтез определяет мощности, излучаемые каждой щелью АР, нужный уровень боковых лепестков диаграммы направленности (ДН), коэффициент направленного действия (КНД) антенны и соответственно позволяет далее рассчитывать реальные волноводный делитель для суммарного режима и резонансные объемы в виде прямоугольных резонаторов (линеек) с излучателями в виде щелей. Расчет волноводных делителей и резонаторов (линеек) проведен по методике, развитой на нашем предприятии и имеющей в основе схему "замещения", когда для каждой щели как делителя, так и резонатора определяются эквивалентные сопротивления [2, 3] и соответственно проводимости [3]

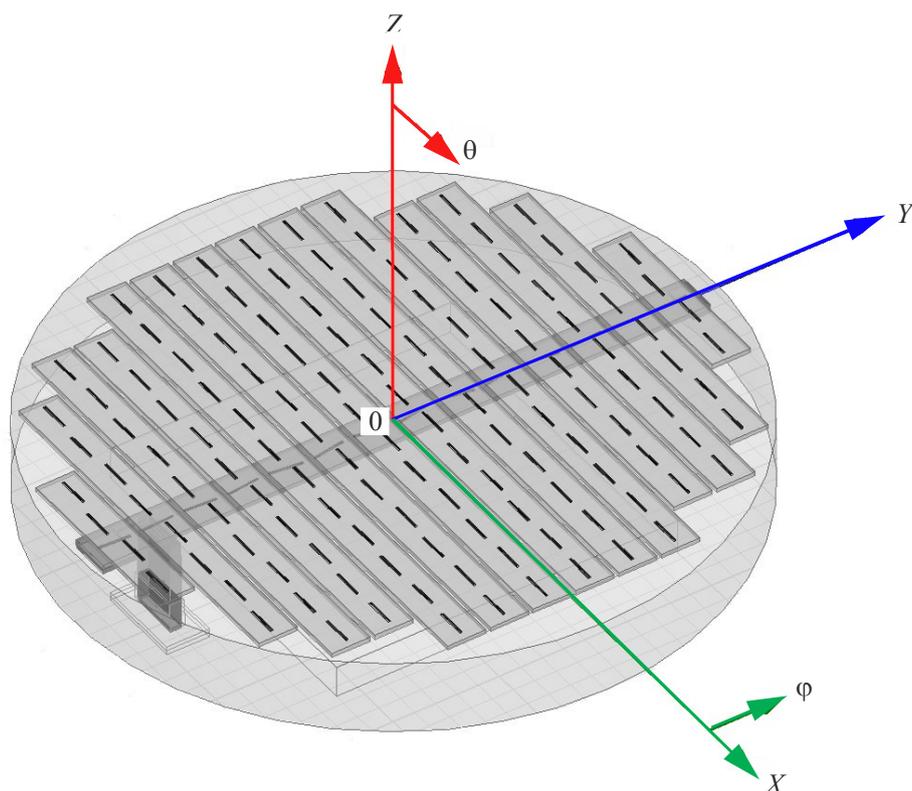


Рис. 1. Общий вид ВЦРА

(пропорциональные мощностям из синтеза прототипа антенны), сумма которых равна некоторой постоянной, которая определяет запитку делителя и резонаторов мощностью без отражения. Отметим, что эти сопротивления и проводимости предварительно рассчитываются с помощью трехмерной электродинамической программы для схемных подблоков, включающих как щели связи делителя, так и излучающие щели в открытое пространство. При этом делитель антенны, синтезируемый через предварительно рассчитанные сопротивления, как правило, сразу дает нужные характеристики при расчете с помощью трехмерной программы, с небольшой численной доводкой. Для излучающих же щелей антенны невозможно сразу получить правильные проводимости, поскольку имеется сложное взаимовлияние щелей друг на друга в работающей антенне. Проводимости излучающих щелей, определяемые в первом приближении как отдельные излучатели (то есть не учитывается взаимовлияние) и используемые затем в расчете с помощью трехмерной программы характеристик всей антенной решетки, как правило, не дают нужных характеристик ДН и согласования (коэффициента отражения от антенны). Подобная ситуация проявилась и в нашем расчете, и это потребовало дополнительных оптимизирующих расчетов, шаги которых складываются в определенную методику, приводящую к положительным результатам, кратко она изложена в четвертом этапе.

Четвертый этап

Окончательный синтез характеристик антенны. Имея характеристики антенны первого приближения с проводимостями излучающих щелей, не учитывающими их взаимовлияние, нами было проведено затем циклическое уточнение проводимостей излучающих щелей. При

этом схема замещения для вычисления проводимостей учитывала взаимовлияние нескольких щелей сначала в отдельной средней линейке, а затем и во всей антенне как первого, так и последующих приближений. В конечном итоге нами были получены требуемые характеристики антенны для диаграммы направленности (рис. 2) и для согласования по подаваемой на антенну мощности. Расчет по трехмерной электродинамической программе позволил учитывать все реальные элементы антенны (резонаторы с излучателями, делитель мощности и подводящие элементы от входного волновода с подаваемой мощностью).

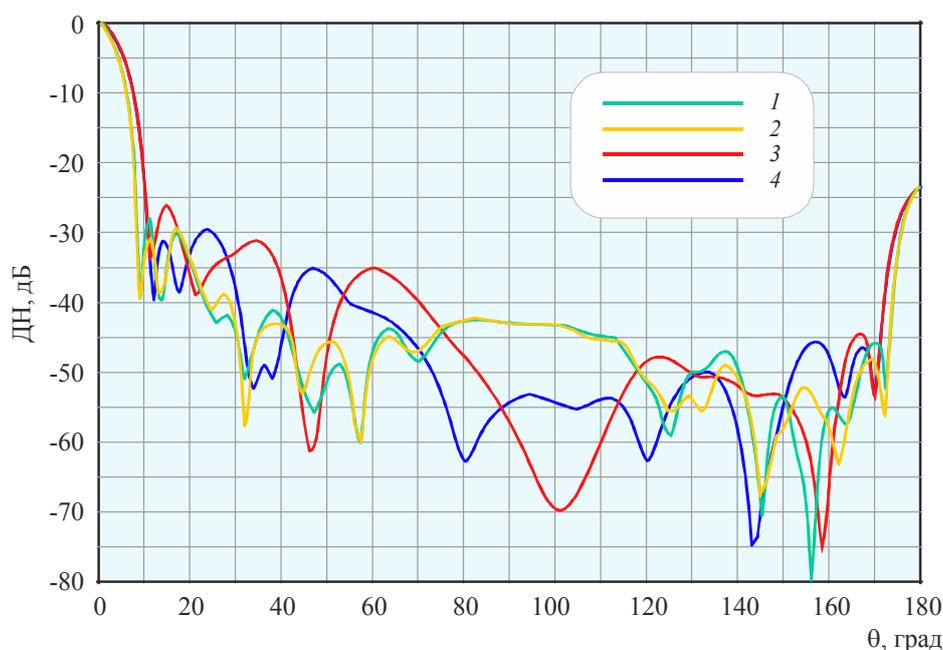


Рис. 2. Диаграмма направленности, рассчитанная для ВЦРА, изображенной на рис. 1, на центральной частоте рабочего диапазона:

- 1 – ДН в плоскости YOZ , $\varphi = 90$ град; 2 – ДН в плоскости YOZ , $\varphi = 270$ град;
3 – ДН в плоскости XOZ , $\varphi = 0$; 4 – ДН в плоскости YOZ , $\varphi = 180$ град

В итоге получены следующие расчетные характеристики антенны в рабочей полосе частот:

Ширина диаграммы направленности в плоскостях E и H по уровню -3 дБ..	не менее 6 и 8 град
Уровни боковых лепестков в H/E -плоскости.....	не более -24/-27 дБ
Коэффициент усиления.....	не менее 26,8 дБ
КСВН.....	не более 1,5

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведено численное проектирование малоэлементной ВЦРА СВЧ-диапазона. Исследовано влияние изменения линейных размеров всех щелей на основные характеристики: ДН, усиление, согласование (КСВН). При уменьшении и увеличении линейных размеров на величину, равную производственному допуску, полученные характеристики не выходят за рамки технического задания и имеют запас на возможные потери при изготовлении. Спроектированная антенна не требует экспериментальных доводок.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Иванов, М. А.** Разработка волноводно-щелевых резонансных антенн (ВЩРА) / М. А. Иванов, В. П. Коновалов, В. В. Ряполов, Т. А. Хавкина // Доклады XVII научно-технической конференции. – Жуковский: ГП НИИ приборостроения им. В.В. Тихомирова. – 2002. – С. 299 – 301.
2. **Иванов, М. А.** Характеристики устройства связи взаимно перпендикулярных волноводов через наклонную несмещенную резонансную щель / М. А. Иванов, Т. А. Хавкина // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1985. – Вып. 4 (376). – С. 60 – 61.
3. **Иванов, М. А.** Расчет волноводно-щелевых антенн / М. А. Иванов, Т. А. Хавкина // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1986. – Вып. 7(391). – С. 51 – 53.

Статья поступила 22 июня 2015 г.

УДК 621.396.96

РАДАРЫ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ ЖИВЫХ ЛЮДЕЙ ЗА СТЕНАМИ

А. С. Бажанов, И. Н. Дутышев В. И. Скопин

ФГУП СКБ ИРЭ РАН, г. Фрязино

А. И. Захаров

ФирЭ РАН, г. Фрязино

Приведены результаты разработки в СКБ ИРЭ РАН радара для обнаружения живых людей за стенами.

КС: радар, обнаружение, живой человек, стена

1. ВВЕДЕНИЕ

Актуальность обнаружения людей за оптически непрозрачными преградами, в частности за стенами, очевидна. Она диктуется задачами, встающими перед МЧС, МВД и другими силовыми структурами при возникновении стихийных бедствий, при горно-спасательных работах, при спасении людей в горящих зданиях, при решении задач по охране помещений, при проведении антитеррористических операций.

2. КРАТКИЙ ОБЗОР ЗАРУБЕЖНЫХ АНАЛОГОВ И ОТЕЧЕСТВЕННЫХ РАБОТ

Зарубежными аналогами радара для обнаружения людей за преградами являются серийно выпускаемые радары Prism 200 (Англия), MIR (США), Xaver™ 800 (Израиль), TWS (Канада), Radar Score (США) и другие.

В России серийные радары для обнаружения людей за преградами не выпускаются. Работы по обнаружению людей за преградами ведутся на ряде предприятий и фирм, таких, как СКБ Института радиотехники и электроники РАН (Фрязино), Московский авиационный институт, Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана, Научно-техническое предприятие "Тензор" (Нижний Новгород), ООО "Магнитометрическая лаборатория" (Москва), ОАО "Научно-производственное объединение "Транском" (Москва), Научно-производственное объединение "Созвездие" (Воронеж).

Радиолокации биологических объектов (биорадиолокации) посвящена вышедшая в издательстве МГТУ книга "Биорадиолокация", в которой приведены характеристики радаров и физические основы процесса биорадиолокации [1].

Технические параметры радаров представлены в таблице.

Характеристика	Radar Vision	Prism 200	Xaver 800	Данник 5	Данник 5М
Дальность обнаружения, м	До 9	До 20	До 20	До 20	До 20
Угол обзора, град:					
по азимуту	60	120	60	120	60
по вертикали	45	90	30	90	30
Разрешающая способность:					
по дальности, м,	0,3	0,3	0,3м	0,3	0,3
по азимуту, град	15	15	15	15	–
Габаритные размеры радара, см	56×37×14	30×45×21	84×84×20	60×40×20	18×18×16
Масса, кг	4,5	5,4	14,5	5,0	1,5

Внешний вид радаров приведен на рис 1.

Принцип работы радиолокатора состоит в излучении передающей активной фазированной антенной решеткой (АФАР) короткого радиоимпульса в заданный участок пространства и приеме отраженного от объектов сигнала приемной АФАР. Принятый сигнал усиливается и детектируется, преобразуется в цифровую форму, усредняется во времени, вычисляется его спектр. После анализа спектра на дисплей выводится метка, соответствующая наличию на данном участке пространства движущегося объекта. Структурная схема радиолокатора изображена на рис. 2.

Радиолокатор состоит из приемной и передающей АФАР, сумматора и разветвителя, модуля приемника ПРУ5, модуля передатчика ПУ5, синтезатора частоты, дисплея и пульта управления.

Основное внимание было уделено формированию сигналов несущей частоты и частоты опорного канала фазового детектора, частоты повторения и длительности модулирующего импульса, регулируемого времени задержки стробирующих импульсов стробоскопического преобразователя. Фазовые нестабильности этих сигналов увеличивают коэффициент шума приемника на доплеровских частотах и снижают потенциал радиолокатора. Поэтому все эти сигналы формируются из сигнала кварцевого генератора 16 МГц и связаны с ним по фазе. Сигнал с кварцевого генератора поступает на делитель на 4 частоты и определяет частоту следования модулирующих и стробирующих импульсов. Сигнал с кварцевого генератора поступает также на синтезатор частоты, в котором формируется несущая частота 3,5 ГГц. Этот

сигнал усиливается и поступает на модулятор. Модулятор состоит из ключей и драйвера, формирующего из сигнала частоты 4 МГц импульсы, управляющие ключами. На выходе модулятора формируется радиоимпульс длительностью 2 нс с фронтами меньше 0,2...0,3 нс. Этот сигнал поступает на разветвитель, с выхода которого подается на 4 модуля передающих АФАР. В модулях устанавливаются амплитуды и фазы сигналов, поступающих на антенны АФАР, обеспечивающие диаграмму направленности излучения АФАР в заданном секторе обзора. Перестройка фаз и амплитуд обеспечивается контроллерами АФАР, управляемыми микропроцессором МП 1 модуля ПУ5. Диаграмма направленности АФАР перестраивается по 6 направлениям.



Рис. 1. Внешний вид радаров

Сигнал принимается антеннами приемной АФАР. Диаграмма направленности приемной АФАР формируется и переключается аналогично передающей АФАР. Сигнал с выходов модулей приемных АФАР суммируется в сумматоре и поступает на модуль приемника ПРУ5, где усиливается, а затем поступает на квадратурный фазовый детектор модуля процессора. В качестве опорного сигнала используется усиленный сигнал синтезатора частоты.

С выходов "sin" и "cos" фазового детектора сигналы поступают на входы устройств выборки-хранения (УВХ), которые представляют собой ключ, подключающий выход фазового детектора на короткое время (2 нс) через резистор к накопительному конденсатору, входящему в состав УВХ. Ключ управляется импульсом, синхронным по времени с зондирующим импульсом, но с задержкой по времени, соответствующей установленному процессором элементу дальности на величину $N \times 1$ нс (что соответствует дальности $N \times 0,15$ м). На каждом элементе дальности УВХ срабатывает 16 раз. Все расстояние разбито на 65 элементов дальности, что соответствует максимальному расстоянию 9,75 м. Последовательность из 65 пачек по 16 импульсов,

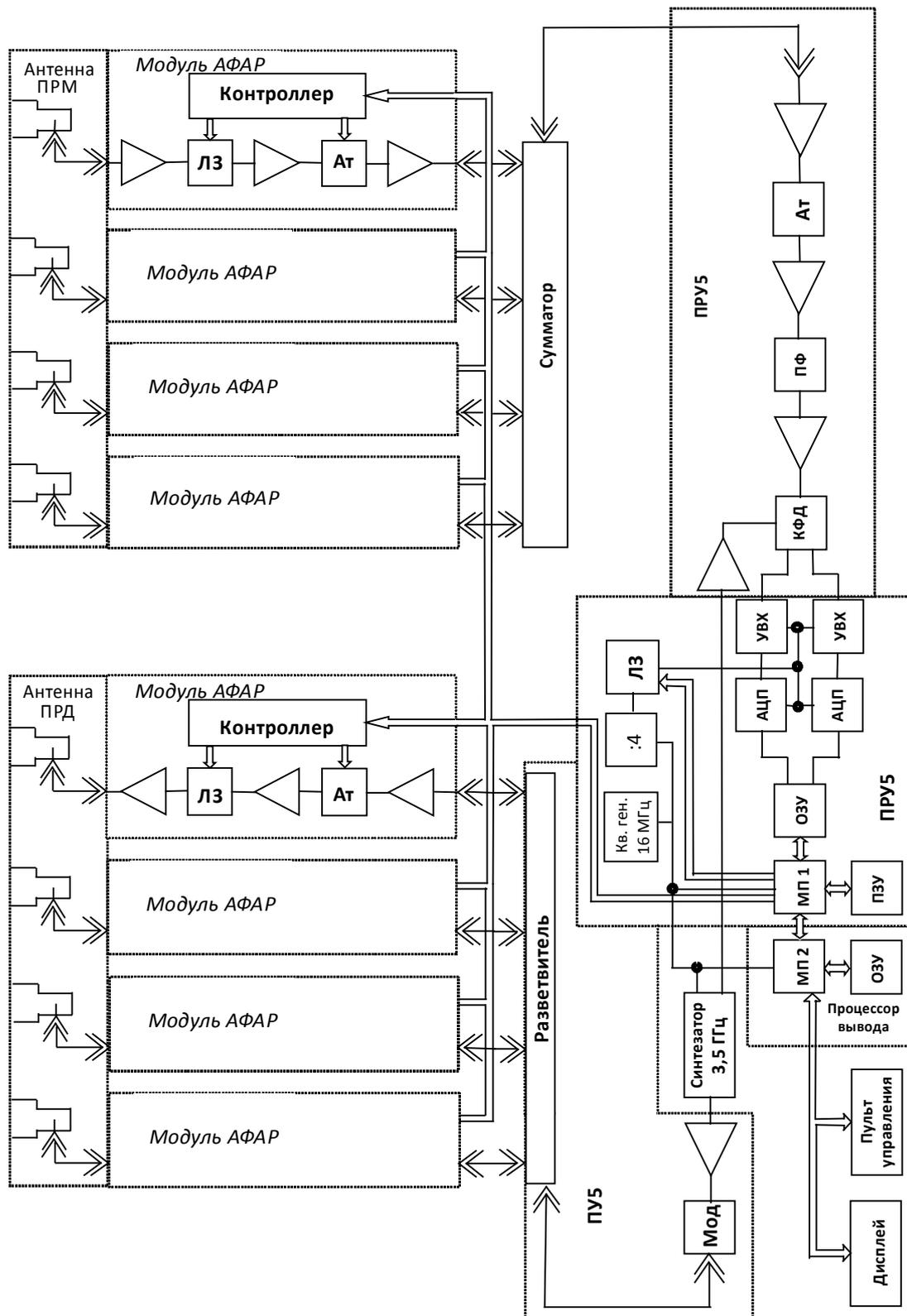


Рис. 2. Структурная схема радиолокатора

поступающих с УВХ, попадает на фильтр низких частот, с частотой среза 250 кГц, представляющий собой RC-цепочку. Конденсатор C заряжается до величины, пропорциональной средней амплитуде импульсов из пачки в 16 импульсов, т. е. до средней величины отклика напряжения сигнала с данного элемента дальности. Постоянная времени цепочки RC выбрана таким образом, что конденсатор запоминает напряжение сигнала за 4 нс, т. е. за шестнадцать зондирований. Время срабатывания ключа определяется задержкой импульса управления ключом, которая устанавливается линией задержки, управляемой от процессора. Процессор формирует сигнал, позволяющий установить 65 значений времени задержки с дискретом в 1 нс. Таким образом, на выходе УВХ формируется сигнал, представляющий собой последовательность 65 значений напряжения, каждое из которых является результатом накопления сигналов, отраженных от объектов за 16 зондирований, расположенных на расстоянии, соответствующем задержке импульса управления ключом УВХ: от 0,15 см до 9,9 м. Кроме того, начальное время задержки может сдвигаться от 0 до 65 нс с помощью второй линии задержки, включенной последовательно с первой, что соответствует положению прибора относительно стены, за которой находится объект. Расстояние прибора до стены может устанавливаться в пределах от 0 до 10 м.

Каждое из 65 значений напряжения преобразуется в цифровую форму с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП), формируется массив из 65 данных. Это повторяется 16 раз. При этом в каждой из 65 ячеек хранения массива данных процессора формируется значение, соответствующее сумме 16 отсчетов АЦП (производится еще один цикл накопления из 16 цифровых данных по каждому элементу дальности). Сформированный из 65 данных новый массив передается в память второго процессора ПРУ5. Одновременно с передачей данных диаграмма направленности модулей АФАР ПРМ и ПРД переключается на следующее направление, и начинается сбор данных по второму направлению, соответствующему второму сектору обзора. После сбора данных по второму сектору данные передаются в память второго процессора, начинается сбор данных по третьему сектору, и так продолжается до сбора данных по всем шести секторам.

Второй процессор, получив данные по 65 сканированиям всех 6 секторов, начинает обработку сигналов, полученных в течение времени $T_{дв}$: $T_{дв} = T \cdot N_1 \cdot N_{АЦП} \cdot N_2 \cdot N_{сект} \cdot N_{ан} = 1,59744$ с, где $T = 250$ нс – период повторения импульсов зондирования; $N_1 = 16$ – количество накоплений на УВХ; $N_{АЦП} = 16$ – количество накоплений АЦП; $N_2 = 65$ – число элементов дальности; $N_{сект} = 6$ – число секторов обзора; $N_{ан} = 64$ – число повторений сканирования всех 6 секторов для последующего анализа.

После 64 сканирований секторов второй процессор для каждого элемента дальности производит вычисление спектра изменения данных элемента во времени по программе быстрого преобразования Фурье (БПФ). Далее процессор выделяет составляющие спектра, лежащие в диапазоне 2...30 Гц, что соответствует скоростям изменения сигнала, отраженного от объектов в данном элементе дальности, от 0,3 до 5 км/ч. Затем процессор сравнивает абсолютные значения спектральных составляющих обработанных сигналов, поступающих из обоих (синусный и косинусный) каналов, выбирает то, что больше, и сравнивает это значение с установленным порогом. Если амплитуда большего абсолютного значения спектральной составляющей превышает установленную пороговую величину, то в данном элементе дальности и данном секторе обзора выделяется движущийся объект. Эти данные передаются в процессор встроенного дисплея. Данные отображаются на его экране в градациях зеленого цвета: от

бледно-зеленого до темно-зеленого (4 градации), в соответствующем секторе, на соответствующем расстоянии. 64 сканирования секторов повторяются 8 раз. При этом анализируются данные, полученные за время $T_d \approx 1,6 \cdot 8 = 12,8$ с, и производится повторный спектральный анализ в диапазоне частот от 0,1 до 2 Гц, что соответствует частоте дыхания человека. Определяется превышение порога спектральными составляющими, и при его наличии отображается отметка желтым цветом на экране дисплея о присутствии дышащего человека в данном секторе, на данном расстоянии. Отображение движущихся объектов обновляется на экране каждые 1,6 с, отображение дышащего человека – 13 с. Схематично алгоритм обработки изображен на рис. 3.

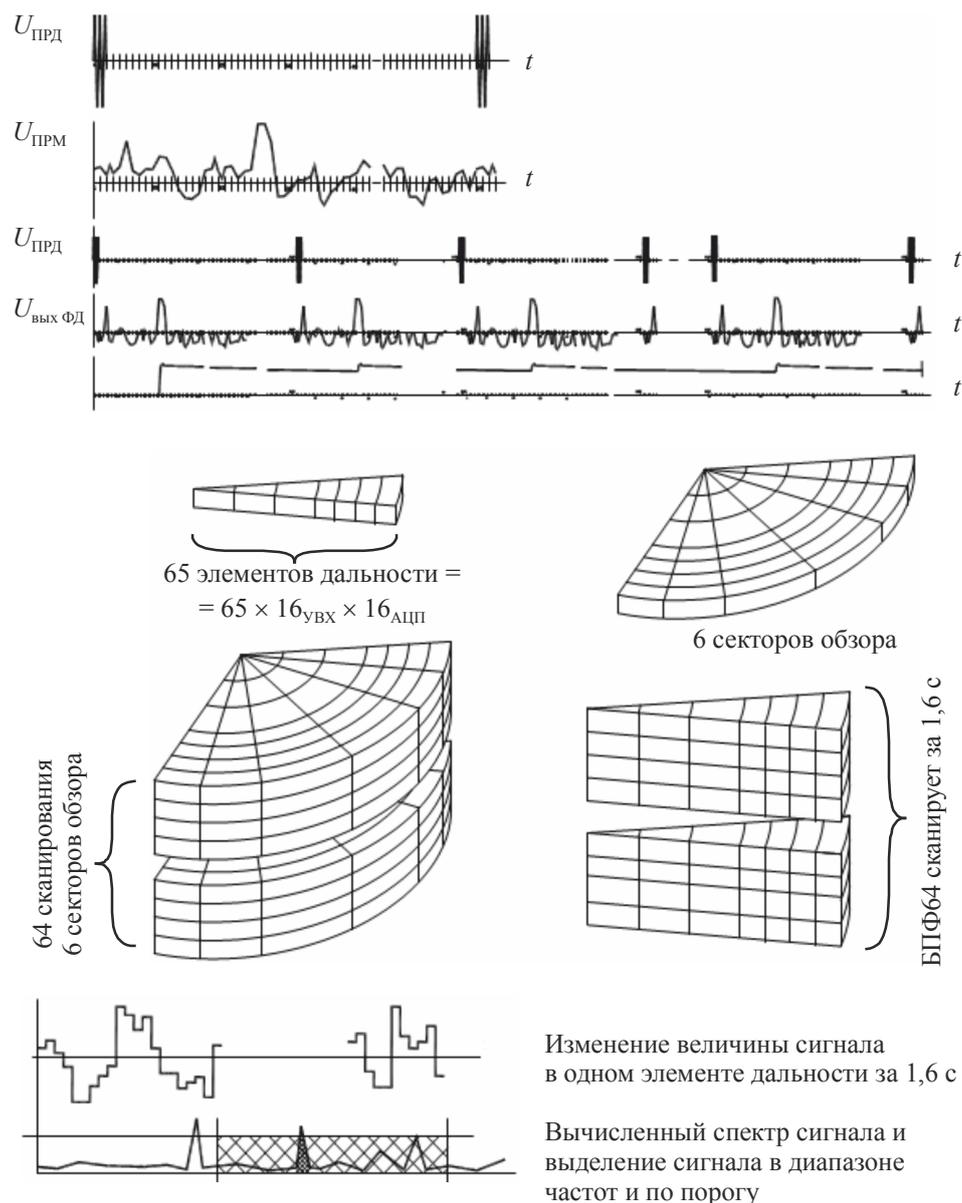


Рис. 3. Схематичное изображение алгоритма обработки

Изображение обнаруженных объектов на экране встроенного дисплея приведено на рис. 4.

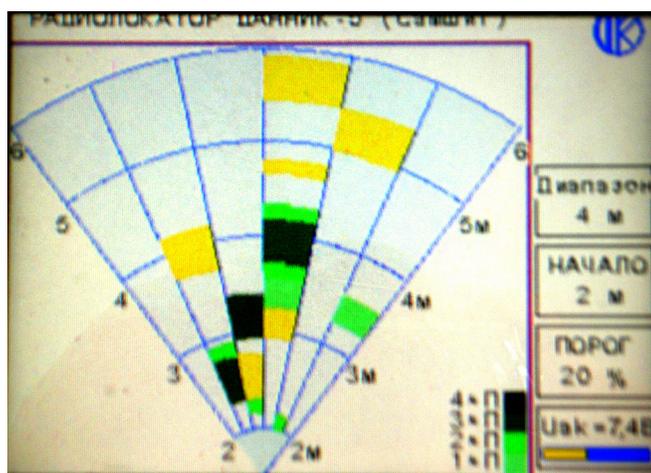


Рис. 4. Изображение обнаруженных объектов на экране встроенного дисплея

В качестве выносного дисплея, который был введен в состав радара по требованиям заказчика, используется портативный компьютер. Данные с радара поступают на компьютер по USB интерфейсу с помощью кабеля длиной до 10 м, что позволяет контролировать обстановку из укрытия.

Алгоритм обработки данных в выносном компьютере отличается от алгоритма в основном блоке радара. В основе алгоритма лежит спектральный анализ для выявления движущихся целей. При его реализации анализируется распределение энергии сигнала по всему диапазону доплеровских частот ± 20 Гц, за исключением нулевой частоты. Максимум отраженного сигнала в спектре определяет величину доплеровского сдвига частоты сигнала и номер информационного канала. По номеру информационного канала можно определить номер сектора и дальность до цели.

Изображение обнаруженных объектов на экране выносного дисплея приведено на рис. 5.

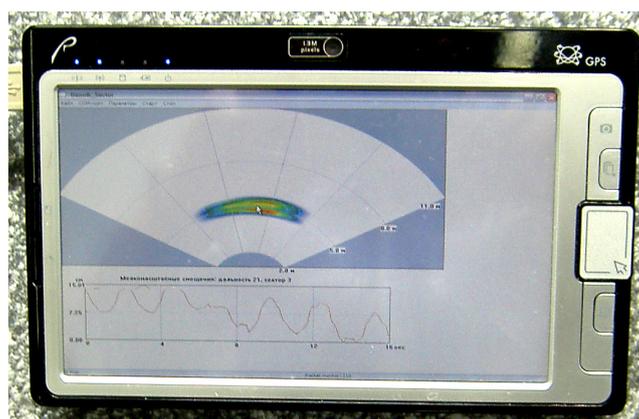


Рис. 5. Изображение обнаруженных объектов на экране выносного дисплея

Выносной дисплей позволяет контролировать амплитуду и характер перемещений во времени в выбранной точке контролируемого пространства.

Для проверки эффективности функционирования этого радара был проведен ряд экспериментов по радиолокации различных целей, расположенных в помещении за кирпичной стеной. Список измерений включал работу с имитатором движущейся цели с амплитудой колебаний 3,5 см на интервале 1,5 с, расположенной на разных дальностях и в разных секторах, а также съемку человека. Реализованы эксперименты с участием одного и двух перемещающихся человек, проверена возможность обнаружения неподвижно сидящего человека. Практически во всех случаях все цели надежно обнаруживались. Пример изображения движущейся цели в координатах сектор – дальность изображен на рис. 6.

