



ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

СЕРИЯ 1

СВЧ - ТЕХНИКА

ВЫПУСК 3 (546)

2020



ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

СЕРИЯ 1

СВЧ-ТЕХНИКА

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ СБОРНИК

Выпуск 3(546)

2020

Издается с 1950 г.

Главный редактор

д.т.н. А.А. Борисов

Редакционная коллегия:

к.т.н. **С.В. Щербаков** (*зам. главного редактора*);
к.т.н. **С.А. Зайцев** (*зам. главного редактора*);
к.ф.-м.н. **А.В. Галдецкий**; д.т.н. **П.В. Куприянов**;
д.т.н. **Н.А. Лябин**; д.ф.-м.н. **А.И. Панас**;
д.ф.-м.н. **А.Б. Пашковский**; д.т.н. **К.Г. Симонов**;
В.П. Стебунов (*ответственный секретарь*);
к.т.н. **С.Б. Александров**, АО «ГЗ «Пульсар», г. Москва;
д.т.н. **Л.И. Бабак**, ТУСУР, г. Томск;
д.т.н. **А.В. Баранов**, АО «НПП «Салют», г. Нижний Новгород;
к.ф.-м.н. **В.Н. Вьюгинов**, АО «Светлана-Электронприбор», г. Санкт-Петербург;
д.ф.-м.н. **К.С. Журавлев**, ИФП СО РАН, г. Новосибирск;
д.т.н. **В.М. Исаев**, АО «Российская электроника», г. Москва;
к.т.н. **П.П. Куцько**, АО «НИИЭТ», г. Воронеж;
д.т.н. **И.Е. Лысенко**, ИНЭП ИТА ЮФУ, г. Таганрог;
д.т.н. **П.П. Мальцев**, ИСВЧ ПЭ РАН, г. Москва;
д.ф.-м.н. **А.В. Медведь**, ФИРЭ РАН, г. Фрязино;
к.т.н. **В.М. Миннебаев**, АО «НПП «Пульсар», г. Москва;
д.т.н. **С.П. Морев**, АО «НПП «Торий», г. Москва;
к.ф.-м.н. **В.И. Роговин**, АО «НПП «Алмаз», г. Саратов;
д.ф.-м.н. **Д.А. Усанов**, «СГУ им. Н.Г. Чернышевского», г. Саратов;
к.т.н. **А.Ю. Ющенко**, АО «НИИПП», г. Томск

Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций (регистрационный номер ПИ № ФС 77-73640 от 7 сентября 2018 г.).

Решением Президиума Высшей аттестационной комиссии Министерства образования и науки Российской Федерации журнал «Электронная техника», серия 1 «СВЧ-техника», издаваемый АО «НПП «Исток» им. Шокина» с 1950 года, включен в «Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученых степеней кандидата и доктора наук».

© АО «НПП «Исток» им. Шокина», 2020 г.



ELEKTRONNAYA TEKHNIKA

(Electronic Engineering)

SERIES 1

SVCH-TEKHNIKA

(Microwave Engineering)

COLLECTION OF RESEARCH & TECHNICAL ARTICLES

Issue 3(546)

2020

Founded in 1950

Editor-in-chief

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

Editorial staff:

C.T.Sc. **S.V. Scherbakov** (deputy editor-in-chief);
C.T.Sc. **S.A. Zaitsev** (deputy editor-in-chief);
C.Ph.M.Sc. **A.V. Galdetsky**; D.T.Sc. **P.V. Kupriyanov**;
D.T.Sc. **N.A. Lyabin**; D.Ph.M.Sc. **A.I. Panas**;
D.Ph.M.Sc. **A.B. Pashkovsky**; D.T.Sc. **K.G. Simonov**;
V.P. Stebunov (executive secretary);
C.T.Sc. **S.B. Alexandrov**, JSC «SP «Pulsar», Moscow;
D.T.Sc. **L.I. Babak**, TUSUR, Tomsk;
D.T.Sc. **A.V. Baranov**, JSC «SPE «Salut», Nizhny Novgorod;
C.Ph.M.Sc. **V.N. Vyuginov**, JSC «Svetlana-Elektronpribor», St. Petersburg;
D.Ph.M.Sc. **K.S. Zhuravlev**, ISPh SB RAS, Novosibirsk;
D.T.Sc. **V.M. Isaev**, JSC «Russian Electronics», Moscow;
C.T.Sc. **P.P. Kutsko**, JSC «NIIET», Voronezh;
D.T.Sc. **I.E. Lysenko**, INEP ITA SFU, Taganrog;
D.T.Sc. **P.P. Maltsev**, IMWF SE RAS, Moscow;
D.Ph.M.Sc. **A.V. Medved'**, IRE RAS, Fryazino;
C.T.Sc. **V.M. Minnebaev**, JSC «RPC «Pulsar», Moscow;
D.T.Sc. **S.P. Morev**, JSC «RPC «Torij», Moscow;
C.Ph.M.Sc. **V.I. Rogovin**, JSC «RPC Almaz», Saratov;
D.Ph.M.Sc. **D.A. Usanov**, «SSU named after N.G. Chernyshevsky», Saratov;
C.T.Sc. **A.Yu. Yuschenko**, JSC «NIIPP», Tomsk

The journal is registered by the Federal Service for supervision in the field of communications, information technologies and mass media (certificate ПИИ № ФЦ 77-73640 dated September 7, 2018).

By the Resolution of the Presidium of the Higher Attestation Commission of the Ministry of Education and Science of the Russian Federation the journal «Elektronnaya Tekhnika», series 1 «SVCH-tekhnika» being published in JSC «RPC «Istok» named after Shokin» since 1950, has been included into the «List of reviewed scientific publications in which the principal scientific results nominated for candidate's thesis and doctoral thesis must be published».

© Joint Stock Company «Research and Production Corporation «Istok» named after A.I. Shokin», 2020



СОДЕРЖАНИЕ

Нам 70 лет!	6
Твердотельная электроника	
<i>Попов А.А., Добуш И.М., Сальников А.С., Горяинов А.Е.</i> – Обзор методик построения мало- сигнальных моделей транзисторов для управляющих СВЧ-устройств.....	10
<i>Ефимов А.С., Темнов А.М., Дудинов К.В., Мартынова Н.А., Трофимов А.А.</i> – Разработка гиб- ридно-монолитной интегральной схемы усилителя диапазона 8...12 ГГц с выходной мощностью 2,5 Вт.....	34
Радиоэлектронные устройства	
<i>Карасев М.С.</i> – Приемопередающий субмодуль <i>X</i> -диапазона частот.....	40
<i>Богданов С.А., Гудкова Н.Б., Куприянов П.В., Николаев С.В., Петров С.А.</i> – Линеаризация выходных трактов широкополосных приемных устройств СВЧ.....	45
Электроракуумные приборы	
<i>Калачев А.Д., Царев В.А.</i> – Исследование влияния формы и размеров щели связи на электро- динамические характеристики двухззорного щелевого резонатора миниатюрного много- лучевого клистрона <i>K</i> -диапазона.....	51
<i>Мучкаев В.Ю., Онищенко А.П., Царев В.А.</i> – Исследование эффективности отбора СВЧ-энер- гии от электронного потока в четырехззорном фотонно-кристаллическом резонаторе миниатюрного многолучевого клистрона <i>K</i> -диапазона.....	58
<i>Богомоллова Е.А., Галдецкий А.В., Рувинский Г.В., Солдатенко И.Г.</i> – ЛБВ миллиметрового и терагерцового диапазонов: особенности конструкций замедляющих систем и техноло- гий изготовления.....	66
Технология и материаловедение	
<i>Коняев И.В., Бородин И.И., Велигура Г.А., Бормонтов Е.Н.</i> – Влияние механического уто- нения и плазмохимического травления на морфологию поверхности кремниевых пластин	84
<i>Мелешкевич П.М., Вашин С.А., Духновский М.П., Куликов Е.Н.</i> – О возможности применения пластин CVD-алмаза в качестве конструктивных элементов в приборах СВЧ.....	91
<i>Гавриш С.В., Кугушев Д.Н., Пугачев Д.Ю., Пучнина С.В., Киреев С.Г.</i> – Особенности техно- логии пайки металлическими припоями электродов газоразрядных приборов.....	101
Краткие сообщения	
<i>Балыко А.К., Терешкин Е.В., Балыко И.А.</i> – Свойства периодических дробей.....	108
История	
<i>Балыко А.К., Балыко Т.А.</i> – Ученые «Истока» – ветераны Великой Отечественной войны. Часть 3.....	114

CONTENTS

We are 70!	6
Solid-state electronics	
<i>Popov A.A., Dobush I.M., Salnikov A.S., Goryainov A.E.</i> – A review of the techniques for designing small-signal switch transistors for control microwave devices	10
<i>Efimov A.S., Temnov A.M., Dudinov K.V., Martynova N.A., Trofimov A.A.</i> – A 2.5 W 8...12 GHz power amplifier quasi-MMIC.....	34
Radioelectronic devices	
<i>Karasev M.S.</i> – X-band transceiving submodule.....	40
<i>Bogdanov S.A., Gudkova N.B., Kupriyanov P.V., Nikolaev S.V., Petrov S.A.</i> – Output paths linearization of broadband microwave receivers.....	45
Electrovacuum devices	
<i>Kalachev A.D., Tsarev V.A.</i> – Research of the effects of the coupling aperture shape and size on electrodynamic characteristics of a K-band two-gap cavity miniature multiple-beam klystron.....	51
<i>Muchkaev V.Yu., Onishchenko A.P., Tsarev V.A.</i> – Study of the efficiency of microwave energy selection from an electron beam in a K-band four-gap photonic crystal cavity miniature multiple-beam klystron.....	58
<i>Bogomolova E.A., Galdetskiy A.V., Ruvinsky G.V., Soldatenko I.G.</i> – TWT in millimeter and terahertz bands: peculiarities in design and fabrication technology.....	66
Technology and material science	
<i>Konyaev I.V., Borodkin I.I., Veligura G.A., Bormontov E.N.</i> – Influence of grinding and plasma chemical etching on surface morphology of silicon wafers.....	84
<i>Meleshkevich P.M., Vashin S.A., Dukhnovsky M.P., Kulikov E.N.</i> – On the possibility of using CVD-diamond plates as structural elements in microwave devices.....	91
<i>Gavrish S.V., Kugushev D.N., Pugachev D.Yu., Puchnina S.V., Kireev S.G.</i> – The technology features of soldering electrodes of gas-discharge devices with metal solders.....	101
News in brief	
<i>Balyko A.K., Tereshkin E.V., Balyko I.A.</i> – Properties of recurrent fractions.....	108
History	
<i>Balyko A.K., Balyko T.A.</i> – Scientists of «Istok» – veterans of the great patriotic war. Part 3..	114

НАМ 70 ЛЕТ!