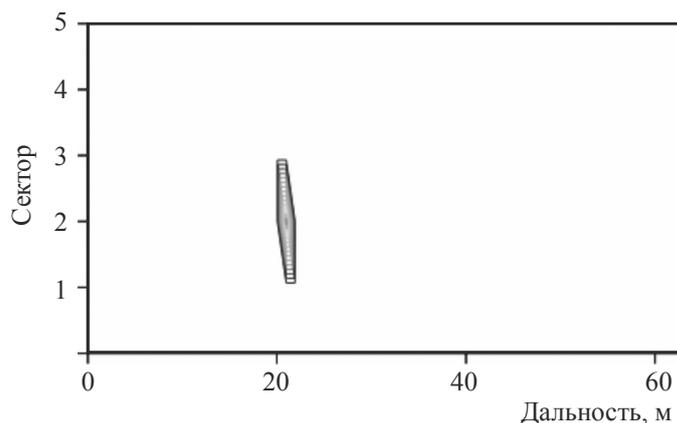
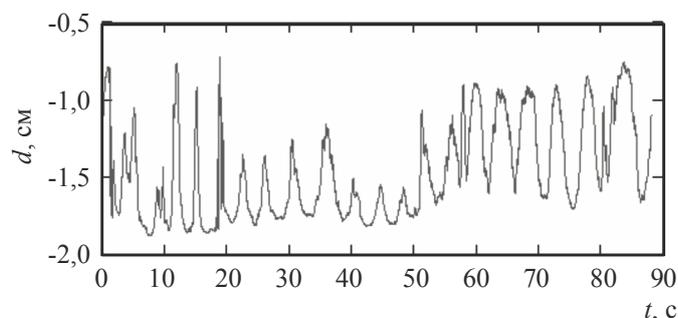


Рис. 6. Пример изображения движущейся цели в координатах сектор – дальность

Наиболее интересным и неожиданным результатом было обнаружение возможности контроля мелкомасштабных перемещений отражающего объекта с амплитудой, существенно меньшей разрешающей способности радара по дальности.

Материалом для измерения мелкомасштабных перемещений объекта является информация о фазе отраженного сигнала. Выяснилось, что у данного радара отношение сигнал/шум столь высоко, что точность измерения вариаций дальности на основе измерений фазы сигнала лучше 1 мм. Благодаря этому, с помощью такого измерения дальности можно наблюдать смещение положения грудной клетки неподвижно сидящего человека при его дыхании. Известно, что человек дышит с частотой 0,3...0,16 Гц, цикл вдох-выдох занимает 3...6 с, при этом вдох занимает 1/3...1/4 периода. При дыхании грудная клетка обычно перемещается в пределах 1...2 см. На рис. 7...9 приведены графики изменения радиального расстояния до тела сидящего человека в случае спокойного размеренного дыхания, учащенного дыхания и при задержке дыхания. Измеренные параметры дыхания укладываются в интервал типовых значений.

Рис. 7. Радиальное перемещение отражающей области при нормальном дыхании



На рис. 7 видно перемещение с амплитудой около 1 см и периодом повторения 4 с отражающего участка тела спокойно дышащего экспериментатора в течение 90 с.

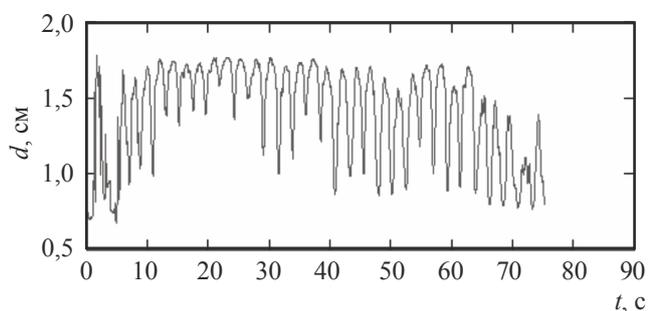


Рис. 8. Радиальное перемещение отражающей области при учащенном дыхании

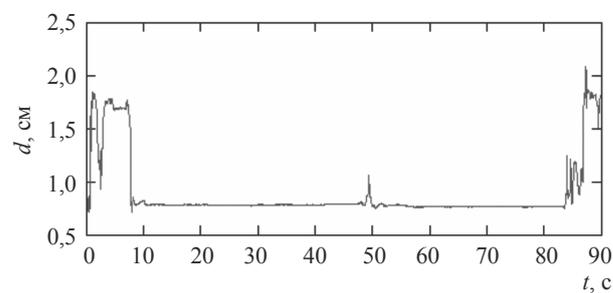


Рис. 9. Радиальное перемещение отражающей области при задержке дыхания

Как видно из рис. 8, при учащенном дыхании экспериментатора период дыхания составляет 2,5 с, амплитуда перемещения отражающего участка – 0,5...1 см.

На последнем графике (см. рис. 9), где человек задерживает дыхание на интервале времени с 10-й по 85 с, видно перемещение отражающей области в сторону радара (вдох) на 1 см в начале сеанса. Затем положение отражающей области фиксируется и остается без изменения в пределах 1 мм вплоть до 85-й с. Небольшая флуктуация дальности амплитудой 3 мм в середине интервала могла быть вызвана произвольным шевелением экспериментатора.

3. ВЫВОДЫ

1. Разработанный радар и результаты его испытаний позволяют использовать его для решения задач МЧС, МВД, пожарных служб и других силовых ведомств при спасении людей и для предупреждения противоправных действий.

2. Усовершенствование радиолокатора возможно в следующих направлениях:

- совершенствование программного обеспечения с целью повышения вероятности обнаружения людей, снижения ложных откликов;
- совершенствование антенной системы с целью уменьшения восприимчивости к движущимся сбоку и сзади радара объектам;
- улучшение дизайна радара.

3. Нарботки, полученные в результате работы над радиолокатором, могут быть использованы при создании радиолокаторов подповерхностного зондирования с повышенными характеристиками.

литература

1. Биорадиолокация. – М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2010.

Статья поступила 1 июля 2015 г.

УДК 621.396.96

СИСТЕМА РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ДИАГНОСТИКИ

А. С. Бажанов

ФГУП СКБ ИРЭ РАН, г. Фрязино

С. С. Некрасов

Филиал ОАО "НПО "Сатурн" "НТЦ им. А. Люльки", г. Москва

В. И. Матвеев

НИИИИИ МНПО "Спектр", г. Москва

В. И. Москаль

Компания "БиоВек", г. Москва

Приведены результаты разработки в СКБ ИРЭ РАН бесконтактного, дистанционного радиолокационного датчика вибрации для использования в системе радиолокационной диагностики ГТД и летательных аппаратов.

КС: вибрация, радиолокационная диагностика, дистанционный датчик, ГТД, летательный аппарат

1. ВВЕДЕНИЕ

Состояние любого двигателя, в котором есть вращающиеся элементы, без его демонтажа и разборки может определяться только по величине его вибрации. Кроме того, объективное заключение о пригодности вновь изготовленного двигателя к эксплуатации на конкретном объекте может быть сделано только по результатам измерений его вибрации. Особенно это относится к авиационным двигателям, основной парк которых представлен газотурбинными двигателями (ГТД) (рис. 1).

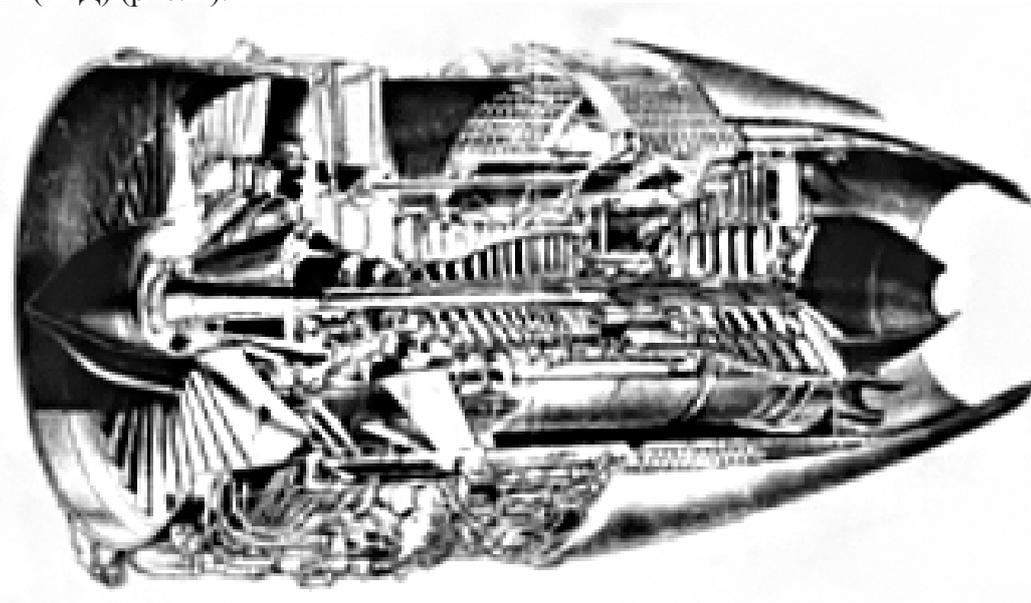


Рис.1. Газотурбинный двигатель

Методы и средства оценки технического состояния двигателей в процессе их работы предусматривают 3 основных направления анализа вибрации в интересах [1, 2]:

- 1) контроля параметров вибрации;
- 2) мониторинга технического состояния и прогнозирования;
- 3) диагностирования с идентификацией места, вида и величины дефекта конкретного узла и детали двигателя.

Контроль (измерение) параметров вибрации обеспечивает высокую оперативность оценки технического состояния двигателя, определение величины отклонений параметров в пределах допустимых значений и выявление ориентировочного места возможных дефектов.

Мониторинг предусматривает периодический контроль в целях получения информации о тенденциях значений параметров вибраций во времени. Это позволяет делать прогноз исправной работы двигателя.

Вибродиагностика обеспечивает перевод показателей вибрации в конкретные дефекты составных элементов двигателя с определением характеристик этих дефектов. При этом должно использоваться множество данных о конструкции двигателя, а также о системах и агрегатах, входящих в его состав. Это накладывает ограничения на реализацию вибродиагностики в полевых условиях из-за отсутствия указанных выше достоверных данных, проблем с реализацией программного обеспечения, а также низкой оперативности определения дефекта и его характеристик.

Вибродиагностика, как правило, используется на предприятиях, которые изготавливают и ремонтируют двигатели, а также в научно-исследовательских и конструкторских центрах. Кроме того, для проведения вибродиагностики необходимо сложное программно-аппаратурное обеспечение и специально подготовленные высококвалифицированные специалисты. Для двигателей, находящихся в эксплуатации, вибродиагностика проводится на основе оперативного контроля параметров вибрации, в процессе которого определяется необходимость более детального анализа, возможного ремонта или перевода авиационных ГТД в категорию наземного использования.

В этой связи постоянный оперативный контроль параметров вибрации имеет исключительное значение для обеспечения безопасности полета и обоснованного продления моторесурса ГТД. Внедрение оперативного контроля вибрации дает возможность для перехода на обслуживание двигателей по их фактическому техническому состоянию, что значительно снижает экономические и технические затраты на эксплуатацию и ремонт ГТД.

До настоящего времени основными методами контроля вибрации остаются контактные способы, предусматривающие установку специальных датчиков на различных участках поверхности ГТД. Наиболее широкое применение получили акселерометры, измеряющие параметры виброскорости. Контактный метод имеет низкую оперативность и связан с трудоемким процессом установки датчиков и съема информации. По этим причинам в полевых условиях метод имеет ограниченное применение.

В данном докладе приведены результаты работы по применению разработанного бесконтактного, дистанционного радиолокационного датчика вибрации для использования в системе радиолокационной диагностики ГТД и летательных аппаратов.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Основными параметрами вибрации, как известно, являются: вибросмещение s , виброскорость v , виброускорение a .

Вибрация составных элементов ГТД происходит на различных частотах в диапазоне от единиц до нескольких сотен герц.

Для оперативной оценки состояния авиационных ГТД ГОСТ России № 26382 – 84 определяет: источники возбуждения вибрации; предельно допустимые уровни вибрации; общие требования к контролю вибрации.

В соответствии с этим ГОСТом, если один из измеренных параметров вибрации превышает допустимое значение, то ГТД должен пройти в специализированной организации либо вибродиагностику, либо может быть переведен в категорию наземного использования (в соответствии с ГОСТ Р 52526 – 2006). К числу основных источников возбуждения вибрации двигателя относятся неуравновешенность и несоосность роторов двигателя, биения подшипников на цапфах роторов, колебательные процессы в проточной части двигателя, массовая неуравновешенность вращающихся элементов в агрегатах, вибрация лопаток турбин и др.

Допустимый уровень вибрации двигателя в местах крепления агрегатов установлен в диапазоне частот вибрации от 5 до 2000 Гц. На установившихся режимах максимальная амплитуда величин вибрации нового и прошедшего капитальный ремонт двигателя не должна превышать значений, указанных в табл. 1.

Таблица 1

Диапазон частот f вибрации двигателя, Гц	Допустимая амплитуда		
	виброперемещения, м	виброскорости, м/с	виброускорения, м/с ²
От 20 до 57	$7,162 \cdot 10^{-3} \cdot 1/f$	$45 \cdot 10^{-3}$	$0,283 \cdot f$
От 57 до 85	$0,4053 \cdot 1/f^2$	$2,546 \cdot 1/f$	16
От 85 до 637	$4,775 \cdot 10^{-3} \cdot 1/f$	$30 \cdot 10^{-3}$	$0,188 \cdot f$
От 637 до 2000	$3,04 \cdot 1/f^2$	$19,1 \cdot 1/f$	120

На ФГУП СКБ ИРЭ РАН была проведена работа по созданию системы радиолокационной диагностики (рис. 2) с участием сотрудников филиала ОАО "НПО "Сатурн" "НТЦ им. А. Льюльки", НИИИИ МНПО "Спектр" и Компании "БиоВек".



Рис. 2. Система радиолокационной диагностики

Радиолокационный датчик обеспечивает облучение радиосигналом поверхности объекта диагностики, прием отраженного сигнала, усиление, фильтрацию от помех, преобразование его в цифровую форму и формирование файла данных для передачи его по интерфейсу в блок обработки данных. В блоке обработки данных определяется спектр отраженного сигнала. В соответствии с полученным спектром в блоке выделения диагностических признаков формируется пакет данных, которые сравниваются в блоке сравнения и принятия решения с данными, поступающими из базы диагностических признаков. На основе сравнения выносятся решение о наличии дефектов в конкретных узлах и их допустимых величинах.

3. РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ ДАТЧИК

Для определения вибраций в основу построения радиолокационного датчика был взят метод определения вибросмещений по фазе отраженного сигнала, который поясняется рис. 3.



Рис. 3. Определение вибросмещений по фазе отраженного сигнала

Разность фаз $\Delta\varphi$ сигналов излученной и отраженной волн зависит от длины λ сигнала и связана с расстоянием X до поверхности объекта соотношением: $\Delta\varphi = 4\pi X / \lambda$. Таким образом, при разработке радиолокационного датчика должны быть приняты следующие требования: высокая частота сигнала (малая длина волны) для обеспечения высокой чувствительности по изменению расстояния и возможности облучения малой площади на поверхности объекта; наличие в составе датчика квадратурного фазового детектора.

Разработанный датчик собран по схеме, изображенной на рис. 4.

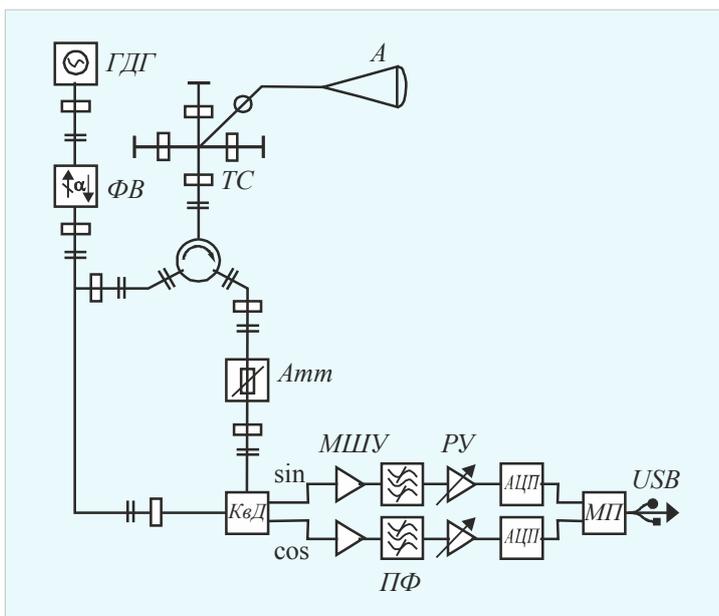


Рис. 4. Схема радиолокационного датчика

Радиолокационный датчик состоит из генератора на диоде Ганна ГДГ с частотой сигнала 37 ГГц. Через развязывающий вентиль ФВ часть сигнала поступает на циркулятор, вторая часть используется как опорный сигнал для квадратурного детектора КвД. Со второго выхода циркулятора сигнал поступает на турникетное соединение ТС, которое преобразует линейную поляризацию в круговую. С выхода ТС сигнал поступает на рупорно-линзовую антенну А и излучается в сторону объекта. Отраженный сигнал, фаза которого промодулирована за счет вибрации поверхности, принимается той же антенной и через ТС и циркулятор поступает для регулировки уровня принятого сигнала на переменный аттенюатор Атт. С выхода Атт сигнал поступает на КвД, на выходах которого формируются напряжения, пропорциональные амплитуде отраженного от объекта сигнала и синусу или косинусу разности фаз между излученным и принятым сигналом – $P_{отр} \sin \Delta\phi$ и $P_{отр} \cos \Delta\phi$. Эти сигналы усиливаются двухканальным малошумящим усилителем МШУ, проходят через полосовые фильтры ПФ для улучшения помехозащищенности, усиливаются в усилителях с регулируемым коэффициентом усиления РУ и поступают на аналого-цифровые преобразователи АЦП для преобразования их в цифровую форму. Преобразованные сигналы обрабатываются по заданному алгоритму в микропроцессоре МП, определяется их спектр. Временной график сигнала и его спектр выводятся по интерфейсу на компьютер типа Notebook. Внешний вид изготовленного датчика изображен на рис. 5.

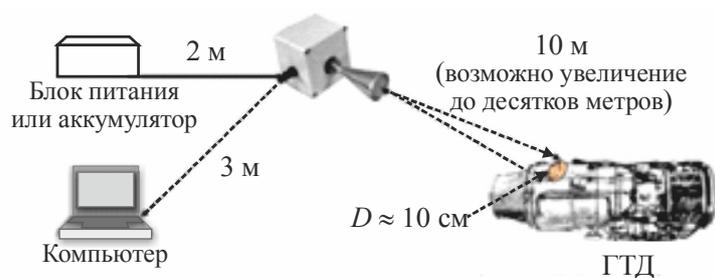


Рис. 5. Внешний вид датчика при эксплуатации

Параметры радиолокационного датчика приведены в табл. 2 и 3.

Таблица 2

Параметр	Значение
Разрешающая способность по виброперемещению, мкм	0,1
Частотный диапазон измерения вибраций, Гц	0 – 25000
Рабочая частота зондирования, ГГц	37
Выходная мощность зондирования, мВт	≤ 10
Интерфейсы цифровые	USB
Допустимый диапазон расстояний до объекта, м	1,25 – 10
Диаметр пятна засветки, м	0,12 – 0,4
Напряжение питания	220 В, 50 Гц или 12 В
Потребляемая мощность, Вт, не более	15
Габаритные размеры, мм	110 × 60 × 50
Масса, г, не более	800

Таблица 3

Диапазон контролируемых частот, Гц	Измеряемый параметр	Диапазон измерений параметров
10 – 100	Вибросмещение, м	$1/f^2$
	Виброскорость, м/с	$6/f^2$
	Виброускорение, м/с ²	$36/f$
100 – 1000	Вибросмещение, м	$10^{-2} \cdot 1/f^2$
	Виброскорость, м/с	$6 \cdot 10^{-2} \cdot 1/f$
	Виброускорение, м/с ²	$3,6 \cdot 10^{-1}$
1000 – 10000	Вибросмещение, м	10^{-8}
	Виброскорость, м/с	$6 \cdot 10^{-5}$
	Виброускорение, м/с ²	$3,6 \cdot 10^{-1}$
–	Число оборотов, об/мин	600 – 60000

Радиолокационный датчик прошел апробацию на компрессорах и турбинах авиационных двигателей Филиала ОАО "НПО "Сатурн" НТЦ им. А. Льюльки, чебоксарской газокompрессорной станции и авиамоторного предприятия г. Шеньян (КНР).

На рис. 6 и 7 приведены результаты испытания датчика.

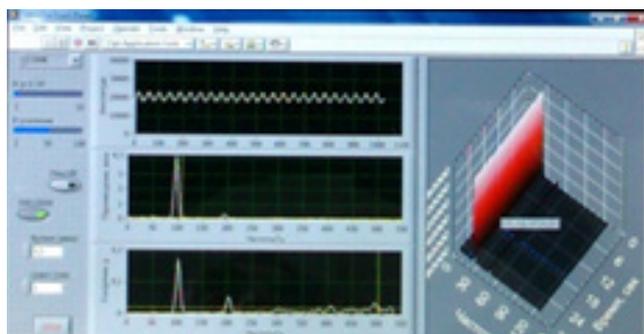


Рис. 6. Временной график и спектр сигнала, полученные при испытаниях датчика

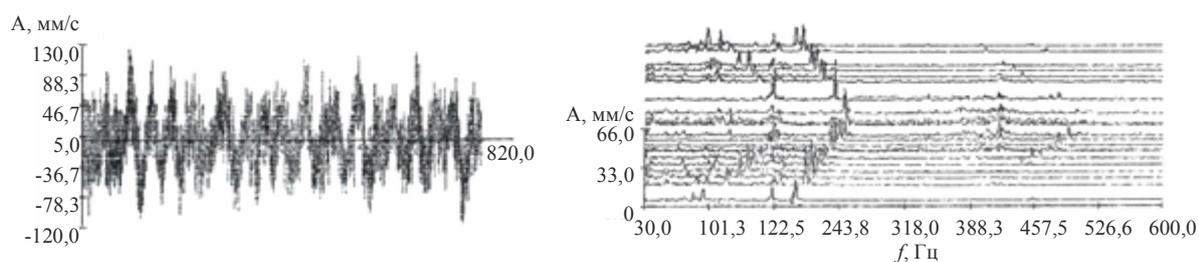


Рис. 7. Временной график и спектр сигнала, полученные при увеличении и уменьшении частоты вращения газотурбинного двигателя

В процессе работы рассматривался вариант использования короткоимпульсного амплитудно-модулированного сигнала и фазированной антенной решетки для получения двумерного изображения вибропортрета исследуемых объектов, типа самолета, работающего на малом газу перед взлетом.

4. РАЗРАБОТКА БАЗЫ ДИАГНОСТИЧЕСКИХ ПРИЗНАКОВ ДЕФЕКТОВ

В Филиале "НТЦ им. А. Люльки" ОАО "НПО "Сатурн" была проведена работа по созданию базы диагностических признаков дефектов деталей и узлов газотурбинного двигателя.

Вибрация, обусловленная неуравновешенностью роторов, практически всегда имеет в качестве одной из составляющих первую роторную гармонику, частота которой равна частоте вращения ротора.

Вибрация, обусловленная дефектами подшипников скольжения, может иметь протяженный спектр с гармониками, кратными частоте вращения ротора.

Дефекты подшипников качения, редукторов имеют протяженные спектры с гармониками, некратными частоте вращения ротора. Резонансные частоты этих элементов равны произведению числа оборотов двигателя на число зубьев, число вращающихся элементов подшипника.

Другим источником вибрации являются аэродинамические факторы. Основные источники этой вибрации: вентилятор, компрессор, турбина. Из-за разброса размеров различных лопаток одной ступени силы, действующие на них, оказываются различными. При этом величина резонансной частоты равна произведению частоты вращения ротора на число лопаток.

При анализе спектра вибросигнала определяют пик спектра на частоте вращения вала (1X); это – "первая гармоника частоты вращения вала. При анализе спектров вибрации двигателя с несколькими валами определяются пики на каждой частоте вращения валов (рис. 8, а).

Если амплитуда пиков на частоте вращения 1X доминирует над остальными, то можно предположить, что ее рост связан с дисбалансом консольного ротора (если проявляется в осевом направлении), несоосностью валов (если проявляется в осевом направлении), изгибом вала (если проявляется в радиальном направлении), эксцентриситетом ротора (если проявляется в радиальном направлении), гибким или ослабленным основанием (если проявляется в горизонтальном направлении), а также, возможно, с резонансом (как правило, в одном направлении – горизонтальном или вертикальном).

Если наблюдаются в спектре гармоники, кратные частоте вращения машины 2X, 3X, и 4X, то это может быть связано с несоосностью валов (или перекосом подшипника).

Наличие в спектре вибрации дополнительных гармоник можно связать с износом узла или детали, а если еще наблюдается поднятие уровня шумов, то это связано с ослаблением этих деталей.

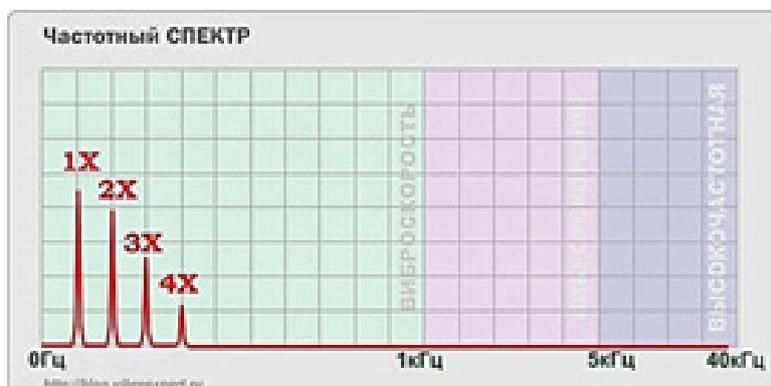
Анализируя спектр вибросигнала, определяют пики, кратные скорости вращения (например, 6X, 15X, 48X скорости вращения), пики, которые не являются синхронными, пики, которые являются субгармониками (т. е. менее 1X, но кратные ей, например: (1/2)X, (1/3)X, и т. д.) и которые субнесинхронные (т. е. менее 1X, но числитель не кратен целому числу, например: 0,48X, 0,76X и т. д.).

Синхронные пики (рис. 8, б). Обычно вибрация связана с вращающимися деталями, может быть вызвана дефектами, связанными с потоком жидкости, воздуха (гармоники, кратные количеству лопаток насоса, лопастей вентилятора, лопаток компрессора и т. д.), дефектами механических передач (пик на частоте зубчатого зацепления).

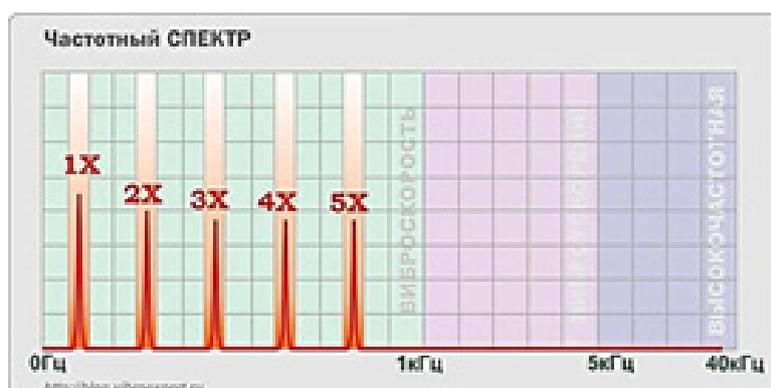
Субсинхронные и субнесинхронные (рис. 8, в). Обычно наблюдаются при турбулентности (широкий пик), повреждении обоймы подшипника качения, "масляном Вихре" в подшипнике скольжения или вибрациях, передающихся от другого двигателя.

Несинхронные (рис. 8, з). Подозрение на повреждение подшипника качения (ожидается подшипниковая частота и боковые полосы с частотой 1X) или внешнего источника вибрации. Также может быть связано с другими сочетаниями частот.

Гармоники и боковые полосы (рис. 8, д). Наличие обоих типов пиков амплитуд – это ключ к определенному типу повреждения.



а)

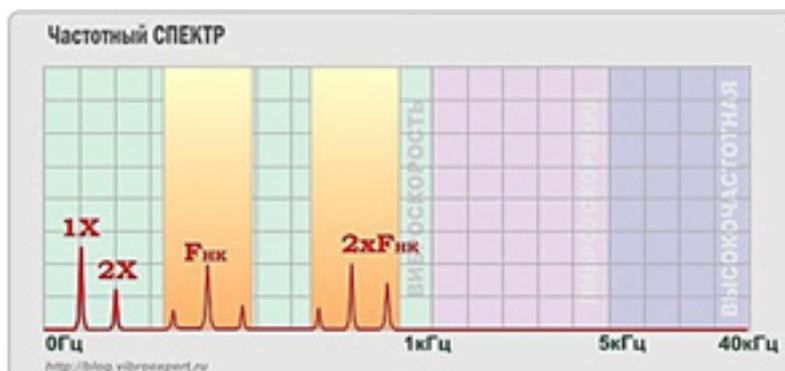


б)

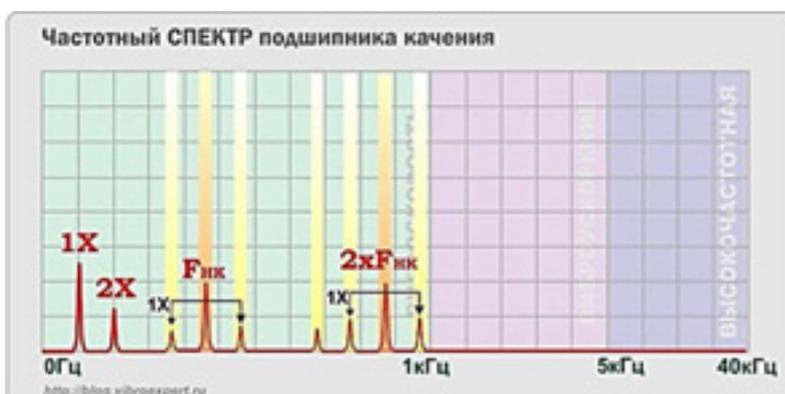


в)

Рис. 8. Частотные спектры (см. также с. 70)



з)



д)

Рис. 8. Частотные спектры (окончание)

Если амплитуда гармоник с ростом номера уменьшается, то наблюдается "нелинейная" вибрация; уровень боковых полос неодинаков, это может быть связано с ограничением вращения (задевания).

Сильно выраженные гармоники. Наблюдаются повреждения вследствие ударных воздействий (повреждение подшипников, повреждение зубчатых передач и т. д.).

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Структура системы радиолокационной диагностики, радиолокационный датчик вибраций, проведенный анализ спектра вибраций при различных дефектах одного из газотурбинных двигателей позволяют сделать вывод о возможности реализации оперативного контроля состояния двигателя. Что послужит обеспечению безопасности полета, обоснованному продлению моторесурса, переходу на обслуживание двигателей по их фактическому техническому состоянию и значительно снизит экономические и технические затраты на эксплуатацию и ремонт.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Викторов, В. А.** Радиоволновые измерения параметров технологических процессов / В. А. Викторов, Б. В. Лункин, А. С. Совлуков. – М.: Энергоатомиздат, 1989.
2. **Матвеев, В. И.** Радиоволновой контроль: учебн. пособие / Матвеев В.И.; под общ. ред. В. В. Клюева. – М.: Издательский дом "Спектр", 2011.

Статья поступила 1 июля 2015 г.

УДК 621.396.67

ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИЙ МОДУЛЬ АФАР 2-см ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

Т. И. Шалин, Ю. А. Федонин

АО "НПП "Исток" им. Шокина", г. Фрязино

Представлены первые результаты разработки гибридно-интегрального модуля двух частотных литер, предназначенного для активной ФАР, который выполнен на базе монолитных интегральных схем и многослойных керамических плат низкотемпературного отжига. Рабочий диапазон частот модулей: литера 1 – 2,5 см, литера 2 – 1,5 см. Представлены структурная схема, основные параметры, описания конструкции и технологического маршрута изготовления, а также прогноз направлений совершенствования.

КС: приемопередающий модуль, активная фазированная антенная решетка, СВЧ

Наиболее динамичное развитие СВЧ-электроники в последние годы идет в области систем с активными фазированными антенными решётками (АФАР), отличающихся от систем с ФАР [1] прежде всего быстродействием и возможностями работы одновременно по многим целям и перестройки режимов. Это стало реальностью после появления и освоения промышленного выпуска унифицированных широкополосных монолитных интегральных схем (МИС) широкого применения: маломощных и мощных усилителей, переключателей, переключаемых фазовращателей и аттенуаторов, защитных устройств. Модули, предназначенные для активных ФАР 3-см диапазона длин волн, выпускаются серийно. Для увеличения разрешающей способности АФАР необходимы модули более высокого, 2-см диапазона длин волн. Далее представлены первые полученные результаты разработки.

Структурная схема разработанных приемопередающих модулей диапазонов частот 2,5 см и 1,5 см представлена на рис. 1. Переключатель 1×2 осуществляет включение передающего (ПРД) или приемного (ПРМ) каналов. В состав канала ПРД входят: согласующие усилители и усилители мощности, 6-разрядный фазовращатель и ферритовый циркулятор для развязки выхода канала ПРД и входа канала ПРМ. В состав канала ПРМ входят: пассивное защитное устройство, маломощный и согласующие усилители, 5-разрядный аттенуатор, 6-разрядный фазовращатель. Также в составе модуля имеются драйверы цифрового управления фазовращателями, аттенуатором и переключателем.

Конструктивно модуль представляет собой комплект герметичных многослойных керамических плат, ферритового циркулятора и поликорковых плат для передачи СВЧ-сигнала и напряжений питания, смонтированных на едином основании (рис. 2). В основной многослойной керамической плате, самой большой по габаритам, в верхнем слое смонтированы МИС, выполняющие диаграммообразующую роль, а также МИС драйверов.

В следующих, унифицированных корпусах размером $10 \times 4,5$ мм, выполненных по технологии многослойных плат ЛТСС, размещены три усилителя: МШУ, ПУМ-1 и ПУМ-2. В МШУ помимо МИС маломощного усилителя входит МИС защитного устройства с максимальной допустимой входной мощностью 5 Вт. ПУМ-1 состоит из МИС каскадов предварительного усиления канала ПРД и имеет 2 литеры с выходной мощностью не менее 25 и 50 мВт соответ-

ственно. ПУМ-2 состоит из МИС каскадов предварительного усиления канала ПРД с выходной мощностью не менее 200 мВт. Использование платы позволило контролировать электрические параметры МИС и в случае необходимости производить подстройку. В металлокерамических корпусах, обеспечивающих необходимый теплоотвод, выполнены выходные каскады передающего канала, обеспечивающие выходную мощность на уровне 5 Вт в литере 1 и 0,3 Вт в литере 2. Большинство использованных МИС разработаны и изготовлены в АО "НПП "Исток" им. Шокина". Выходные каскады передающего канала выполнены на бескорпусных GaAs-транзисторах также производства НПП "Исток". СВЧ-сигналы подаются через микрополосковые входы/выходы. Напряжения управления и слаботоочного питания подаются на контактные площадки керамической крышки основной многослойной платы.

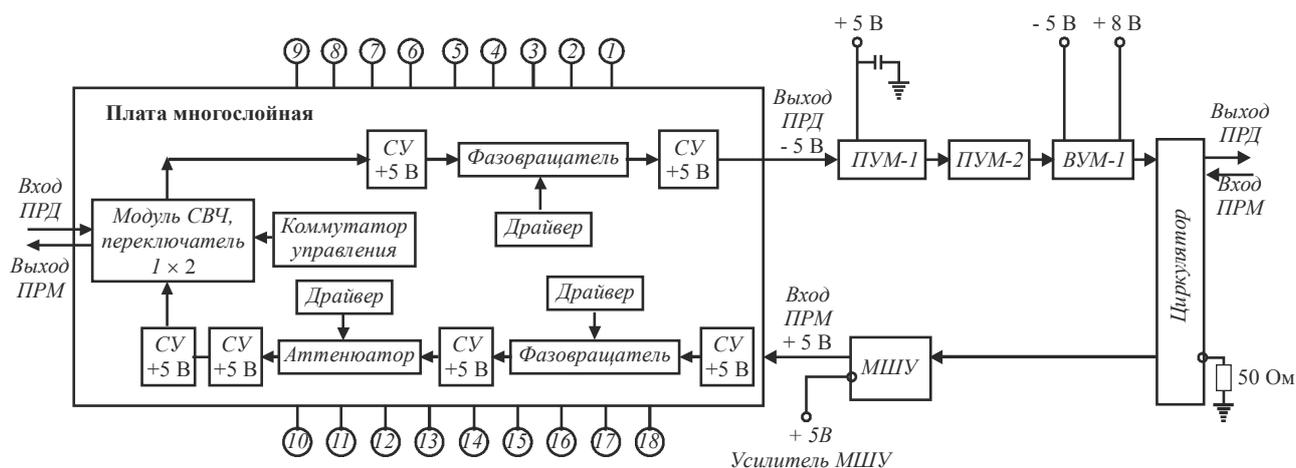


Рис. 1. Структурная схема разработанных приемопередающих модулей диапазонов частот 2,5 и 1,5 см



Рис. 2. Приемопередающий модуль АФАР 2-см диапазона

Ширина модуля, предназначенного для АФАР, определяется рабочей длиной волны. Для разработанного модуля ширина была выбрана 11 мм для литеры 1 и 9,8 мм для литеры 2. В связи с ограничением по ширине, разработанные модули отличаются существенно более плотным расположением компонентов, чем в модулях 3-см диапазона длин волн. И это усложняло задачу обеспечения стабильности параметров модулей.

Для многослойных керамических плат модуля использована технология низкотемпературного отжига (ЛТСС). В качестве подложек для линий передачи используется поликор.

Последовательность технологических операций изготовления модуля следующая: пайка плат линий СВЧ и питания на общее основание; приклеивание корпусированных узлов, причем основная многослойная плата клеится в открытом состоянии; разварка перемычек; настройка параметров модуля; технологические испытания; герметизация основной многослойной платы.

В таблице представлены основные параметры двух частотных литер модуля. Отечественные аналоги модуля нам неизвестны.

Параметр	Литера 1 (2,5 см)		Литера 2 (1,5 см)	
	Приемный канал	Передающий канал	Приемный канал	Передающий канал
Коэффициент шума, дБ	3,5	–	3,5	–
Коэффициент усиления, дБ	25	30	25	30
Выходная мощность (импульсная), Вт	–	5	–	0,3
Количество разрядов аттенуаторов	5	–	5	–
Количество разрядов фазовращателей	6	6	6	6
Габаритные размеры, мм	11×91,8×5,5		9,8×79,8×5,5	

В настоящее время с учетом полученного опыта ведется разработка конструкции модуля, в котором 100 % компонентной базы будет отечественного производства.

Дальнейшее совершенствование аналогичных модулей может идти в направлении использования мощных GaN-транзисторов и МИС для усилителей мощности, многофункциональных МИС в диаграммообразующих цепях и прижимных контактов для СВЧ и низкочастотных цепей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сколник, М. И. Справочник по радиолокации. Т. 1 / Под ред. М. И. Сколника; пер. с англ. В. С. Вербы. – М.: Техносфера, 2014.

Статья поступила 30 июня 2015 г.

УДК 621.318.1.002:621.385.6

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ПОЛИКРИСТАЛЛИЧЕСКИХ ФЕРРИТОВ ДЛЯ СВЧ-ПРИБОРОВ

А. Г. Налогин, И. С. Кузнецов, Р. Н. Попов

АО "НПП "Исток" им. Шокина", г. Фрязино

Рассмотрены вопросы совершенствования технологии изготовления поликристаллических ферритов для СВЧ-приборов, влияния одностороннего и двустороннего прессования ферритовых заготовок на плотность и ее однородность по объему заготовок. Представлена оригинальная конструкция пресс-формы для двустороннего прессования при пониженном давлении воздуха.

КС: чистота обработки, плотность, неоднородность, одностороннее и двустороннее прессование

Ферритовые подложки в микрополосковых приборах используются в качестве среды для распространения СВЧ-энергии и как элемент конструкции, на котором размещается топология прибора.

При изготовлении СВЧ-приборов большое значение имеет однородность по плотности ферритовой подложки. Ферритовая подложка является активной средой, взаимодействующей с СВЧ электромагнитной волной, а также одним из факторов, определяющих диапазон частот прибора. Высокая плотность материала подложки обеспечивает четкость границ топологии прибора и шероховатость поверхности 0,04 мкм. При изготовлении микрополосковых ферритовых приборов шероховатость поверхности подложек играет значительную роль, так как с увеличением неоднородности поверхности увеличиваются потери передачи энергии [1]. Неоднородность плотности материала подложки ведет к изменению магнитной и диэлектрической проницаемости, топологии прибора, что отражается при настройке прибора на рабочий диапазон частот.

Основные требования, предъявляемые к ферритам для СВЧ-приборов, – это высокая плотность и ее однородность по всему объему заготовки. Важной задачей также является обеспечение возможности более однородной деформации материала при прессовании. Неоднородная деформация различных областей заготовки при прессовании ведет к разбросу свойств ферритов и накоплению остаточных напряжений, а в ряде случаев и к появлению расслоя.

В настоящее время прессование ферритовых порошков осуществляется в стальных пресс-формах одностороннего прессования и имеет ряд недостатков, связанных с конструкцией пресс-формы:

- заготовка имеет неоднородную деформацию и, как следствие, неоднородную плотность;
- заготовка имеет более низкую плотность, чем при использовании пресс-формы двустороннего прессования, а использование более высокого давления ведет к появлению в заготовке расслоя;
- исполнение пресс-формы требует жесткого крепления на рабочем основании пресса;

– большая длительность технологического процесса из-за извлечения заготовки и, как следствие, низкая трудоемкость.

С целью увеличения плотности ферритов и упрощения процесса прессования разработана функциональная и структурная схема прессования. При этом разработана и изготовлена оригинальная конструкция пресс-формы [2] для двустороннего прессования при пониженном давлении воздуха.

Пресс-форма двустороннего прессования обладает эффектом изостатического прессования и имеет систему откачки воздуха (рис. 1).

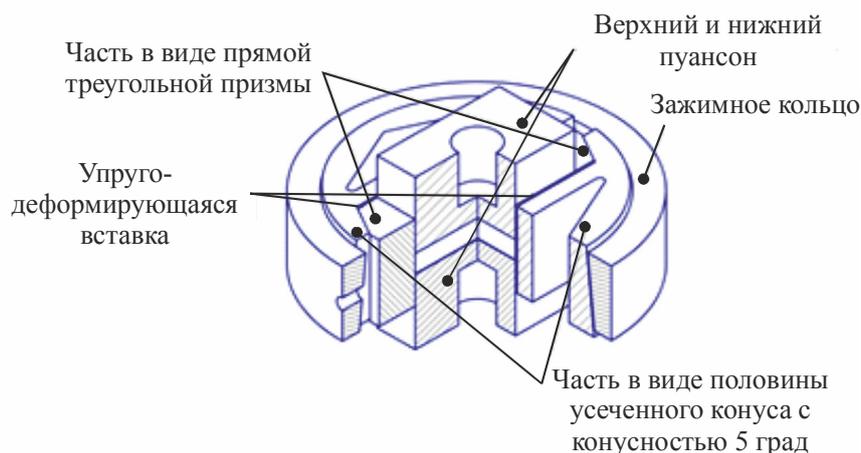


Рис. 1. Пресс-форма двустороннего прессования

Конструкция пресс-формы состоит из двух пуансонов и матрицы. Матрица состоит из двух частей в виде прямой треугольной призмы, двух частей в виде половины полого усеченного конуса с конусностью 5 град по внешней стороне и двух упругодеформирующихся вставок.

Матрица с внешней стороны дополнительно снабжена зажимным кольцом, внутренняя поверхность которого повторяет внешнюю конфигурацию двух частей в виде половины полого усеченного конуса с конусностью 5 град, обеспечивающим с этими частями надежное крепление, не требующее жесткого крепления на рабочем основании пресса. При этом элементы устройства выполнены из стали У8А (ГОСТ 1345-90). Высоту пуансонов и матрицы определяет тип заданного прессуемого порошкового материала. Упругодеформирующиеся вставки и две части в виде прямой треугольной призмы снабжены с внутренней стороны полиуретаном, чтобы обеспечить подачу давления на пресс-порошок со всех сторон и, как следствие, увеличение однородности по объему всей заготовки.

Конструкция пресс-формы помещается под колпак, который состоит из трех частей: кольца, крышки, которая вставляется внутрь кольца, и уплотнительной вакуумной резины. Вся конструкция присоединяется через вентиль к форвакуумному насосу, где осуществляется откачка всей конструкции и происходит процесс прессования. Усилие от штока гидравлического пресса к прессуемому порошковому материалу передается через крышку на верхний и нижний пуансоны, а также на упругодеформирующие вставки и две части в виде прямой треугольной призмы. При этом матрица свободно перемещается вертикально вдоль обоих пуансонов, обеспечивая двустороннее прессование. По окончании технологического процесса

прессования порошкового материала происходит напуск воздуха в систему с помощью вентиля, пресс-форма легким постукиванием по зажимному кольцу разбирается, и при этом освобождается запрессованный образец заготовки порошкового материала.

Изготовленные образцы спрессованных заготовок порошковых материалов были исследованы на предмет удельной плотности методом обмера и взвешивания (согласно ГОСТ 15139-69 (СТ СЭВ 891-78)) и методом гидростатического взвешивания (таблица).

№ п/п		Плотность спрессованных заготовок, г/см ³	Плотность спеченных заготовок, г/см ³	Плотность спеченных заготовок от теоретически возможной, %	Время (длительность) прессования, с
Пресс-форма двустороннего прессования при пониженном давлении	1	3,210	5,125	99,129	245
	2	3,215	5,124	99,110	250
	3	3,230	5,14	99,42	243
	4	3,210	5,126	99,15	245
	5	3,217	5,134	99,3	240
Пресс-форма одностороннего прессования	1	3,061	5,05	97,68	610
	2	3,065	5,052	97,72	630
	3	3,069	5,055	97,78	640
	4	3,071	5,051	97,7	620
	5	3,063	5,05	97,68	625

Прессование с использованием данной пресс-формы позволило увеличить плотность ферритовых заготовок на 2 % и уменьшить время прессования в 2,5 раза.

С целью исследования влияния одностороннего и двустороннего прессования на заготовки было произведено исследование пористости спеченных заготовок. Спеченные заготовки, полученные с использованием пресс-формы одностороннего прессования и двустороннего, нарезали на пластины, которые отшлифовали и отполировали до толщины 1 мм. Затем сделали снимки микроструктуры каждой пластины с обеих сторон под микроскопом в нескольких областях – в центре и у краёв. По полученным снимкам в программном обеспечении SIAMS Photolab был произведен анализ пористости пластин в заданных областях (рис. 2) [3].

Анализ пластин на пористость по площади заготовки показывает (рис. 3), что средняя пористость заготовок, полученных при одностороннем прессовании, выше на 0,7 %, чем при двустороннем прессовании, и распределение ее по площади идет в порядке увеличения от краев к центру в обоих случаях.

Анализ пластин на пористость по толщине заготовок показывает (рис. 4), что у заготовок одностороннего прессования пористость выше, чем у двустороннего, и изменение ее происходит от верхнего края к середине заготовки с увеличением, а от середины до нижнего края пористость остается неизменной, в то время как у заготовок двустороннего прессования изменение пористости от верхнего края заготовки к середине происходит с увеличением, а от середины к нижнему краю с уменьшением.

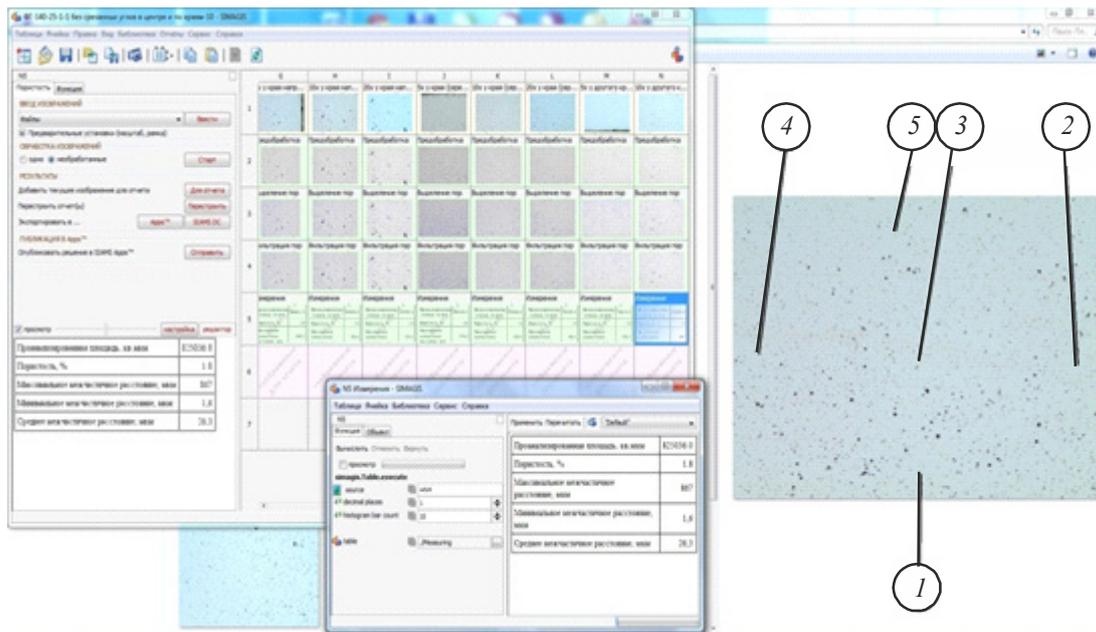


Рис. 2. Анализ пластины в рабочей среде программы SIAMS Photolab

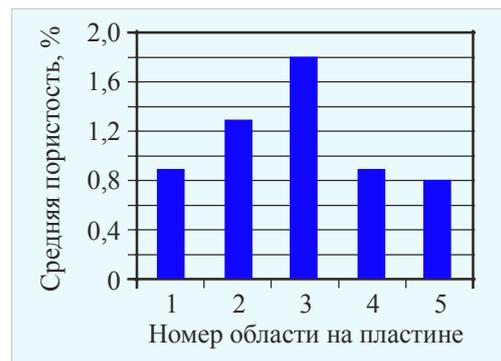
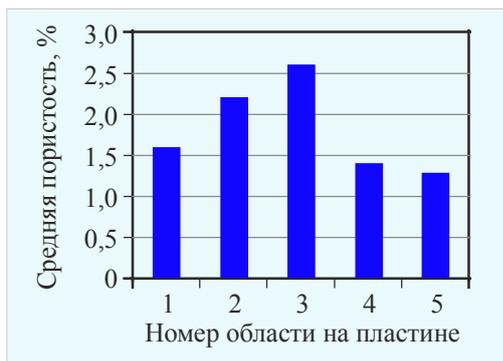


Рис. 3. Анализ пластин на пористость по площади заготовки:
а – при одностороннем прессовании; *б* – при двухстороннем прессовании

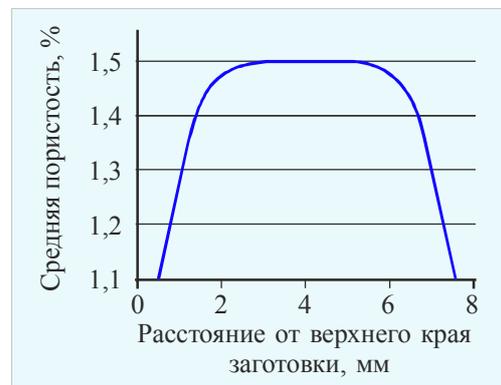
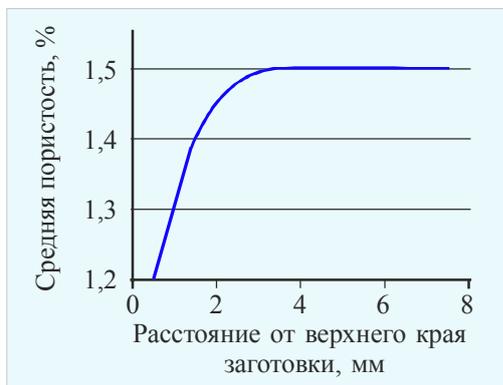


Рис. 4. Анализ пластин на пористость по толщине заготовок:
а – при одностороннем прессовании; *б* – при двухстороннем прессовании

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Заготовки, спрессованные в пресс-форме двустороннего прессования, имеют меньшую пористость в верхней и нижней части, тогда как в заготовках, получаемых в пресс-форме одностороннего прессования, пористость в нижней части была такой же, как и в середине.

Таким образом, данная пресс-форма двустороннего прессования в полной мере обеспечивает повышение качества прессования, упрощение конструкции, снижение длительности и трудоемкости технологического процесса прессования.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Воробьев, Е. А.** Расчет производственных допусков устройств СВЧ / Е. А. Воробьев. – Ленинград: Судостроение, 1980.
2. **Заявка 201510417 РФ.** Устройство для прессования порошковых материалов изделий электронной техники / Н. Д. Урсуляк, А. Г. Налогин, И. С. Кузнецов. – Приоритет 03.03.2015.
3. SIAMS анализатор фрагментов микроструктуры твердых тел: руководство пользователя. – Компания SI-AMS, 2014.

Статья поступила 25 июня 2015 г.

УДК 669.018.95:621.396.67

НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ОБЛЕГЧЕННЫХ ТЕПЛОТВОДЯЩИХ ОСНОВАНИЙ ИЗ КОМПОЗИЦИОННОГО МАТЕРИАЛА SiC–Al ДЛЯ СУБМОДУЛЕЙ АФАР

**А. Н. Пашков, А. П. Терешенок, Е. Д. Курдогло, А. Г. Налогин,
Н. П. Зубков, С. Н. Потапов, И. А. Анисимов, А. С. Калинин**

АО "НПП "Исток" им. Шокина", г. Фрязино

Разработана базовая технология производства теплопроводящих оснований из композиционного материала SiC–Al для субмодулей АФАР.

КС: металломатричный композиционный материал, SiC–Al, теплопроводящее основание, субмодуль АФАР

Одним из основных элементов СВЧ-модулей и унифицированных субмодулей АФАР является теплопроводящее основание, которое на сегодняшний день изготавливается из псевдосплава МД-50. Однако данный материал имеет высокий удельный вес, что является существенным недостатком при использовании в аппаратуре бортового применения. Рассматривается возможность замены материала МД-50 на алюмоматричный композиционный материал (АКМ) SiC–Al, имеющий более чем в 3 раза меньший удельный

вес и удовлетворяющий по эксплуатационным характеристикам требованиям к модулям АФАР (КТЛР, теплопроводность, прочность на изгиб), и последующее производство теплоотводящих оснований.

Задачей представленной работы является разработка базовой технологии создания облегченных теплоотводящих оснований из композиционного материала SiC–Al, с дальнейшим изготовлением опытных образцов и проведением испытаний.

Рассматриваемая система SiC – Al является двухфазной: одна фаза – металлическая матрица из алюминиевого сплава (АК12ч), а вторая – SiC, имеющий преимущественно гексагональную кристаллическую решетку (6Н). В качестве матрицы композита был выбран алюминиевый сплав. Этот сплав имеет высокую теплопроводность (230 Вт/(м·К)), низкую плотность (2,7 г/см³) и недорогой. К его недостаткам необходимо отнести высокий КТЛР – $23 \cdot 10^{-6} \text{ К}^{-1}$. КТЛР алюминиевого сплава должен быть согласован с КТЛР приборов ($(5 \dots 8) \cdot 10^{-6} \text{ К}^{-1}$), фиксируемых на теплоотводящие основания. Поэтому, выбирая наполнитель композита, необходимо было выбрать материал с низким КТЛР. В качестве наполнителя был выбран SiC, КТЛР которого составляет $4 \cdot 10^{-6} \text{ К}^{-1}$, а теплопроводность достигает 400 Вт/(м·К). Выбор в качестве наполнителя SiC с решеткой 6Н обоснован его наибольшей теплопроводностью. При объемной доле SiC в композите 63 % материал согласован с ЛТСС-керамикой по КТЛР и имеет теплопроводность 180 Вт/(м·К), плотность 3,0 г/см³, что в 3,3 раза меньше, чем у сплава медь молибден [1]. Изменяя концентрацию SiC в алюминиевом сплаве, можно получить материал с широким диапазоном эксплуатационных характеристик. Сочетание таких свойств делает материал идеальным для теплоотводящих оснований электронных модулей АФАР, функционирующих при высоких уровнях мощности. Учитывая низкую стоимость исходных компонентов, применение такого композиционного материала эффективно и с экономической точки зрения.

Опыт ведущих фирм в производстве композиционных материалов для электроники (M-Cubed, CPS, Thermal Transfer Composites) [2, 3] показывает, что наиболее экономичный технологический процесс производства теплоотводящих оснований состоит из трех обособленных этапов:

- 1) получение заготовки из порошков карбида кремния (преформы) требуемой пористости для обеспечения объемной доли керамики в составе композиционного материала;
- 2) введение в преформу алюминиевого расплава методом пропитки под высоким давлением;
- 3) механическая обработка полученной заготовки из композиционного материала.

Преформу можно получить различными методами, среди которых наиболее эффективны при массовом производстве следующие: метод прессования порошков с жидким связующим с последующим отжигом, а также вариации шликерного литья под низким давлением с последующим выжиганием шликерной массы, в качестве основы которой могут быть использованы как углеводороды, так и кипящие при низкой температуре полимеры.

Обобщая информацию, полученную при подготовке к проведению работ, был выбран технологический цикл производства теплоотводящих оснований, описанный далее, и разработаны:

- а) технология шликерного литья низкого давления, обеспечивающая получение формованной керамической пористой заготовки из порошка SiC, обладающей открытой пористостью порядка 35...47 об. %, необходимой химической чистотой и механической прочностью, достаточной для проведения операции пропитки жидким сплавом алюминия (рис. 1);

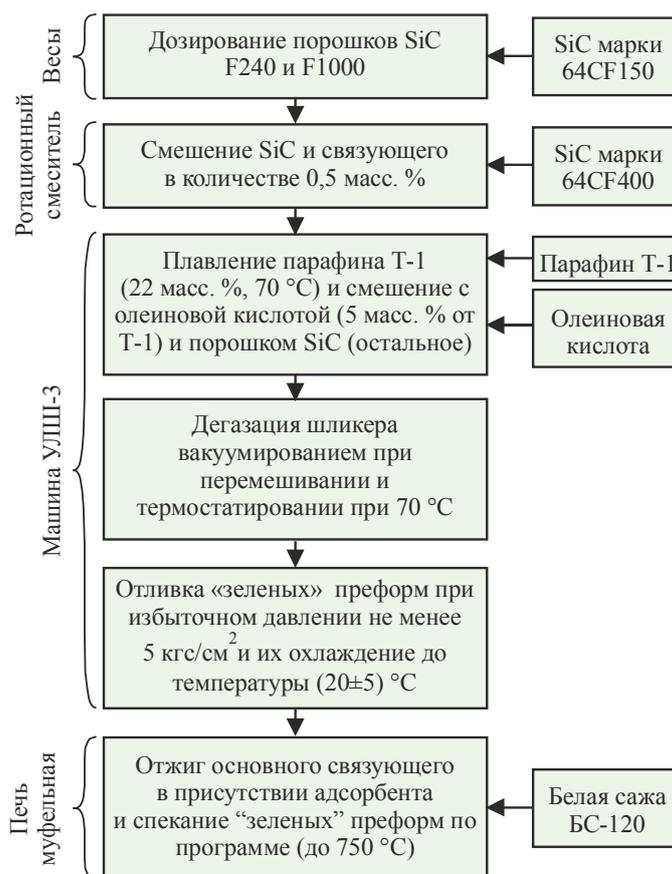


Рис. 1. Схема процесса производства пористых керамических преформ

б) технология пресс-литья – пропитки жидким алюминиевым расплавом под высоким давлением в замкнутых металлических формах, обеспечивающая получение фасонных плоских пластин из материала SiC – Al с размерами, приближенными к заданным. Данная технология была выбрана с учетом необходимости проведения множества экспериментов (оптимизация составов, выбор сырья, связующих, технологических режимов), а также разработки технологии шликерного литья для обеспечения серийного производства пористых преформ. Технология позволяет организовать быстрое проведение серий экспериментов, эмпирический подбор технологических параметров процесса и является достаточно производительной и эффективной для обеспечения выпуска серий изделий количеством 40...80 тыс. шт. в год (рис. 2);

в) технология групповой механической обработки, обеспечивающая достижение необходимых параметров изделия по допускам на размеры и качество поверхности, с использованием абразивного режущего инструмента из поликристаллического алмаза (рис. 3).