Нашему известному и почитаемому многими поколениями советских и российских ученых научно-техническому сборнику «Электронная техника», серия 1, «СВЧ-техника» исполнилось 70 лет. На протяжении всего этого периода редколлегия и редакция журнала находятся на территории научно-производственного предприятия (НПП) «Исток», поэтому с полным правом можно сказать, что журнал был и остается публичным научно-техническим изданием флагмана отечественного СВЧ-электронного машиностроения АО «НПП «Исток» им. Шокина».

Постановлением Государственного Комитета Оборона от 4 июля 1943 г. «О радиолокации» на базе фрязинского завода «Радиолампа» был организован научно-исследовательский институт № 160 с опытным заводом (НИИ-160) как специализированный институт, призванный обеспечить отечественную радиолокацию электронными приборами. Директором института был назначен один из руководителей ленинградского завода «Светлана» – С. А. Векшинский (впоследствии академик АН СССР).

Во исполнение Постановления ГКО «О радиолокации» создается Совет по радиолокации при ГКО. Председателем Совета назначается секретарь ЦК ВКП(б) Г. М. Маленков, его заместителем – академик А. И. Берг. Начальником промышленного отдела Совета становится Александр Иванович Шокин. В середине 1946 г. статус Совета по радиолокации повышается: он преобразуется в Комитет по радиолокации и ему присваивается № 3, после Комитетов по атомной энергетике (№ 1) и ракетной технике (№ 2). Значительное внимание Совет, а затем Комитет, уделяет формированию кадрового состава НИИ-160. Вместо ученого С. А. Векшинского директором назначается его заместитель, крупный разработчик электровакуумных ламп В. И. Егiazаров. В состав НИИ-160 включается лаборатория электровакуумных приборов завода № 465 во главе с инженером Н. Д. Девятковым. Из Новосибирска приглашается большая группа опытных сотрудников Отраслевой вакуумной лаборатории завода «Светлана», эвакуированных в начале войны: А. М. Андриянов, В. А. Астрин, М. В. Григорьев, Е. С. Евтифеева, Е. А. Каракау, А. В. Красилов, В. С. Лукошков, Л. Д. Орабинская, А. П. Федосеев, Т. Б. Фогельсон, К. П. Шахов, Г. А. Шустина, А. М. Шустин и другие. Вместе с приехавшими ленинградскими учеными, возглавляемыми В. Ф. Коваленко и Б. М. Царевым, все они под руководством заместителя директора НИИ-160 С. А. Зусмановского создают ядро научной части предприятия. В это же время большая группа научных и технических сотрудников возвращается из Ташкента и Уфы, куда в 1941 году в предельно короткие сроки был переброшен завод «Радиолампа». Кроме того, число работников НИИ пополняется жителями Фрязино, Щелкова и окрестных сел и деревень, имеющими высшее и среднее образование. В тот же период на предприятие приезжает группа немецких специалистов, изъявивших желание работать в СССР по специальности. В 1948 г. после трехлетней командировки из Берлина в чине майора возвращается Н. Д. Девятков, где он работал в специальной комиссии под руководством А. И. Шокина, и становится заместителем директора НИИ-160 по научной части. Отметим также, что после расформирования в том же году Комитета по радиолокации (№ 3) А. И. Шокин назначается заместителем министра промышленности средств связи СССР. На этом этапе деятельности предприятия, в 1950 году, начинает выпускаться научно-технический сборник.

С. С. С. Р.

МИНИСТЕРСТВО ПРОМЫШЛЕННОСТИ СРЕДСТВ СВЯЗИ

641.6
Т-78

62

—

ТРУДЫ

НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКОГО
ИНСТИТУТА

—

1-мк/6549

Ответственный редактор **А. А. СОРОКИН**
Зам. ответственного редактора **Н. Д. ДЕВЯТКОВ**

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

В. А. Астрин, С. А. Зусмановский, В. Ф. Коваленко, В. С. Лукошков,
Г. А. Метлин, Д. Д. Оленин, А. П. Пастухов, Н. И. Струтинский,
А. П. Федосеев, Б. М. Царев

№ 1

1950

ИИИ и № 14





В 1950 году сборник назывался «Труды научно-исследовательского института № 160». Выходил он под эгидой Министерства промышленности средств связи. В 1958 году научно-технический сборник стал именоваться «Электроника»; с середины 1959 года – «Вопросы радиоэлектроники», серия I, «Электроника»; с 1966 года – «Электронная техника», серия I, «Электроника СВЧ», а с 1992 года и по настоящее время – «Электронная техника», серия I, «СВЧ-техника».

Первый выпуск научно-технического сборника был подписан к печати 3 апреля 1950 года. Этой дате предшествовал временной период с 10 по 17 июля 1949 г. поступления научных статей в редакцию. Таким образом, уже в середине 1949 года редакция сборника была сформирована и активно работала.

Первым ответственным редактором научно-технического сборника был А. А. Сорокин – главный инженер НИИ-160. Заместителем ответственного редактора – Н. Д. Девятков. В первую редакционную коллегию входили В. А. Астрин, С. А. Зусмановский, В. Ф. Коваленко, В. С. Лукошников, Г. А. Метлин, Д. Д. Оленин, А. П. Пастухов, Н. И. Струтинский, А. П. Федосеев, Б. М. Царев, каждый из которых был известным в стране специалистом в области электроники СВЧ.

С 1957 года ответственным редактором сборника (с 1985 года ответственный редактор стал именоваться главным редактором) становится Николай Дмитриевич Девятков. Этот пост наш академик сохранил до конца своей жизни. В 2001 году главным редактором сборника назначается генеральный директор ФГУП «Исток» доктор технических наук Александр Николаевич Королев, а с 2013 года – генеральный директор «АО «НПП «Исток» им. Шокина» доктор технических наук Александр Анатольевич Борисов.