Немаловажную роль играют качество и свойства исходных компонентов. Как известно, карбид кремния имеет более 250 кристаллических форм [4], которые можно разделить на три основные сингонии кристаллов: гексагональную, тригональную (α -SiC) и кубическую (β -SiC). Согласно [5], наибольшей теплопроводностью монокристалла обладает гексагональный политип 6H (490 Вт/(м·К)), следом за ним идут политипы 4H (370 Вт/(м·К)) и 3C (360 Вт/(м·К)).

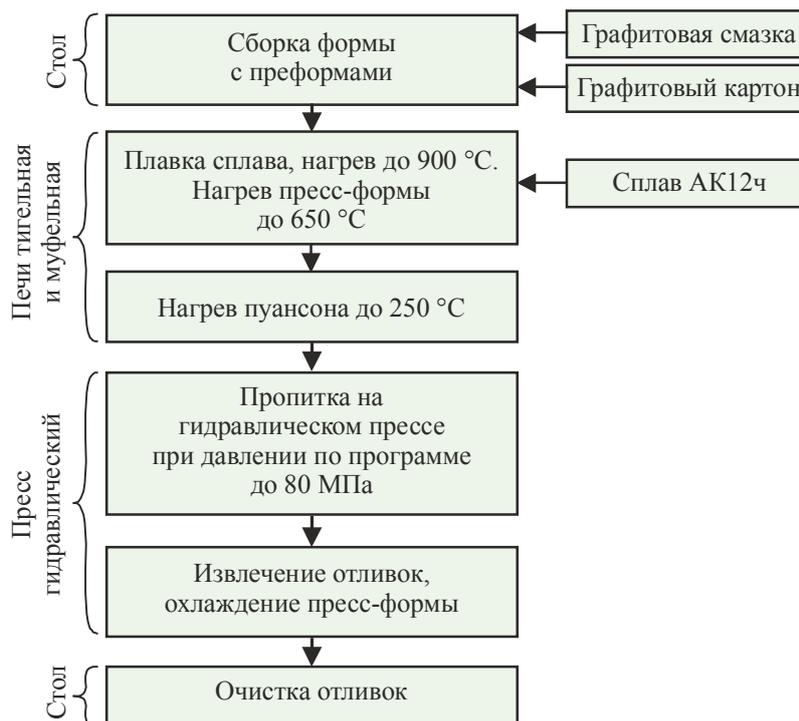


Рис. 2. Схема процесса пропитки пористых керамических форм под высоким давлением

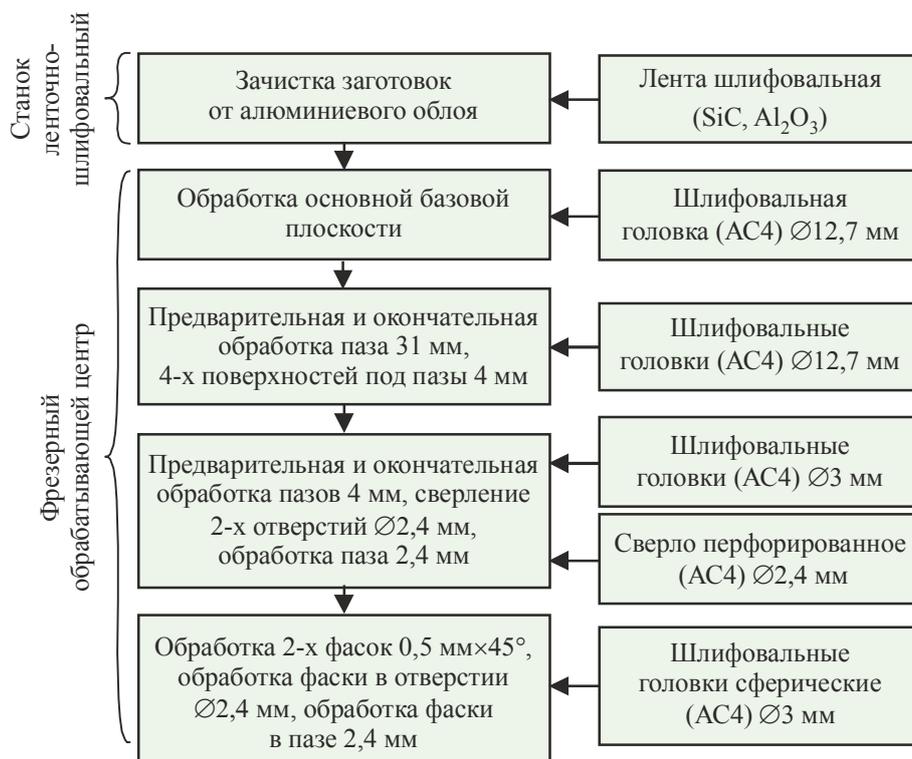


Рис. 3. Схема процесса обработки композиционного материала на основе системы SiC – Al для получения теплоотводящих оснований

Однако в поликристаллических материалах имеются дополнительные источники рассеяния фононов в виде границ между кристаллитами SiC, межфазных границ и пор.

В данной работе были проведены рентгенофазовые исследования порошков карбида кремния зеленого различных производителей: ZHY Foundry, Zhengzhou Onway, Saint-Gobain, Henan Hengxin Products. Рентгенофазовый анализ был поведен на дифрактометре "D2 PHASER". Результаты исследований представлены в табл. 1.

Таблица 1
Результаты рентгенофазового анализа карбида кремния

Производитель	Содержание фазы, %						
	SiC 4H	SiC 6H	SiC 8H	SiC 15R	Si	SiO ₂	C
ВАЗ	5	82	0	12	<1	<1	<1
ZHY Foundry	7	81	0	12	<1	<1	<1
Zhengzhou Onway	3	93	0	5	<1	<1	<1
Saint-Gobain	1,9	92,6	0	5,5	0	0	0
Henan Hengxin Products	2	93	0	5	0	<1	<1

По результатам проведенных исследований можно заключить, что наиболее качественными с точки зрения чистоты карбида кремния и содержания целевой фазы являются порошки компаний Zhengzhou Onway, Saint-Gobain и Henan Hengxin Products. Основным исходным сырьем был выбран карбид кремния зеленый марки 64С абразивного завода (ВАЗ), так как это единственный производитель карбида кремния в России.

При получении композитных материалов с матричными алюминиевыми сплавами и наполнителем – карбидом кремния существует риск химического взаимодействия между SiC и Al-расплавом. Химическое взаимодействие в системе Al(и его сплавы) – SiC сопровождается образованием фазы Al₄C₃ и носит необратимый характер в результате возможного торможения или полного подавления перитектической реакции L+Al₄C₃→(Al) + SiC при неравновесной кристаллизации. Для полного подавления взаимодействия с образованием фазы Al₄C₃ в композитных материалах на основе сплавов системы Al – Si температура расплава при получении должна быть не выше 700 °С, а время контакта SiC с матричным расплавом составлять: при содержании в матричном сплаве Si до 7 % – не более 30 мин; при содержании в матричном сплаве Si от 7 до 12 % может быть длительным [6 – 8].

Для оценки и выбора марки матричного сплава были использованы алюминиевые сплавы системы Al – Si с различным содержанием Si, а также технически чистый алюминий различной чистоты. Химический состав и температура плавления выбранных сплавов представлены в табл. 2.

Таблица 2
Химический состав, %, и температура плавления алюминиевых сплавов

Марка сплава	T _{плав} , °С	Fe	Si	Mn	Cr	Ti	Al	Cu	Mg	Zn	Примеси
АД33	652	До 0,7	0,4 – 0,8	До 0,15	0,04 – 0,35	До 0,15	96 – 98,61	0,15 – 0,4	0,8 – 1,2	До 0,25	Всего 0,15

Марка сплава	$T_{\text{плав}}, ^\circ\text{C}$	Fe	Si	Mn	Cr	Ti	Al	Cu	Mg	Zn	Примеси
A85	660	До 0,08	До 0,06	До 0,02	–	До 0,008	99,85 min	До 0,01	До 0,02	До 0,02	Всего 0,02
AK12ч	577	До 0,5	10 – 13	До 0,4	–	До 0,13	85,81 – 90	До 0,02	–	До 0,06	–
AD-0	658,7	До 0,4	До 0,25	До 0,05	–	До 0,05	99,5 min	До 0,05	До 0,05	До 0,07	Всего 0,03
A356.2	593	До 0,12	6,5 – 7,5	До 0,05	–	До 0,2	Ост.	До 0,1	0,3 – 1,45	До 0,05	–

Помимо снижения риска образования карбидов алюминия, добавки Si также снижают температуру плавления сплава и увеличивают его текучесть (повышаются литейные свойства), которая будет максимальной при эвтектическом сплаве (12,4 % Si). Все вышеперечисленное является положительными факторами при разработке технологии, так как позволяет работать при более низких температурах сплава. Исходя из полученных данных, можно сделать вывод, что наибольшая теплопроводность наблюдается у технически чистых сплавов, однако их использование затруднительно по причине их высоких температур плавления и низких литейных свойств.

Для дальнейших работ были выбраны сплавы AK12ч как основной матричный сплав и A85 как эталонный сплав для оценки потенциальной теплопроводности композиционного материала.

На рис. 4 представлена зависимость теплопроводности образцов композита из карбида кремния компании ВАЗ, пропитанного сплавами A85 и AK12ч.

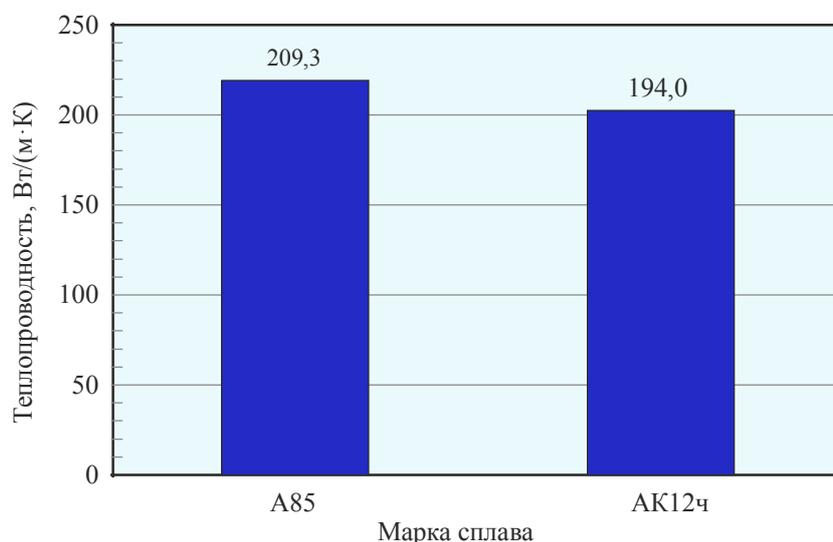


Рис. 4. Зависимость теплопроводности образцов композита от марки матричного сплава. Карбид кремния компании ВАЗ

По результатам эксперимента можно утверждать, что, используя карбид кремния компании ВАЗ и матричный сплав АК12ч, потенциально возможно получить композиционный материал с теплопроводностью выше 180 Вт/(м·К).

Для успешного применения изделий из композита SiC – Al в электронике требуется, чтобы их поверхность была покрыта адгезионно прочными пленками из Ni и Au. Такое покрытие обеспечивает механически прочные паяные, сварные и клеевые соединения.

Исходя из разнородных свойств составляющих компонентов композита, были разработаны соответствующие технологии подготовки поверхности и нанесения защитных гальванических покрытий. Подготовка поверхности перед нанесением покрытия включает в себя обязательные операции обезжиривания и травления. Растворы и режимы для этих операций выбирались, основываясь на природе элементов композита. Были опробованы кипячение в трихлорэтилене и обезжиривание в растворе на основе натрия лимонно-кислого, натрия щавелево-кислого и синтанола как отдельно в каждом растворе, так и последовательно.

Смачиваемость поверхности образцов была достигнута последовательной обработкой: кипячением в трихлорэтилене в течение 15...20 мин; обезжириванием в растворе на основе натрия лимонно-кислого, натрия щавелево-кислого и синтанола при температуре 50...60 °С в течение 10...15 мин.

Оптимальные результаты травления были достигнуты последовательной обработкой:

- 1) в 20 %-ном растворе натриевой щелочи при температуре 60...70 °С в течение 15...30 с;
- 2) в смеси кислот азотной и фтористо-водородной при комнатной температуре (18...25 °С) в течение 10...25 с;
- 3) при активации в растворе соляной кислоты при комнатной температуре (18...25 °С) в течение 5...15 с.

При разработке технологии нанесения защитных покрытий на композит SiC–Al в качестве базового использовалось покрытие, полученное химическим никелированием. Такое покрытие имеет высокую однородность на деталях сложной формы и обладает высокой коррозионной стойкостью и паяемостью. В состав электролита химического никелирования входили: натрий фосфорноватисто-кислый, никель серно-кислый, натрий уксусно-кислый, кислота молочная, тиомочевина.

После химического никелирования проводился прогрев образцов при температуре 200 °С на воздухе в течение 1 ч для контроля прочности сцепления покрытия.

При дальнейшем осуществлении гальванического никелирования использовался электролит на основе никеля серно-кислого, никеля двухлористого, натрия серно-кислого, магния серно-кислого и кислоты борной. Толщина покрытия от 1 до 3 мкм достаточна для обеспечения адгезии золотого покрытия и улучшения растекаемости припоя. Никелирование проводилось при комнатной температуре (18...25 °С) и плотности тока 0,3...0,4 А/дм².

Заключительным этапом в нанесении защитного покрытия является гальваническое золочение. Использовался электролит золочения на основе дицианоаурата калия, аммония фосфорно-кислого однозамещенного, аммония фосфорно-кислого двухзамещенного, таллия азотно-кислого. Толщина покрытия – от 1 до 3 мкм. Золочение проводилось при температуре 65...75 °С и плотности тока 0,4 А/дм².

Контроль прочности сцепления конечного покрытия проводился при температуре 150 °С на воздухе в течение 1 ч.

На основании оценки внешнего вида, прочности сцепления покрытия и по результатам проведенных испытаний для изделий из композиционного материала SiC – Al было выбрано золотое покрытие с подслоем химического и гальванического никеля (Хим. Н18. Н1. Зл3.).

В результате выполнения работы были созданы технологии подготовки поверхности и нанесения защитного покрытия Ni – Au на теплоотводящие основания из металломатричного композиционного материала SiC – Al.

В данной работе также был проведен эксперимент по распределению тепла на теплоотводящих основаниях (разных фирм изготовителей) под нагрузкой.

План эксперимента:

1) пропускание тока ($I = 0,14$ А, $U = 11,5$ В) через одинаковые нагрузки ($R = 78$ Ом), припаянные на теплоотводящие основания из разных материалов;

2) снятие показаний температуры с нагрузки с помощью тепловизора Testo 882 (рис. 5, 6).

Исследуемые материалы: МД-50, SiC – Al (Ульяновск), SiC – Al (Китай), Al – С.



Рис. 5. Внешний вид тепловизора Testo 882

На рис. 6 изображены снятые термограммы для каждого типа теплоотводящих оснований под работой нагрузки через 4 мин ($R = 78$ Ом, $I = 0,14$ А, $U = 11,5$ В), а температурный профиль показывает распределение нагрева нагрузки по ее длине.

При одинаковых условиях проведения эксперимента для 4-х типов материалов оснований наименьшее значение T_{\max} на нагрузке принадлежит образцу SiC – Al (Ульяновск) – $99,5$ °С, что свидетельствует о его высоких параметрах теплопроводности. Однако распределение тепла на подложке происходит неравномерно из-за специфической матричной структуры, полученной в процессе пропитки преформы SiC.

2-е место по наименьшему значению T_{\max} на нагрузке принадлежит композиту Al – С – $99,8$ °С. МД-50 имеет значение T_{\max} на нагрузке $100,5$ °С. Наибольшее значение T_{\max} принадлежит композиту SiC – Al (Китай) – $111,6$ °С, однако распределение тепла по подложке более однородное, чем у отечественного композита.

Таким образом, разработана базовая технология производства теплоотводящих оснований из композиционного материала SiC – Al для субмодулей АФАР.

Процесс производства теплопроводящих оснований состоит из следующих этапов:

- 1) получение пористых фасонных керамических преформ из карбида кремния;
- 2) пропитка пористой фасонной преформы алюминиевым сплавом под давлением;
- 3) механическая обработка пропитанной фасонной преформы;
- 4) подготовка поверхности и нанесение защитных покрытий Ni – Au на теплопроводящие основания из SiC – Al.

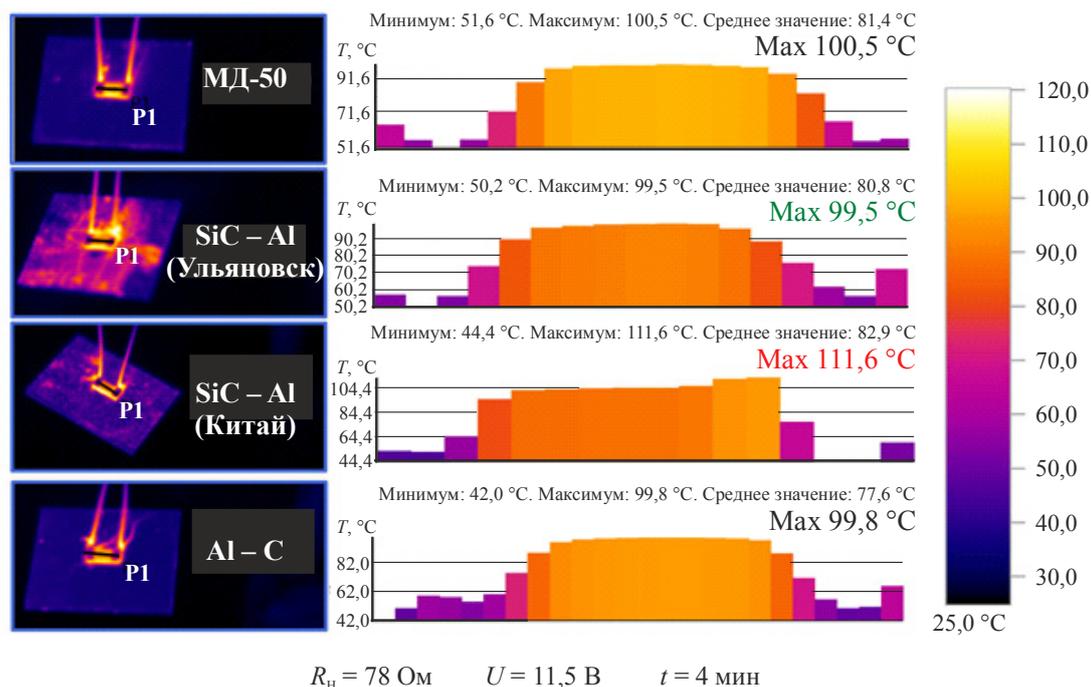


Рис. 6. Изображения температурных профилей на нагрузках на разных материалах теплоотводящих оснований

ЛИТЕРАТУРА

1. **Occhionero, Mark.** Aluminum silicon carbide (AlSiC) for advanced microelectronic packages / Mark Occhionero, Richard Adams, Kevin Fennessy and Robert A. Hay // *Ceramics Process Systems*. – Corp. Chartley. – P. 1 – 5.
2. **Калашников, И. Е.** Изготовление высокоармированного алюмоматричного композиционного материала / И. Е. Калашников, Л. К. Болтова, Л. И. Кобелева, И. Н. Катин, Т. А. Чернышова // *Физика и химия обработки материалов*. – 2009. – № 6. – С. 48 – 54.
3. **Каблов, Е. Н.** Свойства и применение высоконаполненного металломатричного композиционного материала Al – SiC / Е. Н. Каблов, Б. В. Щетанов, А. А. Шавнев и др. // *ФТТ. Вестник Нижегородского университета Н.И. Лобачевского*. – 2011. – № 3. – С. 56 – 59.
4. **Cheung, R.** Silicon carbide microelectromechanical systems for harsh environments / R. Cheung / Imperial College Press. – 2006. – P. 3.
5. **Stan, M.** Possibilities for microwave sintering of technical ceramics materials / M. Stan, F. Cojocaru, D. Miron, R. Marinescu // *Material de Construct*. – 1998. – Vol. XXVIII, No 2. – P. 102 – 105.
6. **Occhionero, M. A.** Aluminum silicon carbide (AlSiC) for thermal management solutions and functional packaging designs / M. A. Occhionero, R. A. Hay, R. W. Adams, K. P. Fennessy // *IMAPS November 1998*. – San Diego Meeting.
7. **Грибовский, П. О.** Горячее литье керамических изделий / П. О. Грибовский. – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1961. – С. 293.
8. **Elzey, S.** Agglomeration, isolation and dissolution of commercially manufactured silver nanoparticles in aqueous environments / S. Elzey, V. H. Grassian // *J. Nanopart. Res*. – 2010. – No 12. – P. 1945 – 1958.

Статья поступила 29 июня 2015 г.

УДК 621.385.6

СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ МАЛОГАБАРИТНЫХ БОРТОВЫХ ТВЕРДОТЕЛЬНО-ВАКУУМНЫХ СВЧ КОМПЛЕКСИРОВАННЫХ ИЗДЕЛИЙ

А. С. Котов, П. М. Мелешкевич, А. Д. Закурдаев, М. С. Востров, А. В. Поляков,
А. В. Хромов, С. М. Захаров, В. П. Моторин, В. М. Полякова, Е. М. Шипило,
Е. А. Гришина, Э. Т. Харабадзе, Н. И. Левашов

АО "НПП "Исток" им. Шокина", г. Фрязино

Представлены результаты разработки двух типов малогабаритных мощных передающих комплексированных изделий X -, Ku - и Ka - диапазонов частот. В состав СВЧ КИ входят: твердотельное задающее устройство (синтезатор частоты) и выходной импульсный усилитель на миниатюрном многолучевом клистроне. СВЧ КИ обеспечивают следующие основные характеристики формируемых сигналов: нестабильность частоты $\pm(2 \cdot 10^{-4} \dots 1 \cdot 10^{-5})$; относительный уровень фазовых шумов – не более минус (95...105) дБ/Гц на частоте анализа 5...500 кГц; относительный уровень паразитных колебаний – не более минус 60 дБ; выходная импульсная мощность – не менее 400 Вт в X - и Ku - диапазонах частот при скважности -3 и не менее 350 Вт в Ka - диапазоне частот при скважности -10; время готовности из холодного состояния – 3...8 с в форсированном режиме включения канала; полоса рабочих частот – 150...200 МГц; количество литерных частот – 10...60.

КС: малогабаритные бортовые твердотельно-вакуумные СВЧ комплексированные изделия, состояние и перспективы развития

1. ВВЕДЕНИЕ

Для современных бортовых когерентных доплеровских РЛС, применяемых в активных системах наведения, необходимы радиопередающие устройства, обладающие высокими техническими характеристиками излучаемого сигнала: по уровню выходной импульсной (и средней) мощности, долговременной и кратковременной нестабильности частоты, относительному уровню фазовых и амплитудных шумов, относительному уровню побочных и паразитных колебаний. Важным параметром для данного применения является время готовности передающего устройства из холодного состояния.

Целевые технические характеристики должны быть обеспечены при жестких ограничениях на массу и габаритные размеры передающего устройства в условиях воздействия внешних механических и климатических дестабилизирующих факторов.

На протяжении последних 15-ти лет в АО "НПП "Исток" был проведен целый ряд НИОКР по созданию мощных твердотельно-вакуумных передающих СВЧ комплексированных изделий (КИ), работающих в основном в Ku - диапазоне частот [1 – 5].

В настоящее время завершен ряд ОКР в X -, Ku -, Ka - диапазонах частот, направленных на дальнейшее развитие и улучшение важнейших параметров передающих КИ.

2. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ СВЧ КИ

Структурная схема мощного, многофункционального СВЧ КИ с электронным переключением частоты выходных СВЧ-сигналов приведена на рис. 1.

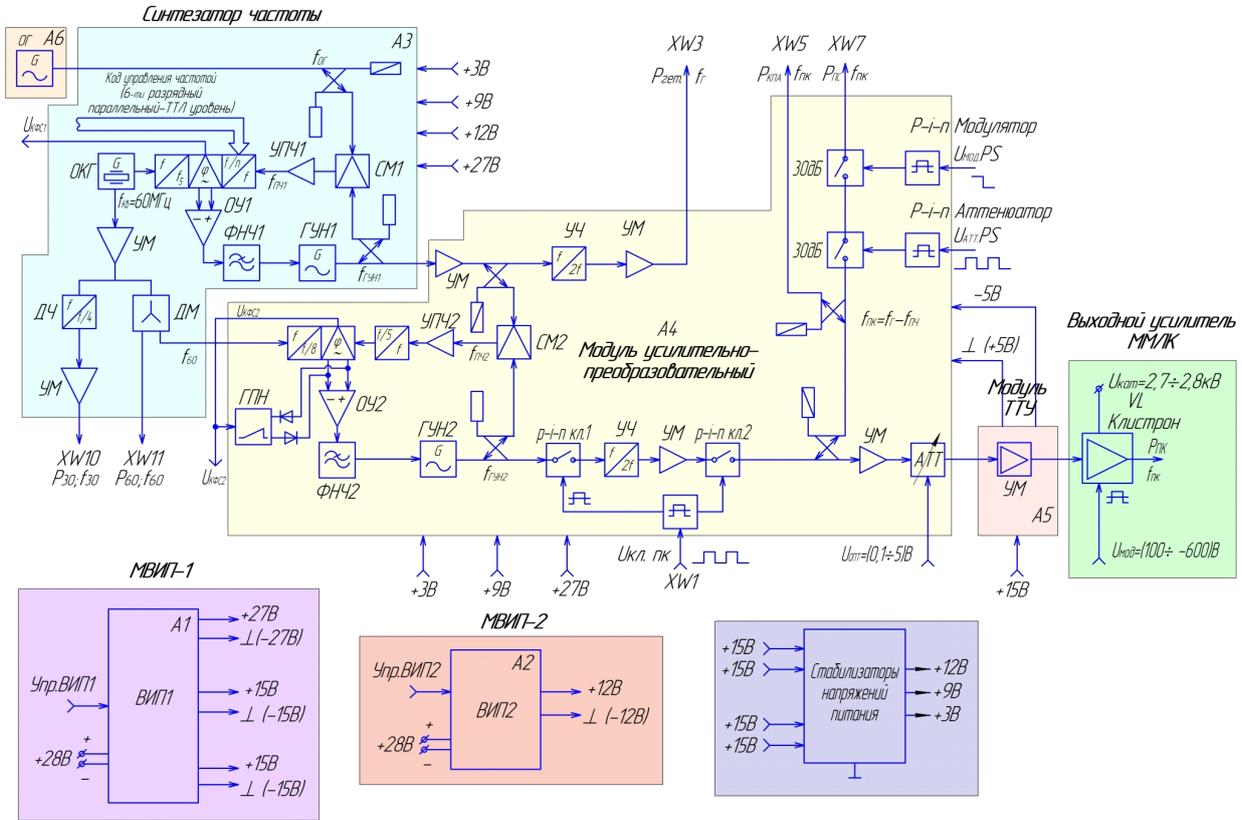


Рис. 1. Структурная схема многофункционального передающего СВЧ комплексированного изделия с электронным переключением частоты выходных сигналов

КИ состоит из двух основных частей: твердотельного задающего устройства (СВЧ-синтезатора частоты) и выходного усилителя мощности на миниатюрном многолучевом клистроне (ММЛК) [6], которые конструктивно располагаются на едином несущем каркасе.

В течение последних лет основным направлением развития СВЧ КИ стало введение в их состав синтезаторов частоты и ММЛК, обеспечивающих полосу рабочих частот 150...200 МГц при количестве формируемых частот выходного сигнала – 10...20.

Твердотельное задающее устройство вырабатывает следующие выходные сигналы: опорный сигнал для синхронизатора $f_{\text{синхр}} = 30$ МГц, опорный сигнал бортовой вычислительной машины $f_{\text{такт}} = 60$ МГц, когерентные СВЧ-сигналы гетеродина $f_{\text{гет}}$ и передающего канала $f_{\text{ПК}} = f_{\text{гет}} - F_{\text{ПК}}$, а также СВЧ контрольный и пилот-сигналы на частоте $f_{\text{ПК}}$ для проверки функционирования СВЧ приемного устройства.

Формирование сетки выходных частот сигнала гетеродина обеспечивает задающий синтезатор частоты АЗ (рис. 1).

СВЧ-синтезатор построен на основе косвенного синтеза частот выходного сигнала при по-

мощи устройства фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) под частоту опорного высокостабильного СВЧ-генератора на биполярном транзисторе с низким уровнем фазовых шумов. Переключение частоты выходного сигнала осуществляется по внешней команде за счет изменения коэффициента деления цифрового делителя частоты.

Принцип действия такого синтезатора заключается в следующем. Опорный СВЧ-генератор А6, стабилизированный диэлектрическим резонатором, формирует СВЧ-сигнал с частотой $f_{ог}$. Этот сигнал поступает на первый вход СВЧ-смесителя А3, на второй вход которого подается сигнал СВЧ-генератора ГУН1, управляемого напряжением, с частотой $f_{ГУН1}$. С выхода смесителя сигнал промежуточной частоты $F_{ПЧ1}$ поступает на вход устройства ФАПЧ1 (А3), выполненного на основе интегральной микросхемы. Частота входного сигнала $F_{ПЧ1}$ при помощи делителя частоты с переменным коэффициентом деления ДПКД делится до частоты сравнения частотно-фазового детектора $F_{ср}$.

Коэффициент деления ДПКД n может изменяться в соответствии с изменением управляющего 6-разрядного параллельного кода ТТЛ-уровня.

На второй опорный вход устройства ФАПЧ1 поступает сигнал кварцевого генератора с частотой $f_{окг} = 60$ МГц.

Частота $f_{окг}$ делится делителем частоты ДЧ с постоянным коэффициентом деления до частоты сравнения частотно-фазового детектора $F_{ср}$. Коэффициент деления ДЧ – m .

Сигналы с выходов ДПКД и ДЧ поступают на входы частотно-фазового детектора, который вырабатывает управляющий сигнал подстройки частоты.

Управляющий сигнал через операционный усилитель с фильтром нижних частот в цепи обратной связи и дополнительным фильтром нижних частот, предназначенных для подавления частоты сравнения в выходном сигнале синтезатора, поступает на управляющий вход СВЧ ГУН1; при выполнении условия синхронизации ФАПЧ1

$$\frac{F_{ПЧ1}}{n} = \frac{f_{окг}}{m} = F_{ср} \quad (1)$$

происходит частотно-фазовая синхронизация сигнала СВЧ ГУН1.

В этом режиме частота сигнала СВЧ ГУН1 определяется следующим выражением:

$$F_{ГУН1} = f_{ог} - F_{ПЧ1} = f_{ог} - nF_{ср}. \quad (2)$$

Таким образом, изменяя коэффициент деления ДПКД n , получаем ряд выходных частот синтезатора с шагом, равным $F_{ср}$. В данном случае была выбрана частота сравнения 5 МГц при полосе перестройки синтезатора частот 100 МГц (количество рабочих частот – 21).

Основными преимуществами синтезатора частоты косвенного типа являются:

1. Возможность выбора достаточно высокой частоты сравнения фазового детектора ($F_{ср} = 1 \dots 20$ МГц), что позволяет использовать для управления частотой ГУН широкую полосу петли управления ФАПЧ (до 200...500 кГц) и, как следствие, обеспечить высокое быстродействие петли управления (малое время переключения частот).

2. Синтезаторы такого типа имеют малые габаритные размеры и массу, что является весьма важным для данного применения.

3. Подавление паразитных составляющих в спектре выходного сигнала гетеродина на частотах $f_{сч} \pm nF_{ср}$, где $n = 1, 2, 3 \dots$, составляло минус (60...70) дБ по отношению к несущей.

В идеальном случае при использовании данной схемы синтеза уровень фазовых шумов выходного колебания совпадает с уровнем фазовых шумов опорного СВЧ-сигнала. Однако на практике на частотах выше 10...20 кГц существенный вклад в уровень фазовых шумов выходного сигнала дают фазовые шумы устройства ФАПЧ, которые можно приближенно рассчитать по следующему выражению (дБ/Гц):

$$S_{\text{ф.сч}} \approx S_{\text{ф.чФД}} + 10 \lg n^2, \quad (3)$$

где $S_{\text{ф.чФД}}$ – фазовые шумы частотно-фазового детектора на частоте сравнения $F_{\text{ср}} = 5$ МГц, которые составляют примерно минус 140 дБ/Гц на частотах анализа $F_{\text{а}} = 1$ кГц...1 МГц. Этот уровень шумов практически не зависит от частоты анализа, за исключением области $F_{\text{а}} \leq 1$ кГц, где начинает сказываться фликкер-шум частотно-фазового детектора.

Как следует из (3), для достижения низкого уровня фазовых шумов выходного сигнала синтезатора необходимо выбирать минимально возможные коэффициенты деления. В нашем случае $n = 20...40$; таким образом, расчётный уровень фазового шума сигнала синтезатора частот (СЧ) составит: $S_{\text{ф.сч}} \approx -(108...114)$ дБ/Гц.

Стабильность выходного сигнала синтезатора частоты составляет $\pm 2 \cdot 10^{-4}$ и определяется стабильностью частоты сигнала опорного СВЧ-генератора.

Выходной сигнал синтезатора частоты с частотой $f_{\text{ГУН1}} = f_r/2$ поступает на вход канала гетеродина усилительно-преобразовательного модуля А4.

В канале гетеродина сигнал СЧ с частотой $f_r/2$ предварительно усиливается и поступает на вход умножителя частоты на два и далее на транзисторный усилитель мощности Ku -диапазона частот. Выходная мощность сигнала гетеродина составляет 20...40 мВт, уровень фазовых шумов (после умножения на два) составляет минус (100...105) дБ/Гц на частотах анализа 5...500 кГц.

В умножительно-преобразовательном модуле А4 для формирования сигнала передающего канала используется также устройство фазовой автоподстройки частоты ФАПЧ2, которое осуществляет сдвиг частоты сигнала гетеродина вниз на величину промежуточной частоты -75 МГц. Для этого сигнал синтезатора частоты ($f_r/2$) подается на первый вход СВЧ-смесителя устройства ФАПЧ2, на второй вход СВЧ-смесителя поступает сигнал генератора, управляемого напряжением ГУН2, который формирует сигнал, сдвинутый по частоте вниз относительно $f_r/2$ на величину $F_{\text{ПЧ2}} = 37,5$ МГц. С выхода СВЧ-смесителя сигнал $F_{\text{ПЧ2}}$ подается на усилитель промежуточной частоты УПЧ2 и далее на делитель частоты на 5. Сигнал поделенной частоты $F_{\text{ПЧ2}}/5$ поступает на первый вход частотно-фазового детектора ЧФД2, на второй вход ЧФД2 через делитель частоты на 8 поступает сигнал опорного кварцевого генератора $F_{\text{ОКГ}}/8 = F_{\text{ср}}$.

Таким образом, частота сравнения ЧФД2 равняется $F_{\text{ср}} = 7,5$ МГц.

При выполнении условия фазовой синхронизации в устройстве ФАПЧ2

$$\frac{F_{\text{ПЧ2}}}{5} = \frac{F_{\text{ОКГ}}}{8} = F_{\text{ср}}. \quad (4)$$

В результате выходной сигнал ГУН2 подстраивается устройством ФАПЧ2 вниз относительно частоты сигнала $f_r/2$ на величину $F_{\text{ПЧ2}} = 5F_{\text{ср}} = 37,5$ МГц. Смещение частоты сигнала $F_{\text{ГУН2}}$ вниз (или вверх) определяется выбором фазы входных сигналов ЧФД2. Выходной сигнал ГУН2 имеет частоту $f_r/2 - F_{\text{ПЧ2}} = (f_r/2 - 37,5)$ МГц.

Вследствие того, что значение частоты $F_{\text{ПЧ2}}$ существенно меньше диапазона изменения частоты сигнала $f_r/2$ ($\Delta f_r/2 = 100$ МГц), при изменении частоты сигнала f_r может нарушаться фазовая синхронизация сигнала $F_{\text{ПЧ2}}$.

Для предотвращения возможности нарушения фазовой синхронизации в петле управления частотой устройства ФАПЧ2 применяется специальный генератор поиска (ждущий мультивибратор), который включается при пропадании сигнала контроля фазового синхронизма [7].

Сигнал ГУН2 поступает на удвоитель частоты передающего канала, с выхода которого сигнал с частотой $f_{ПК} = f_{гет} - 2F_{ПЧ2}$ поступает на предварительный усилитель мощности, состоящий из двух гибридно-монокристаллических микросхем ($P_{вых} \geq 100$ мВт, $K_{ус} \geq 13$ дБ). На входе удвоителя частоты и выходе усилителя мощности расположены $p - i - n$ -модуляторы, формирующие импульсный сигнал передающего канала (подавление сигнала в паузе – не менее 60 дБ). Оптимальная входная мощность выходного усилителя (клизотрона) для данного диапазона частот составляет 50...200 мВт, поэтому на выходе твердотельного усилителя мощности имеется управляемый $p - i - n$ -аттенюатор с ослаблением 0...15 дБ.

Управление $p - i - n$ -аттенюатором осуществляет оптимизатор входной мощности усилителя на клистроне, не входящий в состав КИ. Помимо этого модуль А4 формирует сигнал контрольного канала на частоте $f_{ПК}$ с выходной мощностью 0,3...0,6 мВт, а также пилот-сигнал с частотой модуляции минус (5...500) кГц и выходной мощностью несущей 100 мкВт. Пилот-сигнал формируется из части мощности сигнала передающего канала, которая подается на амплитудный модулятор. В амплитудном модуляторе СВЧ-сигнал модулируется низкочастотным сигналом типа меандр (уровень – ТГЛ, частота модуляции – 5...500 кГц). При этом в СВЧ-спектре сигнала появляются боковые составляющие, сдвинутые относительно несущей на величину F_m . Уровень мощности пилот-сигнала может быть уменьшен при помощи аттенюатора на 25...35 дБ.

Выходной сигнал передающего канала с предварительного усилителя мощности А4 поступает на модуль твердотельного двухкаскадного усилителя мощности А7 ($P_{вых} \geq 300$ мВт, $K_{ус} \geq 12$ дБ), т. к., как уже было отмечено выше, оптимальная входная мощность усилителя на клистроне в рабочей полосе 200 МГц может изменяться от 50 до 200 мВт.

Применение устройства ФАПЧ2 в генераторно-усилительно-преобразовательном модуле позволяет подавить побочные составляющие на выходе передающего канала на частотах $F_{ПЧ} \pm \kappa f_{пр1}$, где $\kappa = 0,5; 1; 1,5...$, до уровня минус 60 дБ по отношению к несущей. При этом полоса регулирования частоты ГУН2 системой ФАПЧ2 делается очень широкой, порядка 400...600 кГц, чтобы обеспечить установление частоты сигнала $f_{ПК}$ при изменении частоты сигнала гетеродина $f_{гет}$ за время, не превышающее 100 мкс.

В качестве выходного усилителя мощности сигнала передающего канала применяется миниатюрный многолучевой клистрон ММЛК, обеспечивающий полосу рабочих частот не менее 150 МГц, выходную импульсную мощность 430...650 Вт при скважности $Q = 3$ и коэффициент полезного действия не менее 25 %.

Основные электрические параметры разработанных КИ приведены в таблице (тип КИ – I).

Параметр	Тип КИ	
	I	II
Рабочий диапазон длин волн передающего сигнала $f_{ПК}$, ГГц	X, Ku, Ka	Ku
Количество рабочих частот	$\geq 10 - 21$	≥ 60
Выходная импульсная мощность, Вт	$\geq 350 - 400$	≥ 400

Окончание таблицы

Параметр	Тип КИ	
	I	II
Сквжность выходного сигнала передающего канала	3 – 10	3
Время готовности из холодного состояния, с	5	5
Полоса усиления выходного ММЛК, МГц	150 – 200	150 – 200
Частота гетеродинного сигнала, МГц	$f_r = f_{ПК} + F_{ПЧ}$	$f_r = f_{ПК} - F_{ПЧ}$
Промежуточная частота $F_{ПЧ}$, МГц	28 – 1500	555
Относительная нестабильность частоты сигналов гетеродина и передающего канала, отн. ед.	$\pm 2 \cdot 10^{-4}$	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$
Выходная непрерывная мощность сигнала гетеродина, мВт	60 – 120	60 – 120
Относительная спектральная плотность мощности амплитудных флуктуаций основного и гетеродинного выходных сигналов при отстройке от несущей на 5...450 кГц, дБ/Гц	-125	-125
Относительная спектральная плотность мощности частотных флуктуаций основного и гетеродинного выходных сигналов при отстройке от несущей на 5...450 кГц, дБ/Гц	$\leq -(90 - 100)$	≤ -105
Время переключения частоты выходных сигналов, мкс	< 100	< 100
Ослабление сигнала передающего канала на выходе ММЛК в паузе между импульсами, дБ	≥ 140	≥ 140
Относительный уровень паразитных и побочных составляющих СВЧ-сигнала, дБ·мВт	-60	-(60 – 120)
Относительный уровень сигнала передающего канала в канале гетеродина, в паузе между импульсами, дБ	-110	-130
Масса КИ, кг	2,5 – 3,5	3,5
Масса передатчика, кг	4,5 – 5,0	4,8

КИ (тип I) были разработаны для 3-х диапазонов частот: X , Ku , Ka . В диапазонах X , Ka для формирования сигнала передающего канала использовался преобразователь частоты сигнала гетеродина вверх с последующей фильтрацией СВЧ полосно-пропускающим фильтром и усилением преобразованного сигнала. Такая схема построения более проста, но требует более высокого значения промежуточной частоты ($F_{ПЧ} = 800 \dots 1500$ МГц) для упрощения фильтрации выходного сигнала в полосе частот 200 МГц.

Дальнейшее развитие твердотельно-вакуумных передающих СВЧ КИ связано с использованием в них опорного высокостабильного малошумящего кварцевого генератора и прямого цифрового синтезатора частоты для формирования всех выходных СВЧ- и ВЧ-сигналов. Такая схема построения задающего устройства позволяет создать когерентную сетку частот выходных сигналов с произвольным шагом и очень быстрым временем переключения частоты.

Структурная схема СВЧ КИ с цифровым синтезатором частоты прямого синтеза показана на рис. 2.

В состав СВЧ КИ входят: модуль опорных частот с высокостабильным кварцевым генератором; модуль СВЧ-синтезатора опорного сигнала гетеродина; модуль СВЧ-синтезатора опорного сигнала передающего канала; модуль цифрового синтезатора частоты; преобразовательно-усилительный модуль канала гетеродина; преобразовательно-усилительный модуль передающего канала; выходной усилитель мощности ММЛК.

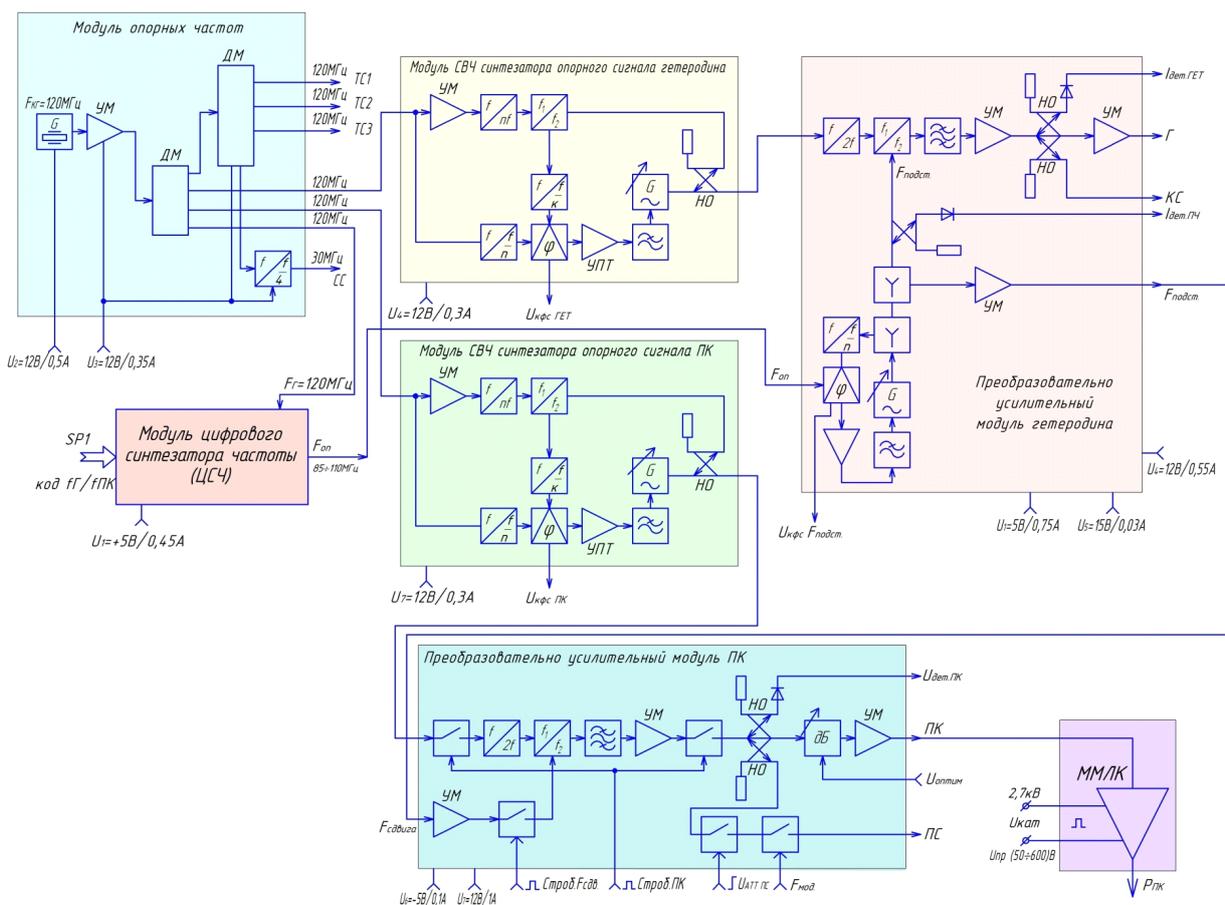


Рис. 2. Структурная схема СВЧ КИ (тип II) с цифровым синтезатором частоты прямого синтеза

В модуле опорных частот из сигнала высокостабильного кварцевого генератора с частотой $F_{КГ} = 120$ МГц (нестабильность частоты – не более $\pm 3 \cdot 10^{-6}$) и уровнем фазовых шумов не более минус 165 дБ/Гц на частоте анализа 10 кГц формируются опорные сигналы для формирования сетки частот СВЧ КИ, а также внешние сигналы с частотой 120 МГц для БЦВМ и 30 МГц для синхронизирующего устройства. Принцип формирования сетки выходных частот сигналов гетеродина и передающего канала следующий.

Формирование опорных СВЧ-сигналов гетеродина и передающего канала (модули) реализовано методом смешанного синтеза, в котором используются умножитель частоты высокой кратности на диоде с накоплением заряда (ДНЗ) и устройство ФАПЧ, управляющие частотой ГУН. Сигнал кварцевого генератора $F_{КГ} = 120$ МГц подается на вход усилителя мощности и далее на вход умножителя частоты на ДНЗ.

Формируемые сигналы гармоник частоты кварцевого генератора поступают на первый вход балансного смесителя на диодах Шотки, на второй вход смесителя поступает сигнал СВЧ ГУН. На выходе смесителя при этом формируется сигнал промежуточной частоты

$$F_{ПЧ} = f_{г.ГУН} - n_{гарм} F_{КГ}, \quad (5)$$

где n – номер гармоники сигнала 120 МГц.

Сигнал промежуточной частоты усиливается и поступает на первый вход устройства ФАПЧ, на второй вход устройства ФАПЧ поступает опорный сигнал кварцевого генератора, после деления частоты входных сигналов ФАПЧ до частоты сравнения сигналы поступают на вход ЧФД, формирующего управляющий сигнал подстройки частоты ГУН.

$$\frac{F_{\text{ПЧ}}}{m} = \frac{F_{\text{ОКГ}}}{l}, \quad (6)$$

где m и l – коэффициенты деления.

Таким образом, выходную частоту $f_{\text{ГУН}}$ можно записать следующим образом:

$$f_{\text{ГУН}} = n_{\text{гарм}} F_{\text{КГ}} + \frac{m}{l} F_{\text{КГ}}. \quad (7)$$

Задавая коэффициенты n , m , и l , можно установить исходные значения СВЧ опорного сигнала гетеродина и передающего канала.

Частоты опорных сигналов выбраны такими, что

$$f_{\text{оп.ПК}} - f_{\text{оп.гет}} = \frac{F_{\text{сдв}}}{2} = \frac{555}{2} = 277,5 \text{ МГц.}$$

где $F_{\text{сдв}} = 555 \text{ МГц}$ – значение частоты сдвига (разность частот сигнала передающего и сигнала гетеродина).

Формирование сигнала гетеродина осуществляется в преобразовательно-усилительном модуле. Опорный СВЧ-сигнал гетеродина поступает на вход умножителя частоты на два и далее на первый вход СВЧ-преобразователя частоты вверх. На второй вход преобразователя частоты поступает сигнал подставки от синтезатора частоты, входящего в состав данного модуля. Частота сигнала подставки может перестраиваться в диапазоне $f_{\text{подст}} = 850 \dots 1150 \text{ МГц}$ с шагом $2,5 \text{ МГц}$. В синтезаторе используется устройство ФАПЧ с фиксированными коэффициентами деления частоты сигнала $F_{\text{ГУН подст}}$ и опорного сигнала. Переключение частоты сигнала подставки осуществляется путем изменения опорной частоты частотно-фазового детектора (ЧФД) устройства ФАПЧ.

Для формирования опорного сигнала ЧФД используется метод прямого цифрового синтеза. Модуль цифрового синтезатора частоты ЦСЧ, управляемый по последовательному интерфейсу SPI, формирует из сигнала кварцевого генератора выходной сигнал $f_{\text{ЦСЧ}} = 42,5 \dots 57,5 \text{ МГц}$ с низким уровнем фазовых шумов (не более минус 145 дБ/Гц) на частоте анализа 5 кГц .

Выходной сигнал ЦСЧ содержит в спектре достаточно много паразитных составляющих, которые затем фильтруются устройством ФАПЧ синтезатора частоты подставки до уровня минус 70 дБ по отношению к несущей.

После преобразования удвоенной частоты опорного СВЧ-сигнала и сигнала подставки формируется сигнал гетеродина на частоте $f_{\text{гет}} = 2f_{\text{оп. СВЧ гет}} + f_{\text{подст}}$.

Далее этот сигнал фильтруется полосно-пропускающим фильтром на связанных микрополосковых линиях и поступает через усилитель мощности на выход КИ.

Достаточно высокое значение частот синтезатора сигнала подставки ($850 \dots 1150 \text{ МГц}$) упрощает фильтрацию выходного сигнала гетеродина с полосой рабочих частот до 200 МГц .

Сигнал передающего канала формируется аналогичным образом в модуле преобразования частоты передающего канала на частоте

$$f_{\text{ПК}} = 2f_{\text{оп. СВЧ ПК}} + f_{\text{подст}}$$

Так как на вход усилительного клистрона должен подаваться импульсный сигнал передающего канала, в состав модуля входят быстродействующие СВЧ транзисторные ключи, которые обеспечивают подавление выходного сигнала в паузе между импульсами на 80 дБ и хорошую развязку (более 130 дБ) с каналом сигнала гетеродина. Мощность импульсного сигнала передающего канала регулируется $p-i-n$ -аттенуатором в пределах 0...20 дБ, что обеспечивает изменение выходной мощности твердотельного предварительного усиления в диапазоне от 30 до 300 мВт.

Это позволяет получить оптимальную входную мощность для выходного усилителя на ММЛК во всем рабочем диапазоне частот при воздействии всех дестабилизирующих факторов.

В модуле преобразователя формируются также контрольный и пилот-сигналы для контроля функционирования внешнего приемного устройства.

Основные параметры СВЧ КИ с цифровым синтезатором частоты приведены в таблице (2-я колонка, тип II).

В целом разработанные СВЧ твердотельно-вакуумные КИ обладают комплексом параметров, находящихся на высоком техническом уровне.

Твердотельные задающие устройства СВЧ КИ выполнены на основе монолитной, гибридно-монолитной и гибридно-интегральной технологии.

В твердотельной части КИ применяются СВЧ генераторные, преобразовательные, умножительные, усилительные микросхемы и транзисторные ключи, разработанные в АО "НПП "Исток" им. Шокина".

В твердотельных СВЧ-модулях широко используются развязывающие ферритовые устройства и пассивные радиокомпоненты (СВЧ-разъемы, фильтры питания и др.), также разработанные в НПП "Исток".

В устройствах фазовой автоподстройки частоты и синтезатора прямого цифрового синтеза используются многофункциональные импортные и отечественные микросхемы с низким уровнем фазовых шумов выходных сигналов.

При расчете и проектировании СВЧ генераторных устройств, синтезаторов частоты, входящих в состав КИ, использовалось программное обеспечение, разработанное в НПП "Исток".

В качестве выходных усилителей мощности сигнала передающего канала в КИ, как ранее уже отмечалось, используются ММЛК. ММЛК являются в настоящее время одним из основных типов выходных усилительных приборов для различных бортовых схем, благодаря, в первую очередь, своим более низким питающим напряжениям (по сравнению с ЛБВ), менее жестким требованиям к стабильности питающих и управляющих напряжений, а также малым габаритным размерам и массе.

Следует отметить, что все эти качества реализуются при высоком уровне выходной импульсной и средней мощности.

ММЛК имеют 18- или 19-лучевые конструкции электронных пушек.

Охлаждение ММЛК контактное, путем отвода на элементы конструкции аппаратуры. ММЛК имеет, как правило, 5- или 6-резонаторную систему для увеличения полосы рабочих частот и КПД. В последних разработках широко используются двухзонарные резонаторы в выходной системе, обеспечивающие полосу рабочих частот не менее 200 МГц и КПД около 30 %.

Высокие параметры клистронов достигаются за счет специальных конструктивно-технологических решений. Особым требованием к ММЛК является полное отсутствие пробоев в условиях жесткой механической вибрации.

Очень важным требованием является обеспечение малого времени готовности ММЛК из холодного состояния (3...8) с.

Время готовности клистрона в основном определяется временем разогрева массы катода. Таким образом, уменьшение времени готовности достигается специальной конструкцией катодно-подогревательного узла и применением специальной схемы включения ММЛК с форсированным повышенным значением напряжения канала. В ряде последних разработок ММЛК удалось добиться существенного снижения времени готовности.

3. Э КСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕДАЮЩИХ ТВЕРДОТЕЛЬНО-ВАКУУМНЫХ СВЧ КИ

В этом разделе будут приведены экспериментальные результаты, полученные для СВЧ КИ обоих типов.

На рис. 3 показан спектр сигнала гетеродина СВЧ КИ с электронным переключением частоты (тип I) в полосе обзора 10 кГц без воздействия и при воздействии ШСВ со среднеквадратическим значением ускорения 8g. Как следует из данного рисунка, ширина спектральной линии выходного сигнала при воздействии ШСВ находится в пределах 100 Гц.

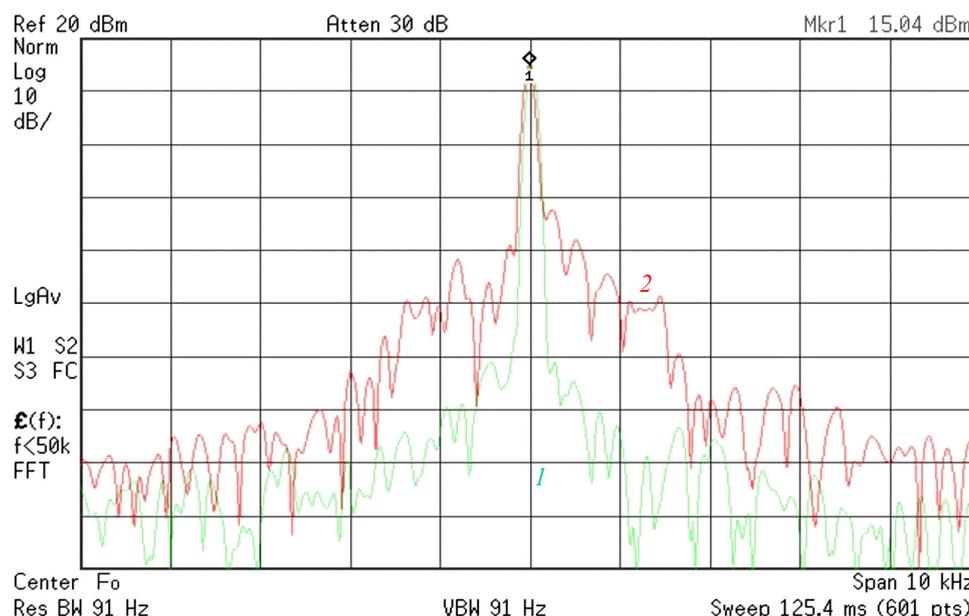


Рис. 3. Спектр сигнала гетеродина СВЧ КИ,
работающего на фиксированной частоте в полосе обзора 10 кГц:
1 – без воздействия ШСВ; 2 – при воздействии ШСВ со среднеквадратическим
значением ускорения 13g

На рис. 4 приведена зависимость относительного уровня фазовых шумов сигнала гетеродина в условиях воздействия ШСВ (8g), при этом уровень фазовых шумов в полосе частот анализа не превышает минус (98...100) дБ/Гц.

На рис. 5 приведена зависимость времени перестройки частоты сигнала передающего канала для СВЧ КИ (тип I) для 2-х крайних значений рабочих частот. Максимальное время перестройки частоты не превышает 40 мкс (управление переключением частоты – параллельным кодом).