Первым ответственным секретарем сборника был назначен начальник информационного отдела Д. Д. Оленин. В последующие годы должность ответственного секретаря исполняли к.т.н. В. Ф. Коваленко, к.т.н. В. Б. Степанищев, И. С. Фельдблюм, к.т.н. И. К. Викулов. В настоящее время ответственным секретарем сборника является В. П. Стебунов.

В 1950 г. было выпущено 3 выпуска сборника, в последующие годы число выпусков увеличивалось до 7; с 1957 г. в течение 30-ти лет число ежегодных выпусков было неизменным – 12, затем оно стало уменьшаться, сначала до 10 (1986 – 1992 гг.), затем до 4 (1993 – 1994 гг.) и до 2 (1995 – 2006 гг.). С 2007 года периодичность выпуска сборника вновь стала увеличиваться, и в последнее десятилетие она сохраняется – 4 выпуска в год.

В выпуск I за 1950 г. были включены 4 статьи. По-видимому, наш научно-технический сборник является единственным в мире научным журналом, в первом выпуске которого первая статья была некрологом. В нем ученые НИИ-160 почтили память талантливого работника электронной промышленности, инженера Ю. А. Юноша. Его статья «О методах измерения внутриламповых шумов на частотах от 50 кГц до 10 МГц», а также статьи В. Д. Геруса «Основы теории параксиальной оптики электронных лучей» и В. Ф. Коваленко «Инженерный метод расчета резонаторов радиоламп сантиметрового диапазона» составляют содержание первого выпуска. В том же 1950 году в двух других выпусках были опубликованы статьи Н. Д. Девяткова, А. С. Покровской, Е. А. Коленко, Б. Д. Луфта, Д. Е. Самсонова, А. В. Красилова.

В последующие десятилетия авторами статей в нашем научно-техническом сборнике были крупные ученые с мировым именем, научные сотрудники, широко известные в нашей стране и за рубежом, молодые инженеры, ученые и специалисты.





С 2006 года научно-технический сборник включен в «Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученых степеней кандидата и доктора наук».

Теплых слов благодарности заслуживают уважаемые сотрудники редакции, преимущественно женщины, без которых не было бы издано 545 выпусков сборника; высокопрофессиональные сотрудники типографии «Истока», а в последнее десятилетие издательства ООО «КУТИНОВ ПРИНТ» (г. Москва), редакторы, рецензенты, библиотекари, курьеры и люди других профессий, чей вклад в многолетнее издание сборника трудно переоценить.

В настоящее время редакционно-издательская деятельность сборника помимо ответственного секретаря В. П. Стебунова осуществляется силами заместителя начальника отдела научно-технической информации А. Я. Аксеновой, начальника сектора Л. Н. Хоточкиной, начальника лаборатории Н. А. Кичаевой, ведущего референта-переводчика Л. В. Барабановой, инженеров 1-й категории Т. В. Лазаревой и Л. А. Андрияшиной, техников 1-й категории Л. А. Земсковой и В. А. Семиной.

Желаю членам редакционной коллегии и сотрудникам редакции научно-технического сборника «Электронная техника», сер. 1, «СВЧ-техника» крепкого здоровья, долголетия, счастья, финансового благополучия и дальнейших успехов на благо процветания российской науки и техники и неотделимой ее части, дорогого всем нам «Истока».

С. В. Щербаков,

*заместитель генерального директора
АО «НПП «Исток» им. Шокина» –
директор по научной работе,
заместитель главного редактора сборника,
кандидат технических наук*





ТВЕРДОТЕЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 621.382.3

ОБЗОР МЕТОДИК ПОСТРОЕНИЯ МАЛОСИГНАЛЬНЫХ МОДЕЛЕЙ ТРАНЗИСТОРОВ ДЛЯ УПРАВЛЯЮЩИХ СВЧ-УСТРОЙСТВ

А. А. Попов, И. М. Добуш, А. С. Сальников, А. Е. Горяинов

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)

Представлен обзор методик построения малосигнальных моделей коммутационных СВЧ-транзисторов, изготовленных по GaAs- и GaN-технологиям. Рассмотрены различные конфигурации малосигнальных эквивалентных схем, а также методы экстракции их параметров. Установлено, что большинство методик основано на использовании результатов измерений параметров рассеяния тестовой структуры транзистора. Для повышения точности получаемых моделей данные методики применяются в комбинации с электродинамическим моделированием топологии транзистора.

КС: СВЧ-переключатель, коммутационный транзистор, малосигнальная модель, эквивалентная схема, GaAs pHEMT, GaN HEMT

A REVIEW OF THE TECHNIQUES FOR DESIGNING SMALL-SIGNAL SWITCH TRANSISTORS FOR CONTROL MICROWAVE DEVICES

A. A. Popov, I. M. Dobush, A. S. Salnikov, A. E. Goryainov

Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUCSR)

A review of the techniques for designing small-signal models of microwave switching transistors manufactured using GaAs and GaN-based technologies is presented. Various configurations of small-signal equivalent circuits and techniques for extracting their parameters are considered. It is found that most existing techniques are based on using measured S -parameters of the test switch transistor structure. To increase the accuracy of the obtained small-signal models the techniques are combined with an electrodynamic modelling of the switch transistor layout.