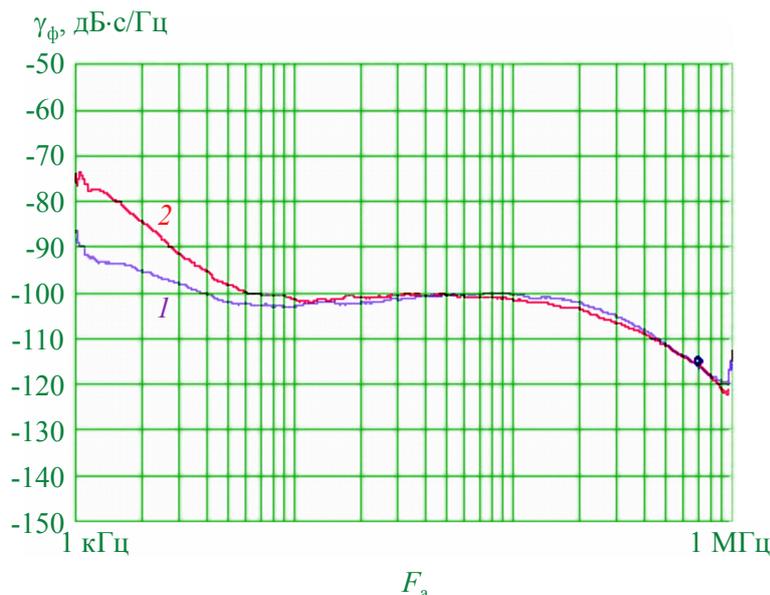


Рис. 4. Относительный уровень мощности фазовых шумов сигнала гетеродина СВЧ КИ с электронным переключением частоты:
 1 – без воздействия ШСВ; 2 – при воздействии ШСВ со среднеквадратическим значением ускорения $8g$

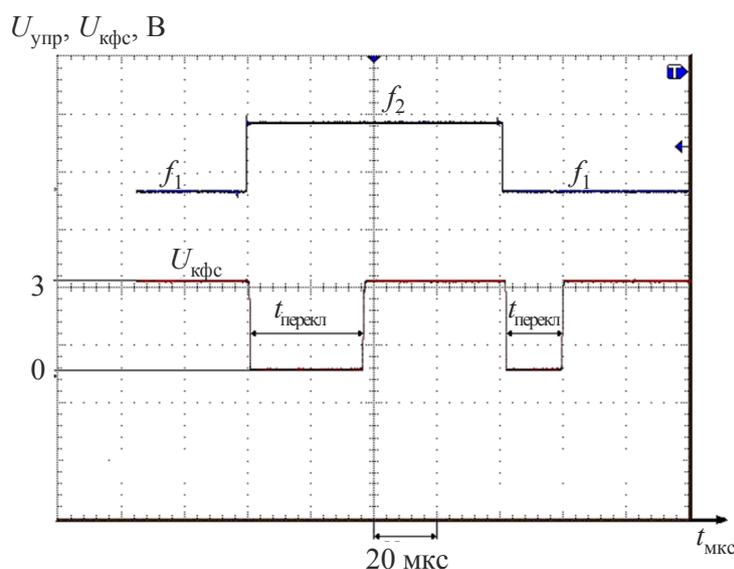
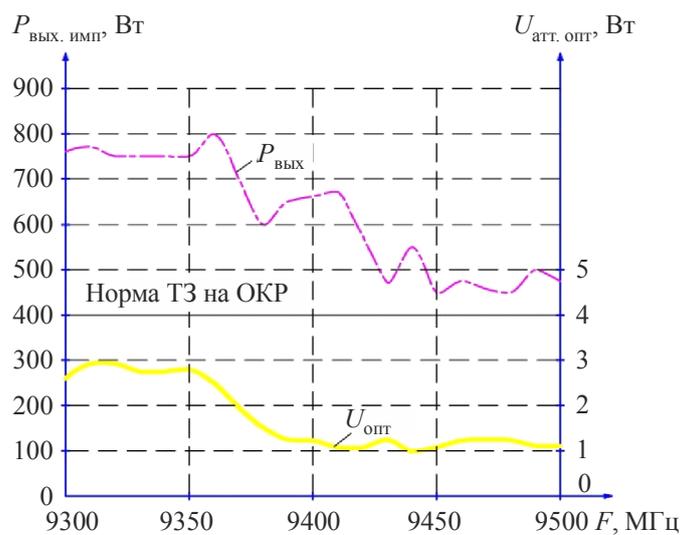


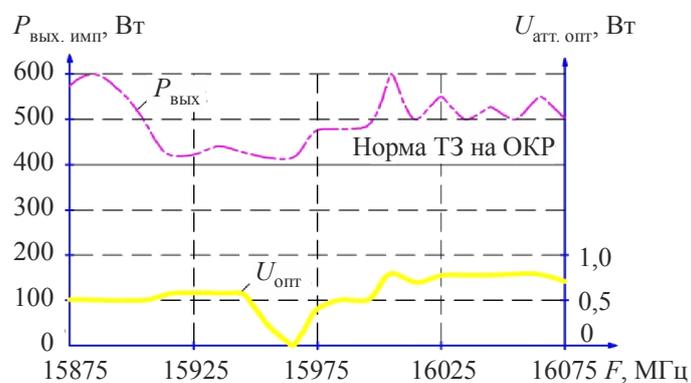
Рис. 5. Характеристики времени перестройки частоты сигнала передающего канала СВЧ КИ (тип I) для 2-х крайних значений рабочих частот ($\Delta f = 150$ МГц)

На рис. 6 приведены амплитудно-частотные характеристики трех СВЧ КИ (тип I), работающих в X -, Ku -, Ka -диапазонах, а также изменение управляющего напряжения оптимизатора, регулирующего оптимальную входную мощность ММЛК.

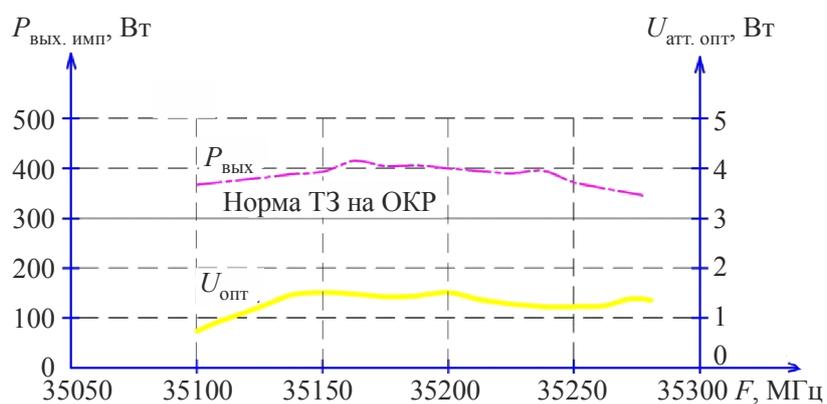
В целом уровень выходной импульсной мощности составляет не менее 400 Вт (при скважности -3) в полосе частот 200 МГц для X - и Ku -диапазонов частот.



а)



б)



в)

Рис. 6. Амплитудно-частотные характеристики выходных усилителей (ММЛК) сигнала передающего канала СВЧ КИ (тип I) X-диапазона частот (а), Ku-диапазона частот (б) и Ka-диапазона частот (в) с электронным переключением частоты

Для *Ka*-диапазона частот уровень выходной импульсной мощности составляет не менее 350 Вт (при скважности -10) в полосе рабочих частот 150 МГц.

На рис. 7 показана характеристика времени готовности ММЛК *Ku*-диапазона частот СВЧ КИ (тип I) при номинальном и форсированном значении напряжения накала, время готовности в форсированном режиме составляет не более 3 с.

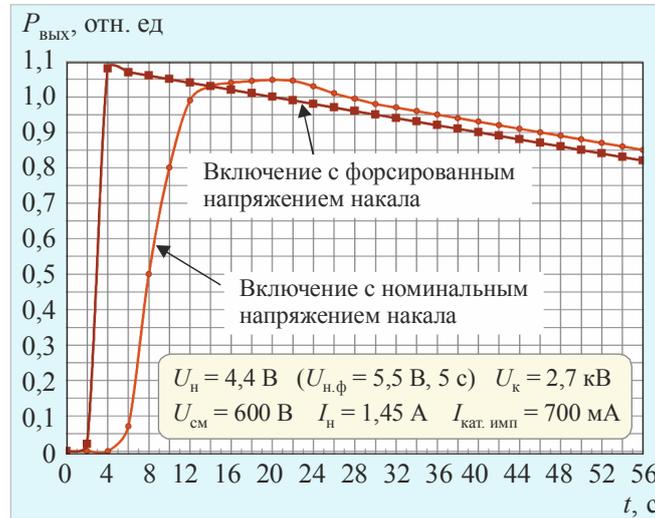


Рис. 7. Характеристика времени готовности выходного усилителя (ММЛК) СВЧ КИ (тип I) *Ku*-диапазона частот из холодного состояния

Основные характеристики СВЧ КИ *Ku*-диапазона частот с цифровым синтезатором частоты представлены на рис. 8...13.

На рис. 8 показан уровень фазовых сигналов гетеродина при воздействии ШСВ со среднеквадратическим значением ускорения $8g$.

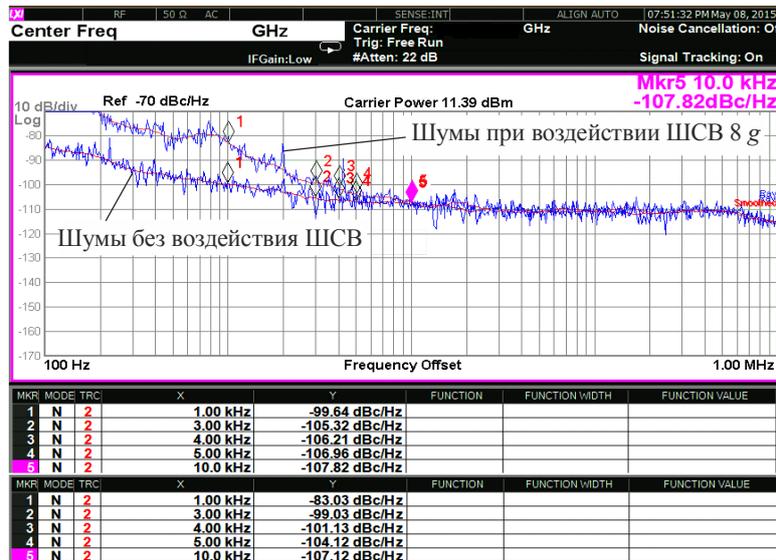


Рис. 8. Относительный уровень фазовых шумов сигнала гетеродина СВЧ КИ (тип II) при отстройке от несущей 100 Гц...1 МГц

Как видно из приведенных характеристик, ухудшение фазового шума при воздействии вибрации не превышает 3 дБ на частоте анализа 5 кГц и составляет минус 104 дБ/Гц.

На рис. 9 показан относительный уровень фазовых шумов сигнала передающего канала (без воздействия вибрации), который, как и следовало ожидать, совпадает с фазовыми шумами сигнала гетеродина и не превышает минус (105...110) дБ/Гц в полосе частот анализа 5...500 кГц.

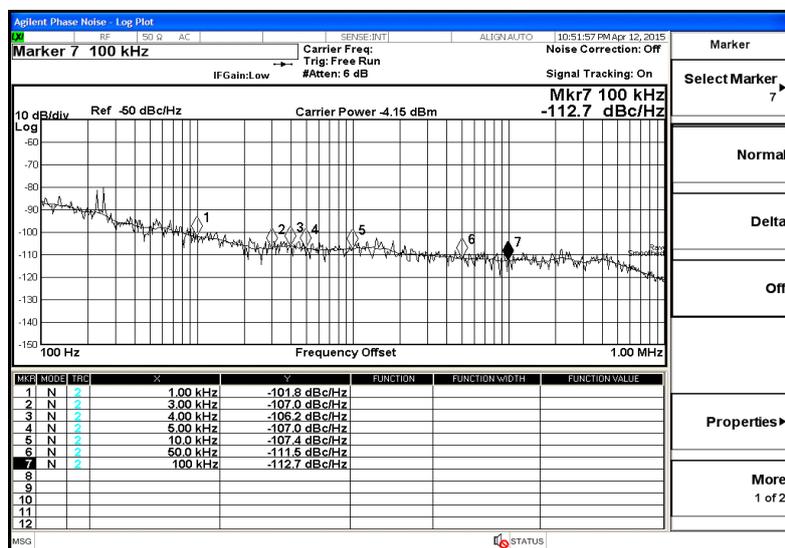


Рис. 9. Относительный уровень фазовых шумов сигнала передающего канала СВЧ КИ (тип II) при отстройке от несущей 100 Гц...1 МГц

На рис. 10 показан относительный уровень побочных составляющих в спектре выходного сигнала гетеродина в полосе обзора 1 ГГц и 20 МГц.

Уровень паразитных составляющих не превышает минус 65 дБ по отношению к несущей.

На рис.11 показаны характеристики времени перестройки частоты сигнала передающего канала СВЧ КИ (тип II) между 2-мя крайними значениями рабочих частот. Как видно из приведенной характеристики, время переключения частоты даже с учетом времени на передачу управляющего кода по последовательному интерфейсу не превышает 80 мкс.

На рис. 12 показана амплитудно-частотная характеристика СВЧ КИ *Ku*-диапазона частот (тип II). Здесь же показаны характеристики оптимальной входной мощности клистронного усилителя (ММЛК) и управляющего напряжения оптимизатора в рабочей полосе частот 150 МГц.

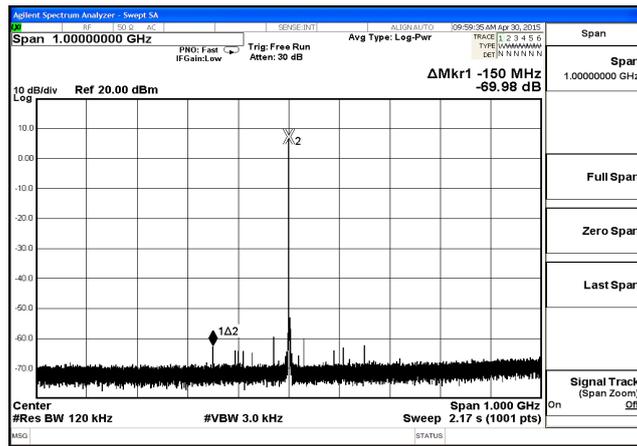
На рис. 13 показаны характеристики огибающей импульса СВЧ-сигнала передающего канала СВЧ КИ (тип II).

Как видно из приведенной характеристики, длительность фронта (спада) импульса не превышает 20 нс.

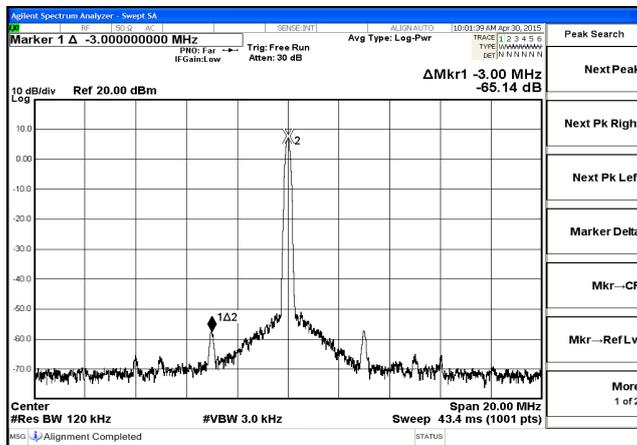
На рис. 14...16 показан внешний вид СВЧ КИ *X*-, *Ku*-, *Ka*-диапазонов частот (тип I).

На рис. 17 – внешний вид СВЧ КИ *Ku*-диапазона частот с цифровым синтезатором частоты (тип II).

Таким образом, развитие и улучшение технических характеристик передающих СВЧ КИ основано на совершенствовании двух главных составляющих КИ: твердотельного задающего устройства и выходного усилителя мощности – миниатюрного многолучевого клистрона.



а)



б)

Рис. 10. Относительный уровень паразитных сигналов в канале гетеродина СВЧ КИ (тип II)
 а – в полосе обзора 1 ГГц; б – в полосе обзора 20 МГц

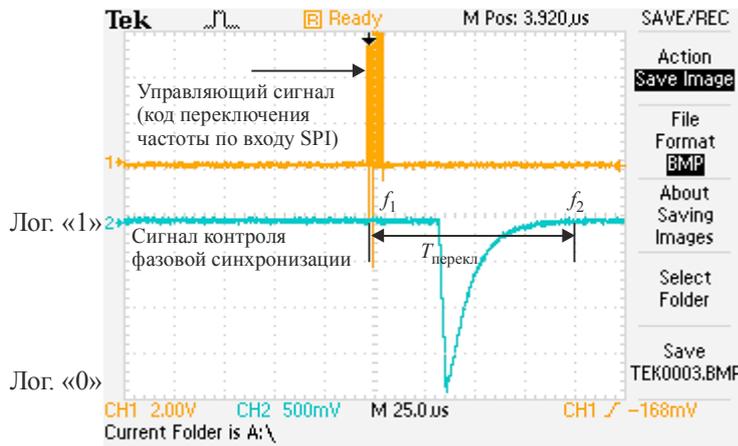


Рис. 11. Характеристика времени перестройки частоты сигнала передающего канала СВЧ КИ (тип II) между 2-мя значениями рабочих частот ($f_2 - f_1 = \Delta f = 150$ МГц)

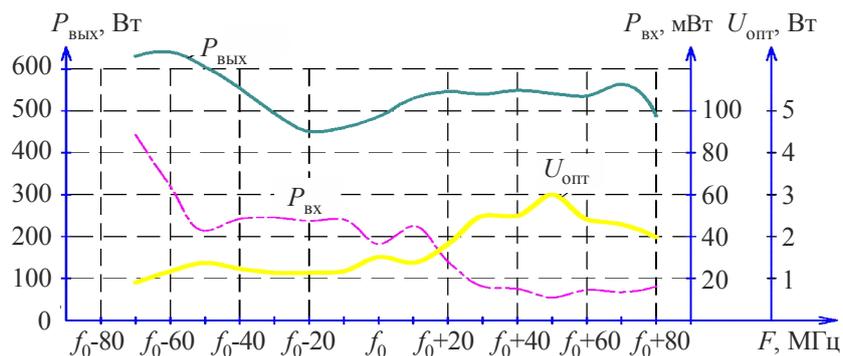
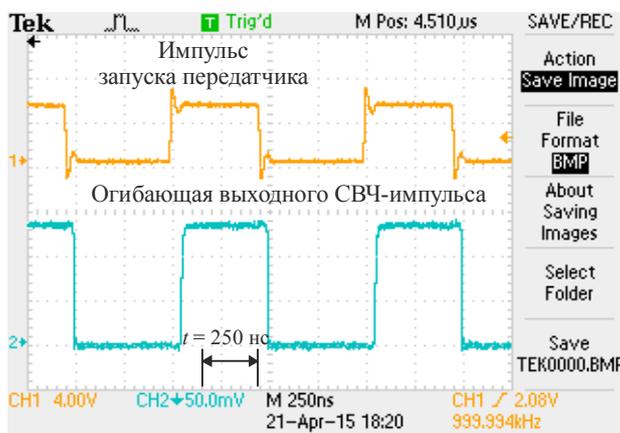
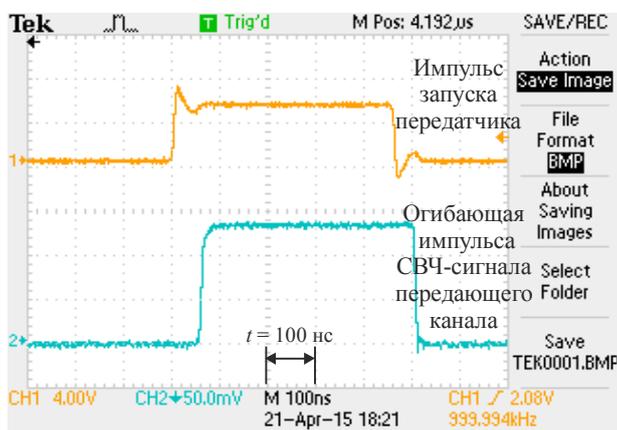


Рис. 12. Амплитудно-частотная характеристика СВЧ КИ (тип II) *Ku*-диапазона частот



а)



б)

Рис. 13. Характеристики огибающей импульса СВЧ-сигнала передающего канала СВЧ КИ (тип II):

а – масштаб длительности 250 нс на клетку; б – масштаб длительности 100 нс на клетку

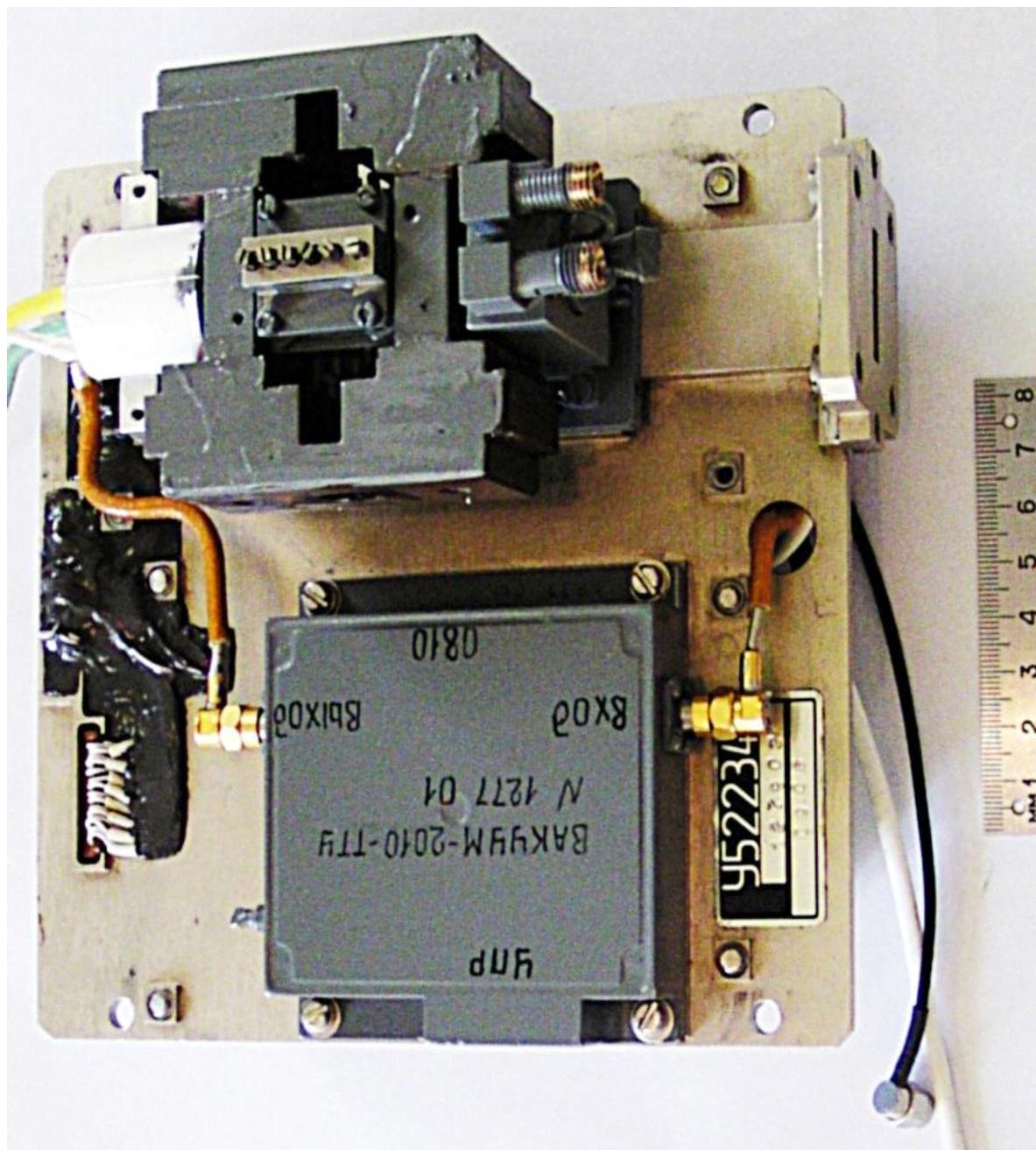


Рис. 14. Внешний вид СВЧ КИ (тип I) X-диапазона частот

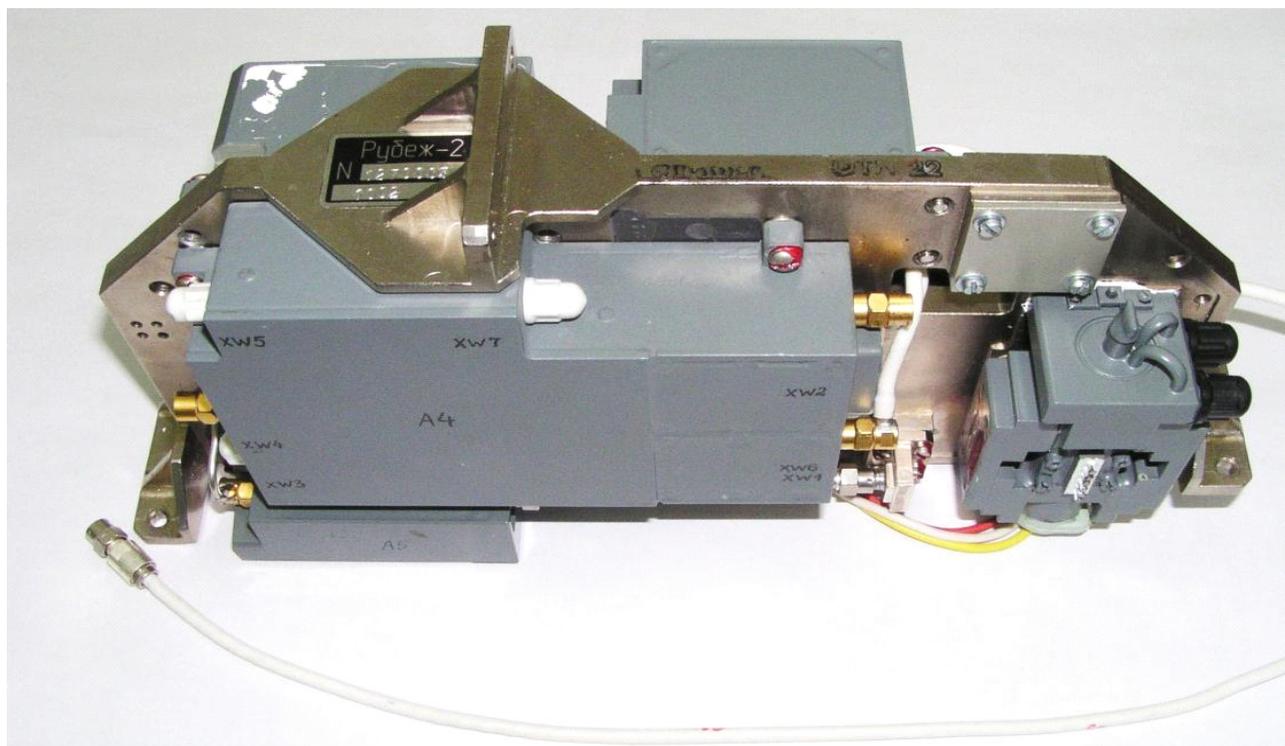
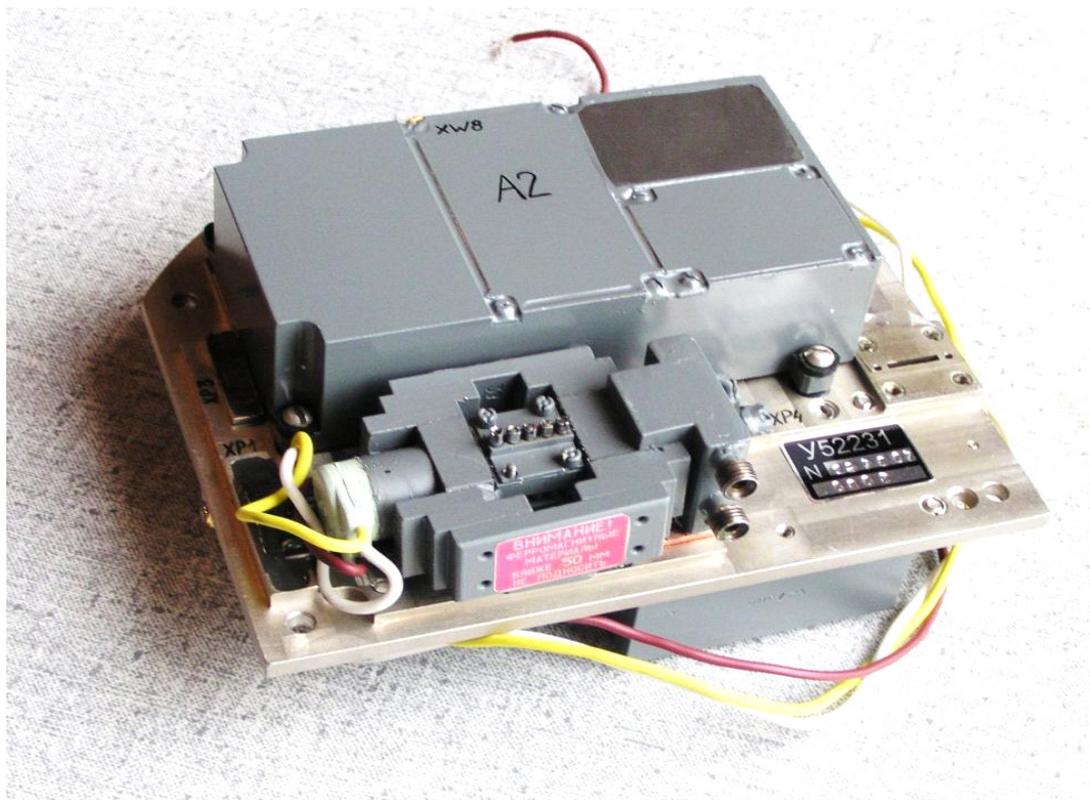


Рис. 15. Внешний вид многофункциональных СВЧ КИ с электронным переключением частоты (тип I) *Ku*-диапазона частот

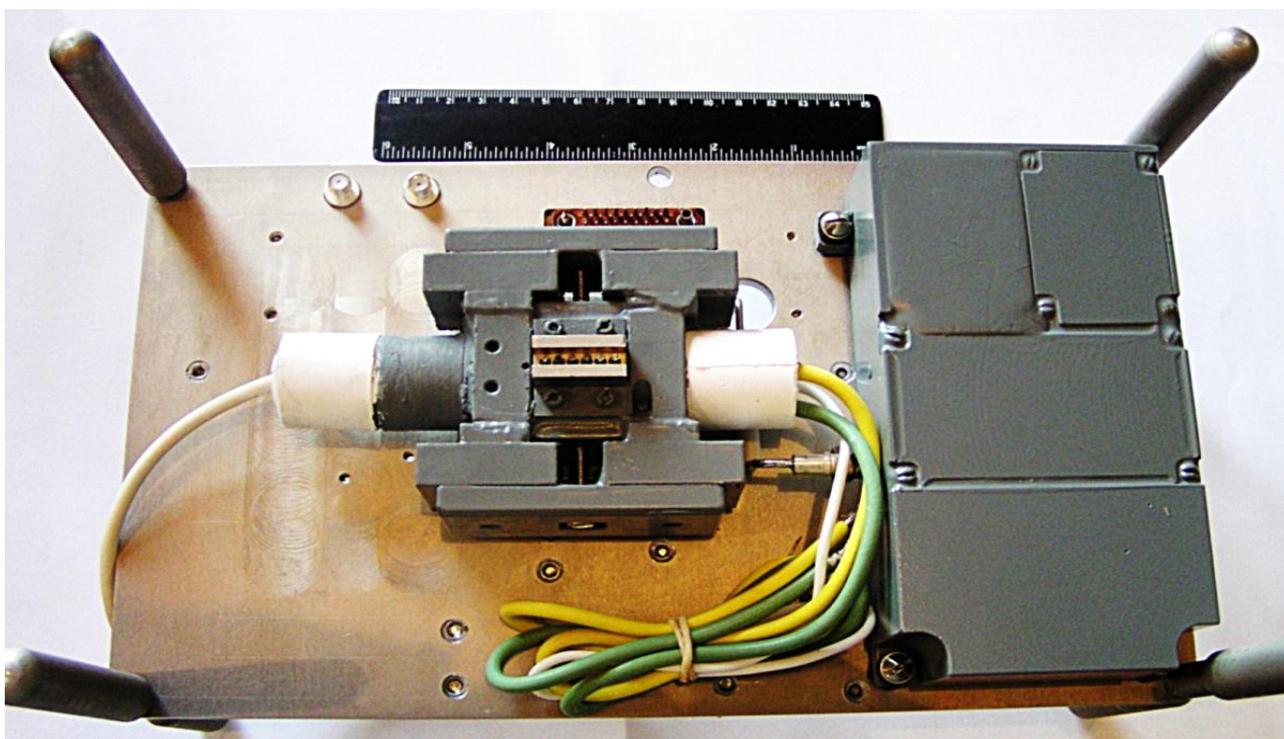
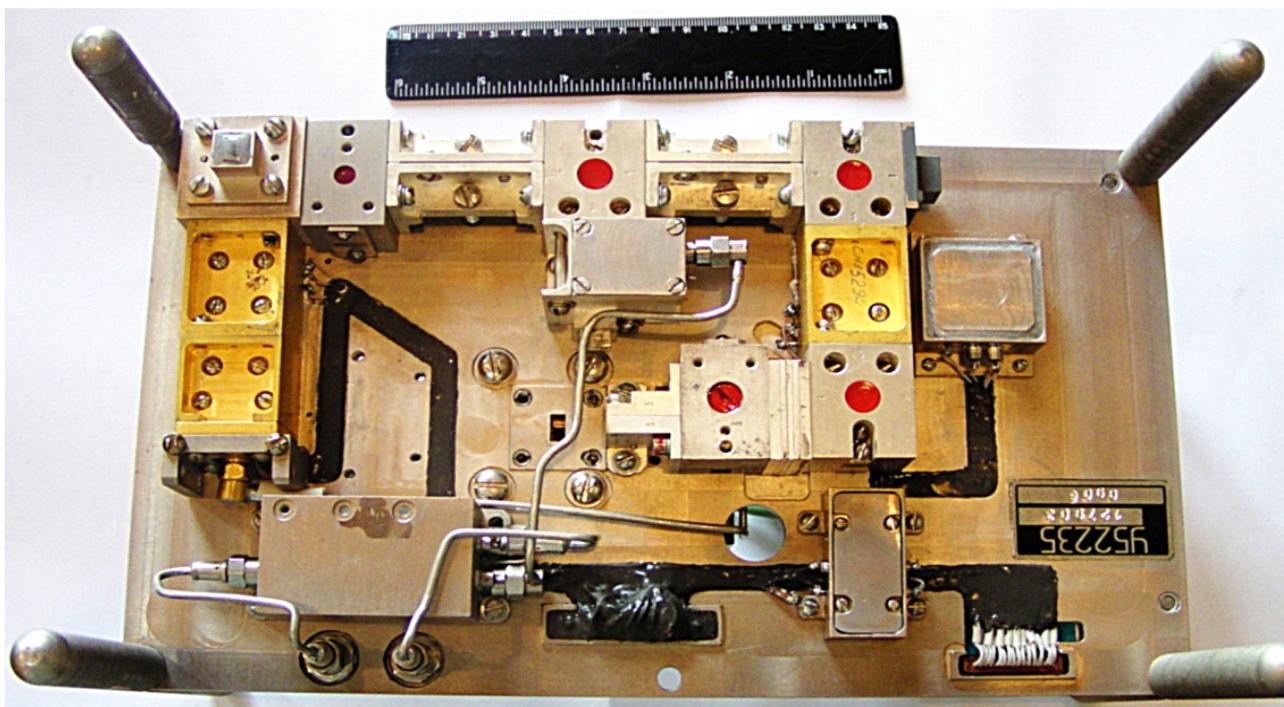


Рис. 16. Внешний вид СВЧ КИ (тип I) *Ka*-диапазона частот

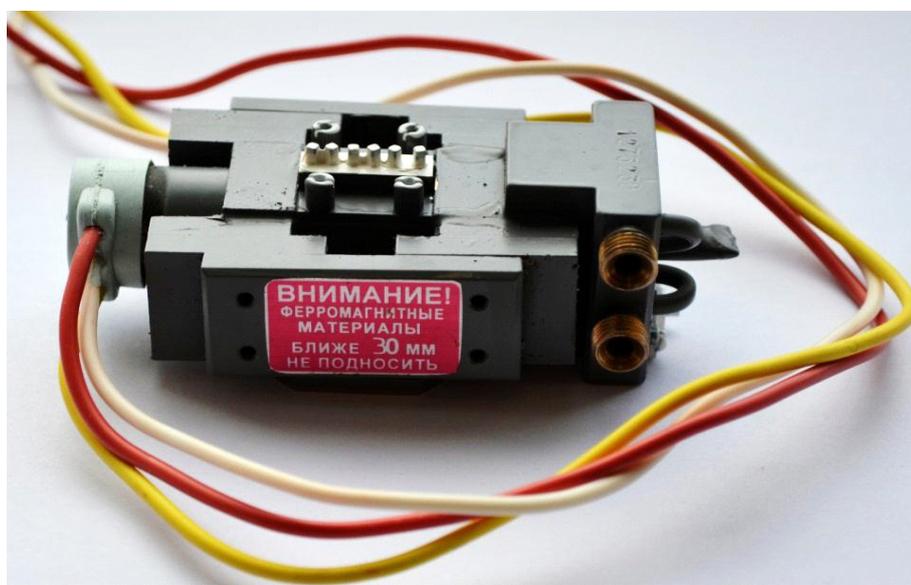
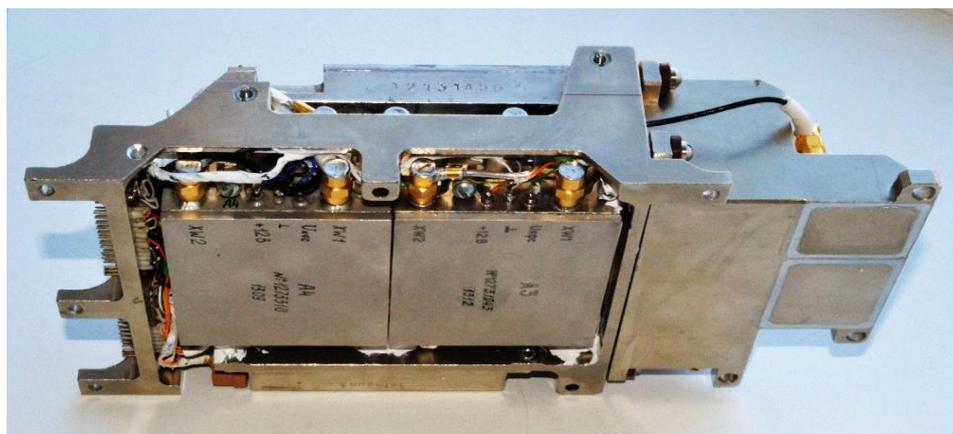


Рис. 17. Внешний вид СВЧ КИ Ku -диапазона частот с цифровым синтезатором частот (тип II)

Совершенствование твердотельного возбуждителя основано на применении монолитной, гибридно-монолитной и гибридно-интегральной технологий изготовления СВЧ-микросхем, развитых в АО "НПП "Исток" им. Шокина", применении многофункциональных цифровых микросхем и др. В свою очередь, улучшение характеристик выходного усилителя основано на совершенствовании технологии изготовления ММЛК. Это позволило создать многофункциональные передающие СВЧ КИ в X -, Ku -, Ka -диапазонах частот со следующими параметрами:

Выходная импульсная мощность при скажности минус (3 – 10)	350 – 600 Вт
Уровень фазовых шумов выходных сигналов на частотах анализа	
5...500 кГц.....	минус (90 – 105) дБ/Гц
Полоса рабочих частот.....	150 – 200 МГц
Количество рабочих частот.....	10 – 60
Время готовности из холодного состояния.....	3 – 8 с
Масса СВЧ КИ с источником питания.....	4,5 – 5 кг

ЛИТЕРАТУРА

1. **Котов, А. С.** Мощные малогабаритные радиопередающие устройства коротковолновой части сантиметрового диапазона с малым временем готовности / А. С. Котов, А. Д. Закурдаев, А. Я. Лаппо // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2003. – Вып. 2 (482). – С. 47 – 54.
2. **Закурдаев, А. Д.** Комбинированное радиопередающее устройство 2-сантиметрового диапазона длин волн / А. С. Котов, А. Д. Закурдаев // Радиотехника. – 2000. – № 2.
3. **Гельвич, Э. А.** Комплексированные изделия СВЧ: основные особенности и тенденции развития / Э. А. Гельвич, А. С. Котов // Радиотехника. – 2004. – № 2.
4. **Kotov, A. S.** Small-size complex microwave devices (CMD) for onboard applications / A. S. Kotov, E. A. Gelvich and A. D. Zakurdajev // IEEE Trans. Electron Devices. – May 2007. – Vol. 54, No 5.
5. **Котов, А. С.** Многофункциональные малогабаритные твердотельно-вакуумные СВЧ комплексированные изделия с малым временем готовности / А. С. Котов, А. Д. Закурдаев, Б. Ч. Дюбуа, М. С. Востров, А. Я. Лаппо // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2009. – Вып. 2 (501). – С. 10 – 22.
6. **Закурдаев, А. Д.** Мощные малогабаритные и миниатюрные усилительные клистроны для бортовых РЛС / А. Д. Закурдаев // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2003. – Вып. 2 (482). – С. 40 – 46.
7. **Заявка МПК Н 03 L 7/16.** СВЧ-синтезатор частот / А. С. Котов, С. М. Захаров. – Уведомление от 16. 02. 2015.

Статья поступила 1 июня 2015 г.

УДК 621.384.6

КОМПАКТНЫЙ УСКОРИТЕЛЬ ЭЛЕКТРОНОВ С РАБОЧЕЙ ЧАСТОТОЙ 27 ГГц

Ю. Д. Ключевская

Национальный исследовательский ядерный университет "МИФИ", г. Москва

Рассматривается возможность создания компактного ускорителя электронов на энергию около 6 МэВ, пригодного для использования в составе медицинского терапевтического комплекса и работающего на повышенной частоте. Представлены результаты численного моделирования динамики пучка электронов в линейном ускорителе с рабочей частотой 27 ГГц. Также приведены результаты расчета системы охлаждения структуры.

КС: компактный ускоритель, бипериодическая ускоряющая структура, динамика пучка

A possibility of creating a compact electron accelerator to energy ≈ 6 MeV fit for using inside medical therapeutic complex equipment operating at higher frequency is under consideration. The results of numeric modelling of electron beam dynamics in a linear accelerator with operating frequency 27 GHz are given. The results of calculation of the structure cooling system have been presented too.

Keywords: compact accelerator, biperiodic accelerating structure, beam dynamics.

1. ВВЕДЕНИЕ

Многие медицинские установки разработаны на основе компактных линейных ускорителей. Традиционный С-диапазон частот широко используется ведущими производителями в ускоряющих структурах на бегущей и стоячей волне для 2D, 3D, конформной лучевой терапии. Интраоперационная лучевая терапия и кибернож требуют использования более компактных ускорителей и инженерных систем. Компактность ускоряющей структуры может быть достигнута за счет увеличения частоты ускоряющего поля (частотные диапазоны 6, 10 ГГц, возможны также 17 и 30 ГГц). Кроме того, эти ускоряющие структуры требуют меньшей мощности ВЧ-питания. Эффективные медицинские ускорители, работающие в S- и X-диапазонах, хорошо известны [1...3], а конструкция 17-ГГц линейного ускорителя была предложена в работе [4]. В статье обсуждается возможность создания медицинского ускорителя в диапазоне 30 ГГц. Этот диапазон частот не нов и был рекомендован для использования, например, в проекте CLIC [5]. Предлагается использовать обычный круглый диафрагмированный волновод на стоячей волне (бипериодическая ускоряющая структура, БУС), вид колебаний – $\pi / 2$ рабочая частота – 27 ГГц. Из-за малой длины волны (около 1,1 см) структура имеет малую апертуру и требует разработки специальной конструкции электронной пушки, чтобы обеспечить инжекцию пучка. Средний ток пучка, который необходим для интраоперационной лучевой терапии или киберножа, составляет 20...40 мкА. Таким образом, импульсный ток должен быть равен 8...10 мА при скважности около 0,4 %, доступной для источников питания, работающих в диапазоне 30 ГГц. Одним из возможных типов источников с высокой импульсной мощностью в этом диапазоне является гиротрон [6]. Ввиду того, что данные генераторы работают в режиме длинных

импульсов (сотни микросекунд) с низкой частотой повторения, предложенный ускоритель будет отличаться от обычного медицинского ускорителя С-диапазона.

2. ЭЛЕКТРОННАЯ ПУШКА

Требования к параметрам пучка, инжектированного пушкой, следующие: энергия – 50 кэВ, ток в импульсе – 8 мА при длительности импульса около 0,5 мс, диаметр пучка на входе ускоряющей структуры – около 1 мм. Было предложено использовать известный источник электронов с оптикой типа "INDOR" от COREX [7]. Напряжение на катоде – 50 кВ, на сетке – 1 кВ. Результаты компьютерного моделирования с помощью программы SUMA [8, 9] приведены на рис. 1.

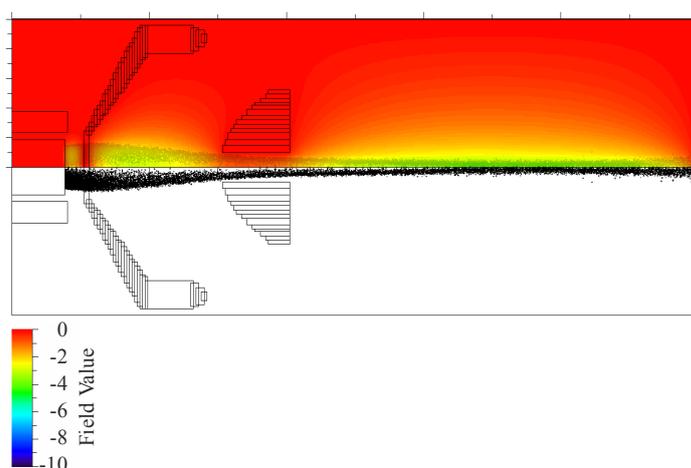


Рис. 1. Распределение электронов (вверху) и эквипотенциали собственного поля в электронной пушке (внизу)

На расстоянии 4,3 см от катода электронный пучок имеет диаметр 0,95 мм, ток 8,1 мА и фазовый объем 2,47 см·мрад.

3. ДИНАМИКА ПУЧКА В УСКОРИТЕЛЕ

Было предложено разделить структуру на две части: группирующую и основную ускоряющую. На участке группировки непрерывный пучок преобразуется в относительно короткие сгустки, которые также доускоряются до энергии, позволяющей без потерь инжектировать их в основную секцию. На участке группировки фазовая скорость волны и амплитуда электрического поля монотонно возрастают, на основном участке они постоянны. Была исследована динамика пучка для группирующей и основной секций. Оптимизация проводилась путем варьирования различных параметров, таких, как амплитуда ускоряющего поля и длина группирующей секции. Параметры пучка после группирователя были использованы в качестве начальных значений для оптимизации основной секции. Поперечное распределение скорости, захват пучка, продольный эмиттанс для группирователя и основной секции и огибающая пучка изображены на рис. 2...4. Моделирование динамики частиц проводилось с использованием программы BEAMDULAC-BL [10]. Результаты моделирования динамики пучка и основные параметры группирователя и основной части представлены в табл. 1. В результате моделирования динамики пучка было показано, что пучок электронов может быть эффективно

сгруппирован и ускорен до энергии 6 МэВ в БУС с рабочей частотой 27 ГГц. Общий коэффициент токопрохождения для всей структуры равен 72 %. Также можно осуществлять контроль огибающей пучка с помощью короткого соленоида.

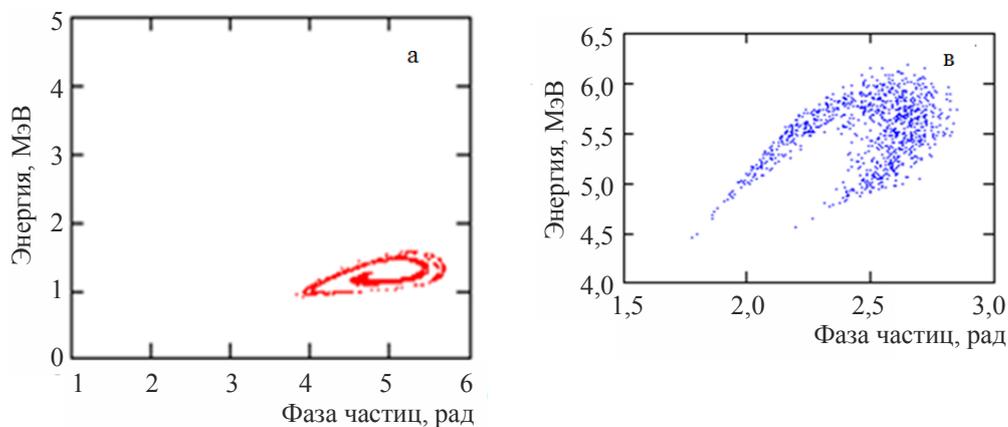


Рис. 2. Продольный эмиттанс для группирующей (а) и основной (б) секций

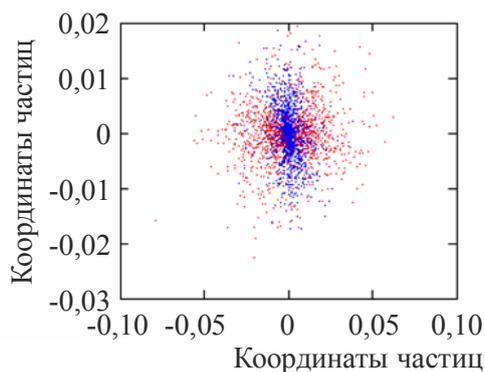


Рис. 3. Сечение пучка. Красным цветом обозначено распределение частиц при влете в основную секцию, синим – в конце ускорения

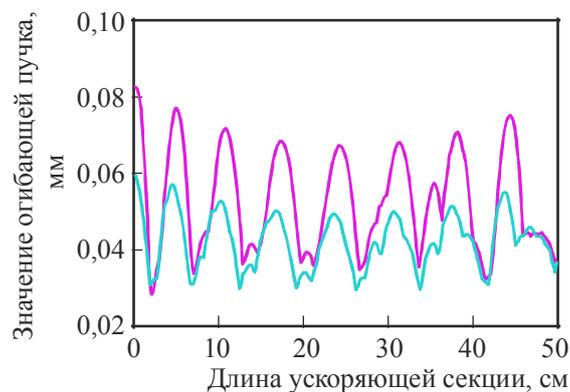


Рис. 4. Огибающая пучка

Таблица 1

Оптимальные значения параметров группирователя и основной части и результаты численного моделирования динамики пучка

Параметр	Группирователь	Основная часть
Максимальная напряженность ВЧ-поля, кВ/см	300	410
Длина, см	25	50
Энергия инжекции, МэВ	0,05	2
Ток инжекции, мА	10	8
Энергия на выходе, МэВ	1,94	6,03
Коэффициент токопрохождения, %	83,2	86,5
Поперечные потери частиц, %	0	0
Продольные потери частиц, %	15,5	13,2

4. БИПЕРИОДИЧЕСКАЯ УСКОРЯЮЩАЯ СТРУКТУРА НА 27 ГГц

Для ускорителя предлагается использовать стандартную БУС на основе круглого диафрагмированного волновода, работающую на стоячей волне. Рабочая частота 27 ГГц позволяет существенно уменьшить размеры по сравнению с традиционно используемыми в настоящее время структурами 10- и 5-см диапазонов. Общий вид ячейки БУС изображен на рис. 5.

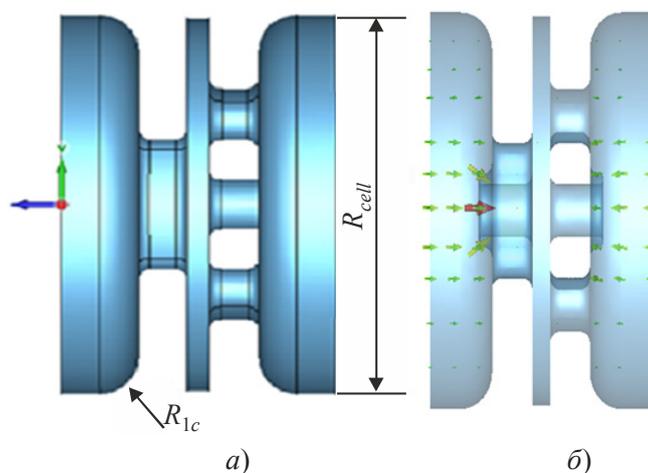


Рис. 5. Общий вид ячейки БУС (а) и распределение электрического поля (б)

За счет оптимизации параметров ускоряющей ячейки и ячейки связи получены оптимальные размеры БУС, необходимые для возбуждения вида колебаний $\pi/2$ на частоте 27 ГГц и выравнивания распределения амплитуды поля в ускоряющих ячейках. В табл. 2 приведены оптимизированные электродинамические характеристики ячейки, полученные в результате моделирования. Модель БУС, состоящая из 9 ускоряющих ячеек и 8 ячеек с окнами связи по магнитному полю, была исследована после оптимизации одного периода структуры. Общий вид структуры показан на рис. 6. Распределение амплитуды ускоряющего электрического поля на оси структуры представлено на рис. 7.

Таблица 2

**Основные
электродинамические характеристики БУС**

Параметр	Значение
Рабочая мода	$\pi/2$
Радиус ускоряющих ячеек R_{cell} , мм	8,8
Радиус обечайки R_{lc} , мм	1
Частота, ГГц	27
Шунтовое сопротивление, МОм/м	170
Коэффициент связи	0,09
Добротность	4684

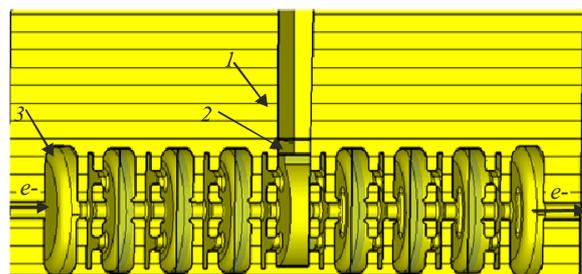


Рис. 6. Общий вид структуры:
1 – ввод мощности; 2 – волновод;
3 – ускоряющая ячейка

В процессе моделирования была построена модель БУС с вводом мощности (см. рис. 6 и 8). Ввод мощности осуществляется в центральную ячейку. Он организован посредством стандартного прямоугольного волновода с внутренними размерами $8,6 \times 4,3$ мм, которые соответствуют диапазону частот 22...33 ГГц [11]. Ввод мощности соединен с центральной ячейкой с помощью согласующей диафрагмы. На рис. 9 приведен параметр S_{11} (коэффициент отражения структуры).

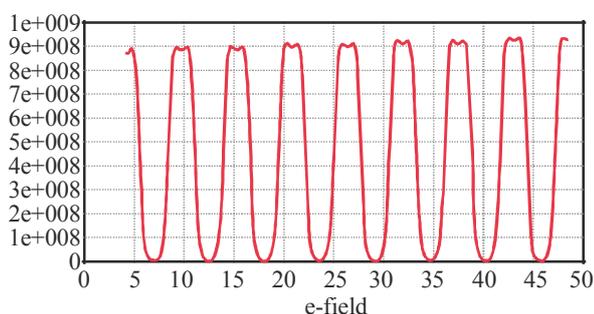


Рис. 7. Распределение амплитуды ускоряющего электрического поля вдоль продольной оси структуры

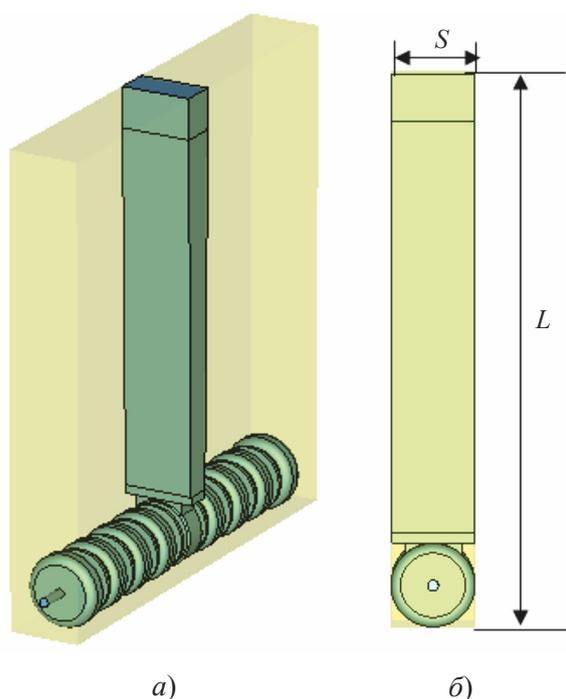


Рис. 8. Ускоряющая система с вводом мощности ($L = 50$ мм; $S = 3$ мм):
а – общий вид; б – вид спереди

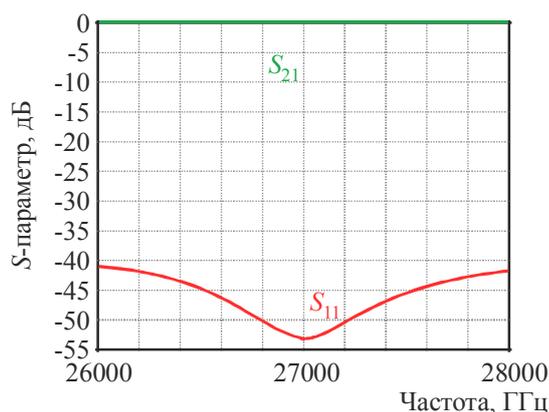


Рис. 9. S-параметр для бипериодической ускоряющей системы

5. СИСТЕМА ОХЛАЖДЕНИЯ БИПЕРИОДИЧЕСКОЙ УСКОРЯЮЩЕЙ СТРУКТУРЫ

Сочетание высоких электромагнитных полей и длинного импульса на высокой рабочей частоте приводит к увеличению температуры структуры, тепловым деформациям и заметному изменению характеристик резонатора, в том числе частоты, во время ВЧ-импульса [12]. Для определения сдвига частоты в зависимости от мощности питания и температуры охлаждающей жидкости был проведен тепловой расчет. Для оптимального охлаждения использовано 10 трубок с водой, которые проходят вдоль БУС и расположены по радиусу; диаметр трубок равен 8 мм (рис. 10).

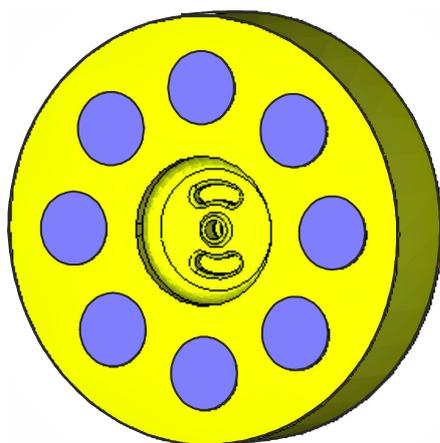


Рис. 10. Структура с охлаждающими трубками, материал – медь

Потери СВЧ-мощности в стенках структуры рассчитываются по формуле:

$$P = \frac{\omega W}{Q}, \quad (1)$$

где ω – частота; W – запасенная энергия; Q – добротность.

Поток воды является одним из важных параметров системы охлаждения, который определяется уравнением:

$$G = U\pi d^2, \quad (2)$$

где U – скорость жидкости; d – диаметр трубок.

Тепловой анализ структуры включает непрерывный процесс нагрева и охлаждения. Было определено, что импульсное значение мощности, уходящей в стенки структуры, равно 1,05 МВт. Средняя мощность потерь составляет 2,7 кВт на один период при длительности импульса

400 мкс и частоте повторения импульсов 10 Гц. Распределение сдвига частоты в зависимости от температуры в структуре, сдвиг частоты в зависимости от потока жидкости, зависимость температуры от потока жидкости представлены на рис. 11...13. Было показано, что при потоке воды 0,33 л/с для каждой охлаждающей трубки в этом случае сдвиг частоты равен 80 кГц при температуре 34 °С. При такой температуре в структуре сдвигом частоты можно пренебречь. Распределение температуры по структуре при потоке воды 0,3 л/с и температуре 34 °С показано на рис. 14.