Keywords: microwave switch, switching transistor, small-signal model, equivalent circuit, GaAs pHEMT, GaN HEMT

1. ВВЕДЕНИЕ

С развитием технологий беспроводной передачи данных возрастает спрос на СВЧ-компоненты, предназначенные для управления амплитудой и фазой сигнала, в частности на ступенчатые аттенюаторы и фазовращатели, перестраиваемые фильтры и линии задержки в составе приёмопередающих модулей (ППМ) [1]. В качестве основного компонента в таких схемах, как правило, используются твердотельные СВЧ-переключатели на основе $p-i-n$ -диодов и полевых транзисторов. Использование СВЧ-переключателей позволяет создавать устройства,



направленные на решение коммутационных и логических задач в различных областях применений, включая мобильную телефонию, спутниковые системы связи, радиолокацию, средства РЭБ, измерительную технику и автомобильную электронику [2, 3].

Несмотря на то, что относительно недавно начали появляться СВЧ-переключатели, выполненные по технологиям Si, SiGe, SOI, SOS и GaN [4], на данный момент подавляющее большинство интегральных переключателей сантиметрового и миллиметрового диапазонов изготавливают на основе GaAs полевых транзисторов с барьером Шоттки (MESFET) и транзисторов с высокой подвижностью электронов (HEMT) [5]. Широкое распространение при проектировании переключательных схем данные типы транзисторов получили благодаря способности коммутировать сигналы малой и большой мощности от нулевых частот до миллиметрового диапазона длин волн при низких уровнях управляющих токов и напряжений, а также за счёт малого времени переключения и возможности интеграции с другими функциональными блоками ППМ в едином технологическом цикле [6].

Одним из основных этапов создания СВЧ монолитных интегральных схем (МИС) является проектирование принципиальной схемы и топологии разрабатываемого устройства. Для проектирования принципиальной схемы используют модели активных и пассивных компонентов, способные воспроизводить характеристики изготовленных тестовых элементов в САПР радиоэлектронной аппаратуры (САПР РЭА). Начиная с конца 80-х годов прошлого века и по настоящее время предлагаются новые, а также совершенствуются существующие методики аналитической экстракции параметров (элементов) малосигнальных эквивалентных схем (ЭС) GaAs полевых транзисторов, изготовленных по технологиям MESFET и HEMT (HEMT, mHEMT и pHEMT) [7 – 16]. Малосигнальные ЭС используются в современных САПР РЭА в качестве так называемых линейных моделей, воспроизводящих параметры рассеяния (S -параметры) транзистора в окрестности заданной рабочей точки. Как правило, существующие методики для экстракции параметров ЭС основаны на использовании измеренных S -параметров СВЧ-транзистора в различных режимах смещения. Наиболее распространённые методики, позволяющие определять внешние паразитные параметры малосигнальной ЭС с относительно небольшой ошибкой, основаны на использовании измеренных S -параметров при нулевом потенциале на стоке. Перед расчётом внутренних элементов ЭС влияние внешних паразитных элементов вычитается из S -параметров транзистора в необходимом рабочем режиме. Далее полученные S -параметры используются для расчёта внутренних параметров ЭС. Полученные малосигнальные ЭС используются при проектировании СВЧ МИС, например, буферных и малошумящих усилителей (БУ и МШУ). В таком случае на основе полученной ЭС выполняется экстракция шумовой модели, после чего осуществляется проектирование усилителя. При проектировании схем, в которых транзистор работает в режиме большого сигнала (например, в усилителях мощности), требуется большесигнальная (нелинейная) модель транзистора, для построения которой также необходимо выполнить экстракцию параметров малосигнальных ЭС в нескольких рабочих точках [17 – 20].

По мере совершенствования технологий изготовления появляются различные вариации данных методик. Стоит отметить, что все рассмотренные методики предназначены для построения моделей транзисторов, включенных по схеме с общим истоком (ОИ), что характерно для схем, предназначенных для усилительных применений. В схемах переключателей СВЧ-сигнал проходит между стоком и истоком транзистора, а управляющее напряжение, подаваемое на затвор, определяет, в каком состоянии находится транзистор: во включенном или в выключенном.



В переключательных схемах транзистор имеет отличную от схем с общим истоком топологию и соответственно иную конфигурацию внешней цепи паразитных элементов ЭС (рис. 1).

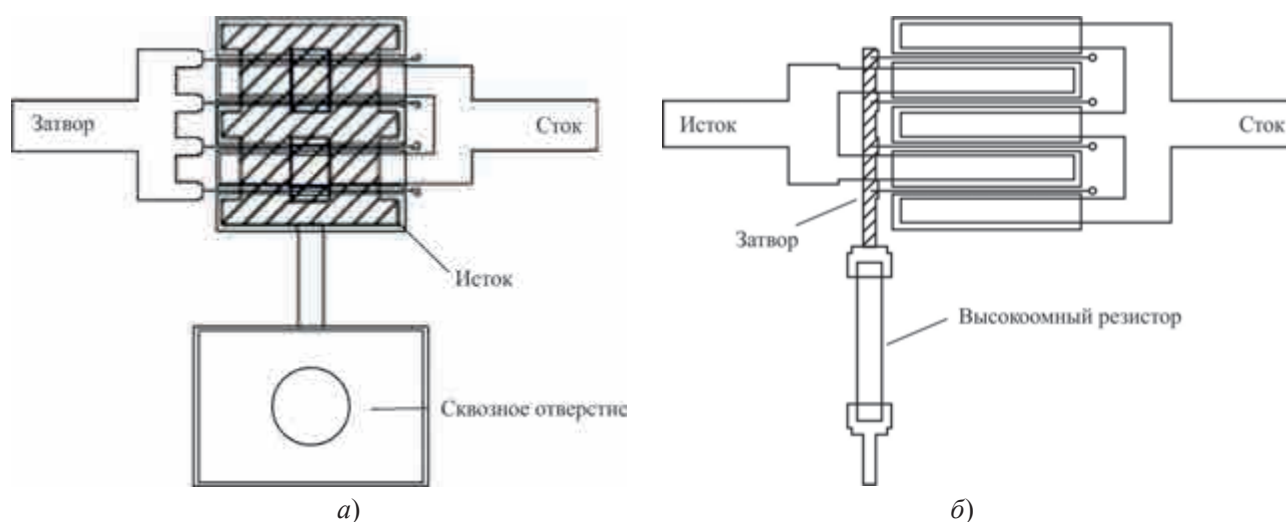


Рис. 1. Топологии СВЧ-транзистора, включенного по схеме с общим истоком (а) и общим затвором (б)

В связи с этим существующие методики для экстракции параметров ЭС транзистора, включенного по схеме с ОИ, не позволяют получить точную малосигнальную модель транзистора, включенного по схеме с общим затвором (ОЗ), способную воспроизводить S -параметры прибора в широкой полосе частот.

Малосигнальные (линейные) модели используются при проектировании схем, в которых транзистор работает при малых уровнях входной мощности. Например, при проектировании аттенюаторов и фазовращателей с цифровым управлением важны такие характеристики переключателя, как вносимые потери во включенном состоянии и развязка в выключенном состоянии, вследствие чего достаточно иметь несколько малосигнальных моделей, воспроизводящих S -параметры транзистора при различных уровнях напряжения на затворе. Кроме того, вычислительная эффективность малосигнальных моделей делает их незаменимыми при параметрической оптимизации схемного и топологического решения ступенчатых аттенюаторов и фазовращателей, в ходе которой моделирование характеристик осуществляется многократно. При разработке схем, где требуется коммутировать сигналы большой мощности, разработчикам необходимо учитывать верхнюю границу динамического диапазона и уровень интермодуляционных искажений, а также явление пробоя транзисторов, возникающее при превышении допустимого уровня входной мощности. Малосигнальные модели не учитывают данных эффектов, поэтому в процессе разработки переключателей, аттенюаторов и фазовращателей также используются нелинейные модели коммутационных СВЧ-транзисторов [21 – 26].

Ввиду того что на данный момент имеется относительно небольшое число исследований, посвященных различным аспектам моделирования СВЧ-транзисторов для переключательных схем, в данной работе будут рассмотрены имеющиеся подходы, а также их достоинства и недостатки.



2. МАЛОСИГНАЛЬНЫЕ ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ КОММУТАЦИОННЫХ СВЧ-ТРАНЗИСТОРОВ

В работе [27] была предложена малосигнальная эквивалентная схема GaAs полевого транзистора, предназначенного для использования в МИС фазовращателей, аттенуаторов и резистивных смесителей (рис. 2).

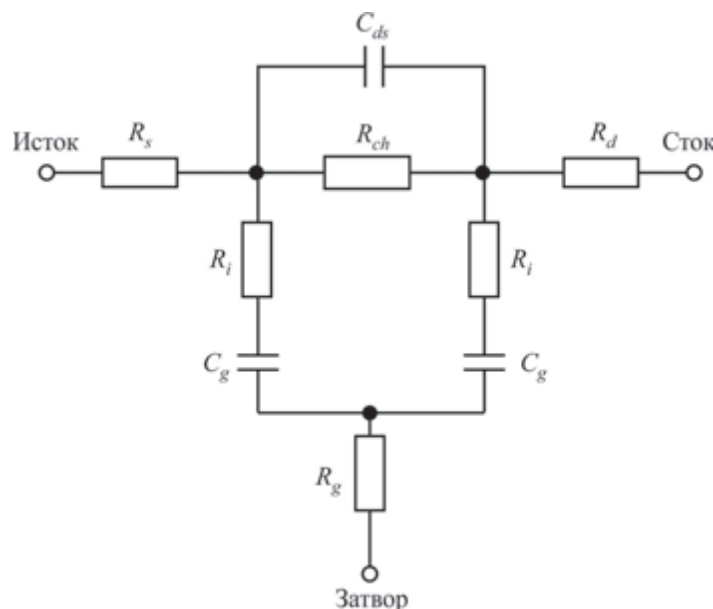


Рис. 2. Малосигнальная эквивалентная схема переключающего GaAs полевого транзистора

Согласно [27], изображённая на рис. 2 конфигурация ЭС использовалась для моделирования S -параметров транзистора, изготовленного по технологии MESFET, с длиной затвора 0,6 мкм и общей шириной затвора 790 мкм во включенном и выключенном состояниях в диапазоне частот 0...40 ГГц. При этом для каждого из состояний был получен отдельный набор параметров эквивалентной схемы, за исключением паразитных сопротивлений R_g , R_d , R_s , не зависящих от напряжения смещения. Элемент R_{ch} представляет собой сопротивление канала транзистора. Ёмкости C_g предназначены для моделирования заряда в области обеднения с истоковой и стоковой стороны затвора. Сопротивления R_i учитывают сопротивление канала за пределами области обеднения со стороны стока и истока в выключенном состоянии. Стоит отметить, что предложенная конфигурация ЭС является симметричной относительно затвора, поскольку в схеме используются идентичные значения ёмкостей и сопротивлений затвор-сток и затвор-исток. Процедура расчёта элементов данной эквивалентной схемы в работе [27] не изложена, а результаты измерений и моделирования S -параметров приводятся только для схем фазовращателей, спроектированных с применением данной ЭС.