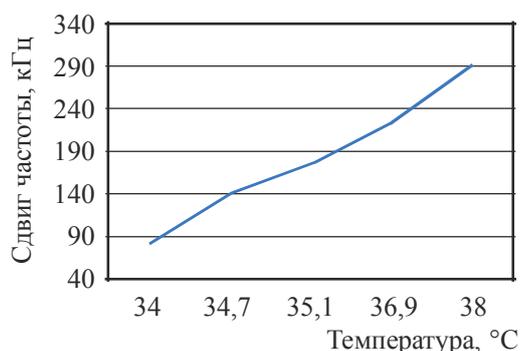


Рис. 11. Сдвиг частоты в зависимости от температуры

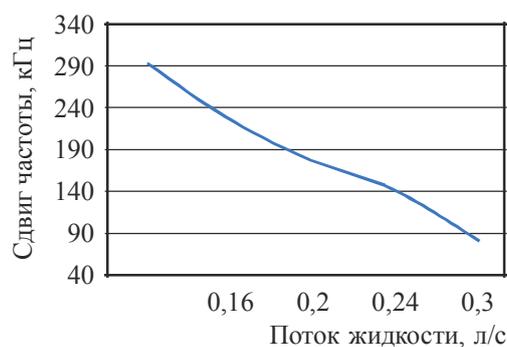


Рис. 12. Сдвиг частоты в зависимости от потока жидкости

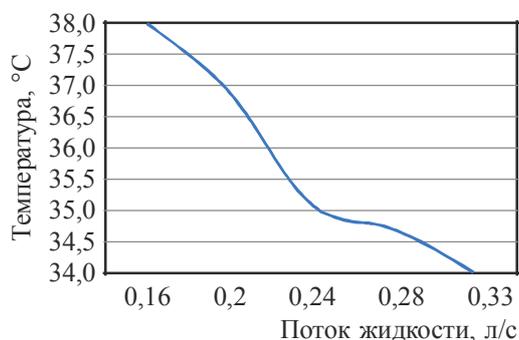


Рис. 13. Зависимость температуры от потока жидкости

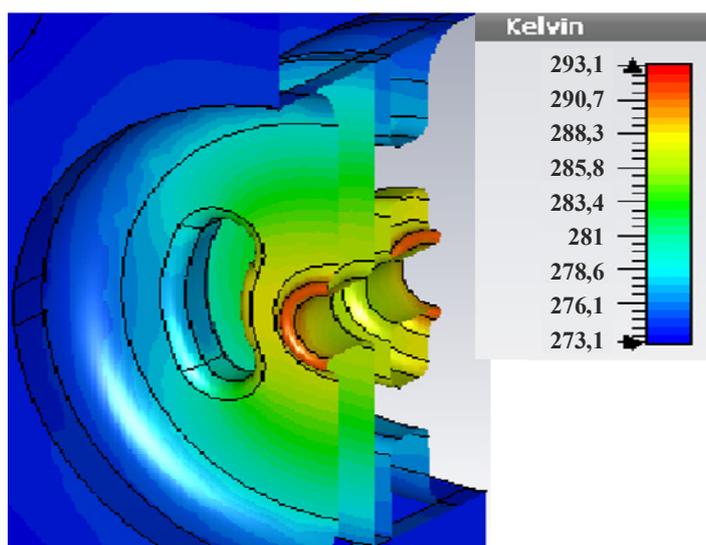


Рис. 14. Вид БУС в разрезе и распределение температуры при потоке жидкости 0,3 л/с

6. ВЫВОДЫ

Разработана электродинамическая модель бипериодической ускоряющей структуры с рабочей частотой 27 ГГц на энергию 6 МэВ. Структура имеет высокое шунтовое сопротивление – 170 МОм. Проведены согласование ввода мощности со структурой, настройка его на

резонансную частоту и необходимый коэффициент отражения мощности $S = -50$ дБ. Путем численного моделирования изучена динамика пучка и показано, что полный коэффициент токопрохождения для структуры достигает 72 %, а огибающую пучка можно эффективно контролировать с помощью короткого соленоида. По результатам тепловых расчетов определены необходимые параметры системы охлаждения, позволяющие ограничить максимальную температуру на 34°C, в этом случае сдвиг частоты незначительный. Поток жидкости равен 0,33 л/с для каждой охлаждающей трубки, в этом случае сдвиг частоты будет ограничен 80 кГц.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Hanna, S. M.** // Proc. of PAC'99. – P. 2516.
2. <http://www accuray.com/solutions>.
3. **Quy et, N. H.** // Proc. of EPAC'04. – P. 2670.
4. **Chan, K. C. D.** // Proc. of LINAC'04. – P. 492.
5. **Milovanov, N. Sobenin.** Technique RF frequencies. Textbook for high schools. – 1980. – P. 464.
6. **T. V. Bondarenko, Yu. D. Kliuchevskaia, S. M. Polozov, V. I. Rashchikov,** // IPAC-2014.
7. **Agustsson, R.** Normal conducting radio frequency X-band deflecting cavity fabrication and validation // IPAC-2012.
8. **Rachichikov, V. I.** Problems of atomic science and technology / V. I. Rachichikov // Series Nuclear Physics Investigation. – 1990. – Vol. 50, 10 (18).
9. **Didenko, A. N.** // Technical Physics. – 2011. – Vol. 1535, No 56 (10).
10. **Bondarenko, T. V.** BEAMDULAC-BL code for 3D simulation of electron beam dynamics taking into account beam loading and coulomb field. Problems of atomic science and technology / T. V. Bondarenko, E. S. Masunov, S. M. Polozov // Series Nuclear Physics Investigations. – 2014.
11. **Zapevalov, S. A.** // Proc. Of RuPAC'08. – P. 339.
12. **Gusarova, M. A.** // Journal of Applied Physics. – 2013. – Vol. 83, No 4. – P. 134 – 140.

Статья поступила 28 октября 2014 г.

≡≡≡ **НОВЫЕ КНИГИ** ≡≡≡

КАМЫШНАЯ Э. Н. Конструкторско-технологические расчеты электронной аппаратуры: учеб. пособие / Э. Н. Камышная, В. В. Маркелов, В.А. Соловьев. – М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2014. – 165 с.: ил.

Рассмотрены методологии различных конструкторско-технологических расчетов электронной аппаратуры и их программная реализация. Приведены методики и алгоритмы компоновочного расчета, расчетов теплового режима блоков электронной аппаратуры, надежности, параметров печатного монтажа, а также на механические воздействия.

Для студентов, осуществляющих расчеты по курсовому и дипломному проектированию.

ГОРБУНОВ Ю. Н., ЛОБАНОВ Б. С., КУЛИКОВ Г. В. Введение в стохастическую радиолокацию. Учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2015. – 376 с.: ил.

Рассмотрены основы радиолокации, вопросы реализации когерентно-импульсных систем радиолокации и их компонентов – цифровых систем обнаружения и измерения параметров радиолокационных сигналов, систем селекции движущихся целей, обеспечивающих выделение полезных сигналов от целей на фоне коррелированных помех по доплеровским и угловым признакам (пространственным частотам). В отличие от традиционного изложения материала, упор сделан на стохастические методы обработки сигналов и информации.

Для студентов, обучающихся по специальности «Радиоэлектронные системы и комплексы», а также другим радиотехническим и инфокоммуникационным специальностям, при изучении дисциплин «Устройства приема и обработки сигналов», «Основы теории радиолокационных систем и комплексов», «Основы теории систем и комплексов радиоэлектронной борьбы», «Цифровая обработка сигналов», «Пространственно-временная обработка сигналов»; аспирантов и адъюнктов соответствующего профиля, специалистов.

ПРАВИЛА ОФОРМЛЕНИЯ МАТЕРИАЛОВ ДЛЯ ПУБЛИКАЦИИ В НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОМ СБОРНИКЕ «СВЧ-ТЕХНИКА»

1. Статья должна иметь официальное направление от учреждения, в котором выполнена работа, и документ, подтверждающий возможность открытого опубликования (акт экспертизы).

2. Статья должна содержать:

- соответствующий индекс универсальной десятичной классификации литературы (УДК);
- инициалы и фамилии авторов;
- название;
- реферат;
- ключевые слова;
- текст статьи;
- список литературы;
- краткие сведения об авторах, включающие фамилию, имя, отчество (полностью), город, место работы, домашний и электронный адрес, телефон.

Объем публикуемой статьи, как правило, до 12 стр., включая иллюстрации.

3. Статья должна быть подготовлена в текстовом редакторе MS Word для Windows и передана в виде файла (формат DOC или RTF), записанного на ФЛЭШ или оптическом (CD) носителе, и двух экземпляров распечатки.

4. Статья должна быть сформатирована через 1 интервал с выравниванием по ширине. Абзацный отступ – 0,7 см. При наборе текста используются только стандартные True Type шрифты – NewtonC и Symbol. Размер шрифта основного текста – 12 пунктов, примечаний и ссылок – 10 пунктов. Устанавливаемый размер бумаги – А4 (210 × 297 мм).

Сложные формулы набираются только в “Редакторе формул” Word. Непосредственно в Word допускается использование только простых формул (символы с индексами, подстрочными и/или надстрочными). Не принимаются формулы, выполненные в виде рисунков. Расшифровка буквенных обозначений формул в тексте должна быть набрана в текстовом редакторе. Таблицы выполняются в формате Word.

5. Иллюстрации к статье представляются в виде отдельных файлов.

Рисунки выполняются в соответствии со следующими требованиями:

- растровые рисунки – в формате TIFF, разрешение 300 точек/дюйм (для полутонных фотографий допускается формат JPEG, для рисунков – формат GIF); векторная графика – в формате CorelDraw, WMF;
- размер рисунка – не более 17 × 20 см;
- буквенные и цифровые обозначения на рисунках должны соответствовать обозначениям в тексте, причем начертание греческих и русских букв – прямое, а латинских букв и цифр, обозначающих номера позиций, – курсивное;
- текстовая информация, не являющаяся неотъемлемой частью рисунка, и условные обозначения выносятся в текст статьи или в подпись к рисунку.

Фотографии принимаются в оригиналах (не более 18 × 24 см) или в электронном виде.

На весь иллюстративный материал должны быть ссылки в тексте.

6. Следует строго соблюдать единообразие терминов, размерностей, условных обозначений, сокращений. Единицы измерения должны соответствовать системе СИ.

7. Формулы следует нумеровать в круглых скобках, например (2), литературные ссылки – в прямых, например [2], подстрочные замечания отмечаются звездочками *.

8. Таблицы должны иметь тематические заголовки. Все слова в заголовках граф даются без сокращений и в единственном числе.

9. Библиография составляется в соответствии с ГОСТ 7.1 – 2003 и дается общим списком в конце статьи.

10. Итоговое решение об одобрении или отклонении представленных в редакцию материалов принимается редакционной коллегией, о чем авторы ставятся в известность.

11. Плата с аспирантов за публикацию рукописей не взимается.

CONTENTS

PROCEEDINGS OF SCIENTIFIC AND TECHNICAL CONFERENCE JSC "RPC "ISTOK" NAMED AFTER SHOKIN"

"MICROWAVE ELECTRONICS, 2015. SCIENCE. TECHNOLOGY. PRODUCTION" (May 13–14, 2015, Fryazino)

<i>Shakhray V.I., Peregonov S.A., Lisitsyn A.A., Nikitin S.V.</i> – The peculiarities of building hardware for data transmission of translational command systems to moving objects guidance.....	4
<i>Fedorov V.V., Gorbunov A.V.</i> – Passive electronic components. Up-to-date development directions in JSC “NII "Ferrite-Domain".....	11
<i>Azov G.A., Ganeyev E. R., Khritkin S.A.</i> – Design and development of cm-range helix TWT with 400W power.....	15
<i>Ivanov I.M., Yefremova M.V., Scripkin N.I., Vagin A.I., Khodataev K.V.</i> – Calculation and experimental research of 3-mm range magnetron power combiner with energy output into free space by three coherent emitters	22
<i>Kargin A.N., Morozov O.A., Morozov A.O., Savenko G.P., Simonenko A.N., Fedotov V.V.</i> – Electron optics of up-to-date magnetrons.....	27
<i>Sabin V.M., Freydovich I.A., Akimov P.I., Nevsky P.V., Terentyev D.A., Frolov I.S.</i> – The results of EOS design of a power 26-beam klystron.....	36
<i>Kurochkin A.A., Bozhenova N.S.</i> – Optimization of molybdenum turning processes.....	41
<i>Pugin V.I., Yunakov A.N., Evseyev S.V.</i> – The improvement of S-band high-power klystron design with the purpose of increasing the operating frequency band and output power.....	48
<i>Miroshnik P.S., Chepurnykh I.P.</i> – The design of a low-element slotted waveguide resonant antenna.....	52
<i>Bazhaov A.S., Dutyshev I.N., Scopin V.I., Zakharov A.I.</i> – Radars for detecting alive people behind the walls.....	56

<i>Bazhaov A.S., Nekrasov S.S., Matveyev V.I., Moscal V.I. – Radar diagnostics system.....</i>	65
<i>Shalin T.I., Fedonin U.A. – 2 cm wide band transmitter – receiver module of active phased array.....</i>	74
<i>Nalogin A.G., Kuznetsov I.S., Popov R.N. – The development of polycrystalline ferrite manufacturing technology for microwave devices.....</i>	77
<i>Pashkov A.N., Tereshenok A.P., Kurdoglo E.D., Nalogin A.G., Zubkov N.P., Potapov S.N., Anisimov I.A., Kalinin A.S. – Some peculiarities of manufacturing light weight heat sinking bases made of SiC–Al composite material for active phased array submodules</i>	81
<i>Kotov A.S., Meleshkevich P.M., Zakurdayev A.D., Vostrov M.S., Polyakov A.V., Khromov A.V., Zakharov S.M., Motorin V.P., Polyakova V.M., Shipilo E.M., Grishina E.A., Kharabadze E.T., Levashov N.I. – The status and the prospects of development of small-size onboard solid-state – vacuum microwave complex devices.....</i>	90
<i>Klyuchevskaya U.D. – Compact electron accelerator with operating frequency 27 GHz....</i>	111

УДК 621.391.3

**ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ АППАРАТУРЫ
ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ТРАНСЛЯЦИОННО-КОМАНДНЫХ СИСТЕМ
НАВЕДЕНИЯ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ**

В. И. Шахрай

ЗАО "МНИТИ", г. Москва

С. А. Перегонов, А. А. Лисицын, С. В. Никитин

АО "НПП "Исток" им. Шокина", г. Фрязино

Рассмотрены вопросы обеспечения надежной связи между летающими объектами в части выбора как вида сигналов, так и конструкции и параметров аппаратной части.

КС: кодирование видеoinформации, преобразование спектров видеoinформации, волноводно-щелевая резонансная антенна

The issues of providing reliable communications between the flying objects have been considered both in the part of choosing the signal type and hardware design and parameters.

Keywords: video information coding, video information spectra conversion, slotted waveguide resonant antenna

УДК.621.37

**ПАССИВНЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ.
СОВРЕМЕННЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ
В ОАО "НИИ "ФЕРРИТ-ДОМЕН"**

В. В. Федоров, А. В. Горбунов

ОАО "НИИ "Феррит-Домен", г. Санкт-Петербург

Рассмотрены виды выпускаемых ВЧ и СВЧ пассивных электронных компонентов в ОАО "НИИ "Феррит-Домен", а также освещены проблемы и перспективы развития их производства.

КС: СВЧ-техника, ВЧ- и СВЧ-резисторы

The types of RF and microwave passive electronic components produced in JSC "NI "Ferrite-Domain" have been considered, the problems and prospects of their production development are presented.

Keywords: microwave engineering, RF and microwave resistors

УДК 621.385.632

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА СПИРАЛЬНОЙ ЛБВ
САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА С МОЩНОСТЬЮ 400 Вт**

Г. А. Азов¹, Э. Р. Ганеев¹, С. А. Хриткин^{1,2}

¹ОАО "Плутон", г. Москва; ²МИЭМ НИУ ВШЭ, г. Москва

Представлены краткое описание конструкции и технологии изготовления ЛБВ, результаты численного

моделирования пространства взаимодействия и выходных параметров прибора сантиметрового диапазона длин волн с выходной мощностью 350...400 Вт. Проведено сопоставление результатов моделирования и испытаний опытных образцов изделий.

КС: ЛБВ, замедляющая система, коэффициент замедления, сопротивление связи, электронные пучки

A brief description of TWT design and manufacturing technology, the results of numerical simulation of interaction space and output parameters of cm-wavelength device with output power 350...400 W have been presented. The simulation results were compared with the results of the pilot samples products tests.

Keywords: TWT, slow-wave structure, slowing factor, coupling resistance, electron beams

УДК 621.385.64

**РАСЧЕТ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ
СУММАТОРА МОЩНОСТИ МАГНЕТРОНОВ 3-ММ ДИАПАЗОНА
С ВЫВОДОМ ЭНЕРГИИ В СВОБОДНОЕ ПРОСТРАНСТВО
ТРЕМЯ КОГЕРЕНТНЫМИ ИЗЛУЧАТЕЛЯМИ**

И. М. Иванов, М. В. Ефремова, Н. И. Скрипкин

ОАО "Плутон", г. Москва

А. И. Вагин, К. В. Ходатаев

ЗАО "РТИ-Радио", г. Москва

Представлены результаты расчета и оптимизации системы волноводных тройников с двумя входами и тремя выходами, определены расчетный коэффициент суммирования по входам и рабочая частотная полоса захвата, приведены результаты эксперимента.

КС: сумматор мощности, магнетрон, 3-мм диапазон, расчет, эксперимент

The results of calculation and optimization of a system of *T*-bends with two inputs and three outputs are presented. The design addition factor in inputs and operating frequency locking band are defined, the results of the experiment are given.

Keywords: power combiner, magnetron, 3-mm range, calculation, experiment

УДК 621.385.6

ЭЛЕКТРОННАЯ ОПТИКА СОВРЕМЕННЫХ МАГНЕТРОНОВ

А. Н. Каргин, О. А. Морозов, А. О. Морозов, Г. П. Савенко,

А. Н. Симоненко, В. В. Федотов

АО "НПП "Исток" им. Шокина", г. Фрязино

При разработке магнетронов используются компьютерные методы расчета электронно-оптических систем (ЭОС). Предложены критерии оптимальности ЭОС, по которым выбирается геометрия катодных экранов и форма полюсных наконечников. Такой подход обеспечивает повышение надежности магнетронов за счет равномерного распределения нагрузки на катод.

КС: магнетрон, электронная оптика, критерии моделирования

When designing magnetrons computer-aided methods of calculating electron-optical systems (EOS) are used. EOS optimality criteria were suggested which were used for choosing the cathode screens geometry and pole tip shape. This approach provides the increase of magnetron reliability due to uniform load distribution onto the cathode.

Keywords: magnetron, electron optics, simulation criteria

УДК 621.385.623

РЕЗУЛЬТАТЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭОС МОЩНОГО 26-ЛУЧЕВОГО КЛИСТРОНА

**В. М. Саблин, И. А. Фрейдович, П. И. Акимов,
П. В. Невский, Д. А. Терентьев, И. С. Фролов**
ФГУП "НПП "Торий", г. Москва

Приведены результаты разработки ЭОС мощного 26-лучевого клистрона с пакетированной реверсной магнитной системой, работающего в 6-см диапазоне длин волн.

КС: многолучевая электронная пушка, реверсная магнитная фокусирующая система, парциальный луч, коллекторный экран

The results of EOS design of a power 26-beam klystron with a packaged reverse magnet system operating in 6-cm wavelength range are presented.

Keywords: multiple-beam electron gun, reverse magnet focusing system, partial beam, collector screen

УДК 669.28:621.941

ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОЦЕССОВ ТОКАРНОЙ ОБРАБОТКИ МОЛИБДЕНА

А. А. Курочкин
АО "НПП "Исток" им. Шокина", г. Фрязино

Н. С. Боженова
ООО "СВК", г. Москва

Проведены исследования влияния материала режущего инструмента и его геометрии на процесс механической обработки молибдена и формирование стружки в процессе резания. Продемонстрированы результаты токарной обработки молибдена подобранным инструментом. Определены основные критерии по оптимальному выбору смазочно-охлаждающей жидкости для обработки молибдена. Приведены результаты апробации смазочно-охлаждающей жидкости, принятой за аналог трихлорэтилену, на различных токарных операциях.

КС: токарная обработка молибдена, смазочно-охлаждающая жидкость, геометрия режущей пластины, стружка

The investigation of the effect of cutting tool material and its geometry on molybdenum turning process and chipping in the cutting process was conducted. The results of molybdenum turning process with the chosen tool were demonstrated. The main criteria on optimal choice of cutting coolant for molybdenum treatment were defined. The results of approbating the cutting coolant taken as trichloroethylene analog in different turning operations were shown.

Keywords: molybdenum turning, cutting coolant, cutting blade geometry, chip

УДК 621.385.624

**МОДЕРНИЗАЦИЯ КОНСТРУКЦИИ МОЩНОГО КЛИСТРОНА
S-ДИАПАЗОНА С ЦЕЛЬЮ УВЕЛИЧЕНИЯ РАБОЧЕЙ ПОЛОСЫ ЧАСТОТ
И ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТИ**

В. И. Пугнин, А. Н. Юнаков, С. В. Евсеев

АО "НПП "Исток" им. Шокина", г. Фрязино

Рассматриваются некоторые проблемы модернизации мощного усилительного клистрона сантиметрового диапазона длин волн. Приведены основные результаты выполнения данной работы.

КС: мощный усилительный клистрон, кольцевой резонатор, тороидальный резонатор

Some problems of improving high-power amplifying klystron of centimeter wavelength range are being considered. The main results of the conducted work are given.

Keywords: high-power amplifying klystron, ring cavity, toroid resonator

УДК 621.396.677

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ МАЛОЭЛЕМЕНТНОЙ ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВОЙ
РЕЗОНАНСНОЙ АНТЕННЫ**

П. С. Мирошник, И. П. Чепурных

АО "НПП "Исток" им. Шокина", г. Фрязино

Представлены численные результаты проектирования малоэлементной волноводно-щелевой резонансной антенны (ВЩРА) сантиметрового диапазона длин волн. Проанализирована проблема взаимовлияния излучающих элементов и предложена методика ее решения. Рассчитаны характеристики ВЩРА.

КС: волноводно-щелевая резонансная антенна, сантиметровый диапазон длин волн

The numerical results of designing a low-element slotted waveguide resonant antenna (SWRA) of centimeter wavelength range are presented. The radiating elements interaction problem has been analyzed, the method of its solution is suggested. SWRA characteristics are calculated.

Keywords: slotted waveguide resonant antenna, centimeter wavelength range

УДК 621.396.96

РАДАРЫ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ ЖИВЫХ ЛЮДЕЙ ЗА СТЕНАМИ

А. С. Бажанов, И. Н. Дутышев В. И. Скопин

ФГУП СКБ ИРЭ РАН, г. Фрязино

А. И. Захаров

ФирЭ РАН, г. Фрязино

Приведены результаты разработки в СКБ ИРЭ РАН радара для обнаружения живых людей за стенами.

КС: радар, обнаружение, живой человек, стена

The results of SDD IRE RASc development of a radar for detecting alive people behind the walls are presented.

Keywords: radar, detection, alive person, wall

УДК 621.396.96

СИСТЕМА РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ДИАГНОСТИКИ

А. С. Бажанов

ФГУП СКБ ИРЭ РАН, г. Фрязино

С. С. Некрасов

Филиал ОАО "НПО "Сатурн" "НТЦ им. А. Люльки", г. Москва

В. И. Матвеев

НИИИИИ МНПО "Спектр", г. Москва

В. И. Москаль

Компания "БиоВек", г. Москва

Приведены результаты разработки в СКБ ИРЭ РАН бесконтактного, дистанционного радиолокационного датчика вибрации для использования в системе радиолокационной диагностики ГТД и летательных аппаратов.

КС: вибрация, радиолокационная диагностика, дистанционный датчик, ГТД, летательный аппарат

The results of SDD IRE RASc development of a noncontact remote vibration sensor for using it in a radar diagnostics system of gas turbine engines (GTE) and aircrafts are presented.

Keywords: vibration, radar diagnostics, remote sensor, GTE, aircraft

УДК 621.396.67

ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИЙ МОДУЛЬ АФАР 2-см ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

Т. И. Шалин, Ю. А. Федонин

АО "НПП "Исток" им. Шокина", г. Фрязино

Представлены первые результаты разработки гибридно-интегрального модуля двух частотных литер, предназначенного для активной ФАР, который выполнен на базе монокристаллических интегральных схем и многослойных керамических плат низкотемпературного отжига. Рабочий диапазон частот модулей: литера 1 – 2,5 см, литера 2 – 1,5 см. Представлены структурная схема, основные параметры, описания конструкции и технологического маршрута изготовления, а также прогноз направлений совершенствования.

КС: приемопередающий модуль, активная фазированная антенная решетка, СВЧ

The first results of the development of a hybrid integrated module for two frequencies, designed for active phased array which was made on the basis of monolithic integrated circuits and multilayer ceramic boards of low-temperature anneal have been presented. The modules operating frequency bands are: 1 – 2.5 cm; 2 – 1.5 cm. The block diagram, main parameters, descriptions of design and manufacturing process flow as well as predictions for improvements are presented.

Keywords: transmitter-receiver module, active phased array, microwave

УДК 621.318.1.002:621.385.6

**СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ
ПОЛИКРИСТАЛЛИЧЕСКИХ ФЕРРИТОВ ДЛЯ СВЧ-ПРИБОРОВ**

А. Г. Налогин, И. С. Кузнецов, Р. Н. Попов

АО "НПП "Исток" им. Шокина", г. Фрязино

Рассмотрены вопросы совершенствования технологии изготовления поликристаллических ферритов для СВЧ-приборов, влияния одностороннего и двустороннего прессования ферритовых заготовок на плотность и ее однородность по объему заготовок. Представлена оригинальная конструкция пресс-формы для двустороннего прессования при пониженном давлении воздуха.

КС: чистота обработки, плотность, неоднородность, одностороннее и двустороннее прессование

The issues of improving the polycrystalline ferrite manufacturing technology for microwave devices are being considered, as well as the influence of single-action pressing and double-action pressing of ferrite work piece on density and uniformity of the work piece lot. A special design of a molding tool for double-action pressing at air decreased pressure is presented.

Keywords: purity of treatment, density, non-uniformity, single-action pressing and double-action pressing

УДК 669.018.95:621.396.67

**НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ
ОБЛЕГЧЕННЫХ ТЕПЛОТВОДЯЩИХ ОСНОВАНИЙ
ИЗ КОМПОЗИЦИОННОГО МАТЕРИАЛА SiC–Al ДЛЯ СУБМОДУЛЕЙ АФАР**

А. Н. Пашков, А. П. Терешенок, Е. Д. Курдогло, А. Г. Налогин,

Н. П. Зубков, С. Н. Потапов, И. А. Анисимов, А. С. Калинин

АО "НПП "Исток" им. Шокина", г. Фрязино

Разработана базовая технология производства теплоотводящих оснований из композиционного материала SiC–Al для субмодулей АФАР.

КС: металломатричный композиционный материал, SiC–Al, теплоотводящее основание, субмодуль АФАР

A basic technology for producing heat sinking bases of SiC–Al composite material for active phased array sub-modules has been developed.

Keywords: metal-matrix composite material, SiC–Al, heat sinking base, active phased array submodule

**СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ
МАЛОГАБАРИТНЫХ БОРТОВЫХ ТВЕРДОТЕЛЬНО-ВАКУУМНЫХ
СВЧ КОМПЛЕКСИРОВАННЫХ ИЗДЕЛИЙ**

**А. С. Котов, П. М. Мелешкевич, А. Д. Закурдаев, М. С. Востров, А. В. Поляков,
А. В. Хромов, С. М. Захаров, В. П. Моторин, В. М. Полякова, Е. М. Шипило,
Е. А. Гришина, Э. Т. Харабадзе, Н. И. Левашов**
АО "НПП "Исток" им. Шокина", г. Фрязино

Представлены результаты разработки двух типов малогабаритных мощных передающих комплексированных изделий *X*-, *Ku*- и *Ka*-диапазонов частот. В состав СВЧ КИ входят: твердотельное задающее устройство (синтезатор частоты) и выходной импульсный усилитель на миниатюрном многолучевом клистроне. СВЧ КИ обеспечивают следующие основные характеристики формируемых сигналов: нестабильность частоты $\pm(2 \cdot 10^{-4} \dots 1 \cdot 10^{-5})$; относительный уровень фазовых шумов – не более минус (95...105) дБ/Гц на частоте анализа 5...500 кГц; относительный уровень паразитных колебаний – не более минус 60 дБ; выходная импульсная мощность – не менее 400 Вт в *X*- и *Ku*-диапазонах частот при скважности -3 и не менее 350 Вт в *Ka*-диапазоне частот при скважности -10; время готовности из холодного состояния – 3...8 с в форсированном режиме включения канала; полоса рабочих частот – 150...200 МГц; количество литерных частот – 10...60.

КС: малогабаритные бортовые твердотельно-вакуумные СВЧ комплексированные изделия, состояние и перспективы развития

The results of development of two types of small-size high-power transmitting complex devices of *X*-, *Ku*- and *Ka*-frequency bands are presented. Microwave complex devices include the following: solid-state driver (frequency synthesizer) and output pulsed amplifier on miniature multiple-beam klystron. Microwave complex devices provide the following principal characteristics of the formed signals: frequency instability $\pm(2 \cdot 10^{-4} \dots 1 \cdot 10^{-5})$; phase noise relative level – not more than minus (95...105) dB/Hz at analysis frequency 5...500 kHz; spurious oscillation relative level – not more than minus 60 dB; output pulsed power – not less than 400 W in *X*- and *Ku*-frequency bands at duty factor -3 and not less than 350 W in *Ka*-frequency band at duty factor -10; cold readiness time – 3...8 s in a forced mode of switching on the channel; operating frequency band – 150...200 MHz; the number of literal frequencies – 10...60.

Keywords: small-size onboard solid-state – vacuum microwave complex devices, status and prospects of development

УДК 621.384.6

КОМПАКТНЫЙ УСКОРИТЕЛЬ ЭЛЕКТРОНОВ С РАБОЧЕЙ ЧАСТОТОЙ 27 ГГц

Ю. Д. Ключевская

Национальный исследовательский ядерный университет "МИФИ", г. Москва

Рассматривается возможность создания компактного ускорителя электронов на энергию около 6 МэВ, пригодного для использования в составе медицинского терапевтического комплекса и работающего на повышенной частоте. Представлены результаты численного моделирования динамики пучка электронов в линейном ускорителе с рабочей частотой 27 ГГц. Также приведены результаты расчета системы охлаждения структуры.

КС: компактный ускоритель, бипериодическая ускоряющая структура, динамика пучка

A possibility of creating a compact electron accelerator to energy 6 MeV fit for using inside medical therapeutic complex equipment operating at higher frequency is under consideration. The results of numeric modelling of electron beam dynamics in a linear accelerator with operating frequency 27 GHz are given. The results of calculation of the structure cooling system have been presented too.

Keywords: compact accelerator, biperiodic accelerating structure, beam dynamics

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

СЕРИЯ 1

«СВЧ-ТЕХНИКА»

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ СБОРНИК

Редактор Хоточкина Л. Н.
Компьютерная верстка Земскова Л. А.
Коррекция рисунков Лазарева Т. В.

Подписано к печати
4.9.2015 г.

Усл. п. л. 16,25
Уч.-изд. л. 16,75
Индекс 36292

Формат 60×88^{1/8}
Тираж 500
16 статей

АО «НПП «Исток» им. Шокина» 141190, г. Фрязино, Московская обл., ул. Вокзальная, 2а
Тел.: (495)465-86-12. Факс: (495)465-86-12
E-mail: istok-info@flexuser.ru; istokstebunov@mail.ru; info@istokmw.ru

**Подписной индекс 36292
в каталоге агентства «Роспечать»**



Электронная техника. Сер. 1, СВЧ-техника, 2015, вып. 3(526), с. 1-130