На рис. 3 представлена дополненная конфигурация ЭС GaAs полевого транзистора, использованная в работе [28] для создания масштабируемой малосигнальной модели.

В качестве тестовых элементов использовались GaAs полевые транзисторы с длиной затвора 0,7 мкм и различной общей шириной затвора (от 100 до 1200 мкм). Для обеспечения развязки между управляющим и СВЧ-сигналом в цепь затвора был включен высокоомный резистор

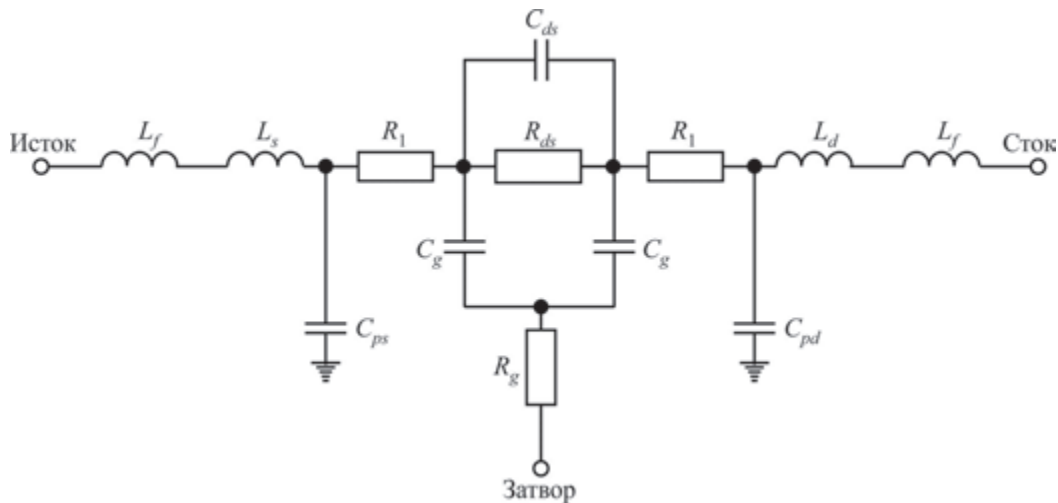


Рис. 3. Малосигнальная эквивалентная схема, учитывающая индуктивности подводящих линий, а также паразитные индуктивности и ёмкости электродов транзистора

номиналом от 2 до 8 кОм. В ходе исследований авторами было установлено, что тестовые элементы, в которых использовались резисторы номиналом более 2 кОм, не приводят к желаемому эффекту повышения допустимого уровня входной мощности СВЧ-сигнала. Кроме того, в работе указано, что наибольший вклад в результаты моделирования S -параметров ЭС во включенном состоянии вносят сопротивления R_1 и R_{ds} , в то время как в выключенном состоянии определяющее значение имеет краевая ёмкость между электродами стока и истока C_{ds} . Для учёта паразитных эффектов, обусловленных большой периферией транзисторов, эквивалентная схема была дополнена внешними индуктивностями и ёмкостями. В данном случае элементы L_f представляют собой индуктивности подводящих линий тестового компонента, а L_s , L_d , C_{ps} и C_{pd} учитывают паразитные индуктивности и ёмкости электродов истока и стока. Экстракция параметров ЭС проводилась с использованием измеренных S -параметров во включенном ($U_3 = 0$ В) и выключенном ($U_3 = -5$ В) состояниях в диапазоне частот от 45 МГц до 26,5 ГГц. Параметры предложенной эквивалентной схемы были определены как для включенного, так и для выключенного состояния. Однако способ их получения в данной работе также не приводится, а сравнение результатов измерений и моделирования S -параметров представлено только для спроектированных с использованием данных моделей однополюсных (SPST) и двухполюсных (SPDT) переключателей в диапазоне частот 0,45...2 ГГц и 0,45...6 ГГц соответственно.

Работы [29, 30] являются одними из первых, где были предложены не только конфигурации ЭС для моделирования коммутационных СВЧ-транзисторов, но и выражения для экстракции их параметров. В данных работах авторы рассматривают два варианта включения транзисторов, наиболее часто встречающихся в схемах переключателей: последовательное и параллельное. Предложенные ЭС СВЧ-транзистора, включенного последовательно, представлены на рис. 4.

Стоит отметить, что предложенные ЭС были дополнены моделями микрополосковой линии передачи со стороны стока Z_d и истока Z_s для учёта влияния подводящих линий тестовых компонентов. Значения элементов данных ЭС рассчитывались с использованием измеренных S -параметров тестовых компонентов во включенном (при $U_{си} = U_3 = 0$ В) и выключенном (при $U_{си} = 0$ В, $U_3 < U_{отс}$) режимах. При этом между контактными площадками (для подачи постоянного смещения) и электродом затвора был включен высокоомный резистор во избежание утечки СВЧ-

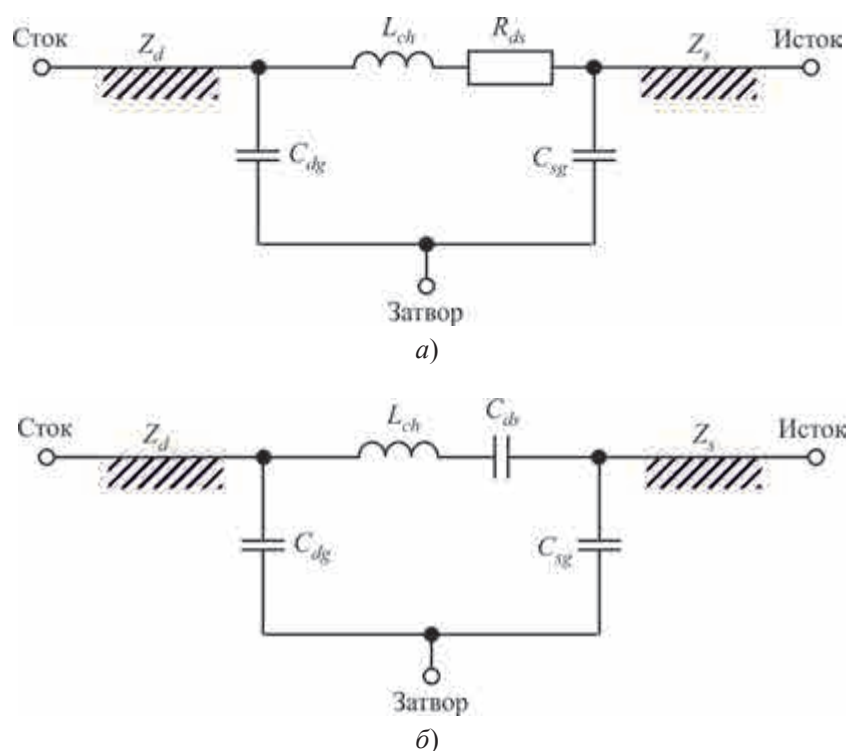


Рис. 4. Малосигнальные ЭС СВЧ-транзистора, включенного последовательно:
 а – для включенного состояния; б – для выключенного состояния

сигнала в цепь управления. ЭС транзистора во включенном состоянии состоит из последовательно соединённых сопротивления R_{ds} и индуктивности L_{ch} , предназначенных для моделирования вносимых потерь при прохождении СВЧ-сигнала со входа на выход. Ёмкости затвора C_{dg} и C_{sg} в данной ЭС незначительно влияют на вносимые потери. Их основное назначение – обеспечение точного моделирования коэффициентов отражения по входу и выходу. Для расчёта параметров ЭС транзистора во включенном состоянии из результатов измерений S -параметров тестового компонента исключалось влияние подводящих линий. Далее с помощью известных соотношений осуществлялся пересчёт полученных S -параметров в Y -параметры. Используя выражения для Y -параметров ЭС транзистора во включенном состоянии, производился расчёт значений элементов ЭС. Далее приведены выражения для Y -параметров ЭС транзистора во включенном состоянии и соответствующие формулы для расчёта элементов ЭС:

$$Y_{11} = \frac{1 - \omega^2 C_{dg} L_{ch} + j\omega C_{dg} R_{ds}}{R_{ds} + j\omega L_{ch}}, \quad (1)$$

$$Y_{22} = \frac{1 - \omega^2 C_{sg} L_{ch} + j\omega C_{sg} R_{ds}}{R_{ds} + j\omega L_{ch}}, \quad (2)$$

$$Y_{12} = Y_{21} = -\frac{1}{R_{ds} + j\omega L_{ch}}, \quad (3)$$

$$R_{\text{дз}} = \operatorname{Re} \left(-\frac{1}{Y_{21}} \right), \quad (4)$$

$$L_{\text{ch}} = \frac{\operatorname{Im} \left(-\frac{1}{Y_{21}} \right)}{\omega}, \quad (5)$$

$$C_{\text{дг}} = \frac{\operatorname{Im} \left(-\frac{Y_{11}}{Y_{21}} \right)}{\omega \operatorname{Re} \left(-\frac{1}{Y_{21}} \right)}, \quad (6)$$

$$C_{\text{сг}} = \frac{\operatorname{Im} \left(-\frac{Y_{22}}{Y_{21}} \right)}{\omega \operatorname{Re} \left(-\frac{1}{Y_{21}} \right)}. \quad (7)$$

В ЭС транзистора в выключенном состоянии (рис. 4, б) из измеренных S -параметров тестового компонента рассчитывались только значения ёмкостей $C_{\text{дс}}$, $C_{\text{дг}}$ и $C_{\text{сг}}$, в то время как для индуктивности L_{ch} использовалось значение, полученное для ЭС транзистора во включенном состоянии. Необходимость расчёта ёмкостей затвора как для включенного, так и для выключенного состояний транзистора обусловлена зависимостью ширины области пространственного заряда под затвором от напряжения на затворе. Также необходимо отметить, что перед расчётом значений элементов данной ЭС из измеренных S -параметров тестового компонента необходимо исключить влияние подводящих линий, после чего требуется произвести пересчёт полученных S -параметров в Y -параметры. Далее приведены выражения для Y -параметров ЭС транзистора в выключенном состоянии и соответствующие формулы для расчёта элементов ЭС:

$$Y_{11} = j\omega \left(C_{\text{дг}} + \frac{C_{\text{дз}}}{1 - \omega^2 L_{\text{ch}} C_{\text{дз}}} \right), \quad (8)$$

$$Y_{12} = Y_{21} = -j\omega \left(\frac{C_{\text{дз}}}{1 - \omega^2 L_{\text{ch}} C_{\text{дз}}} \right), \quad (9)$$

$$\frac{1}{C_{\text{дз}}} = -\frac{\omega}{\operatorname{Im}(Y_{21})} + \omega^2 L_{\text{ch}}, \quad (10)$$

$$C_{\text{дг}} = \frac{\operatorname{Im}(Y_{11}) + \operatorname{Im}(Y_{21})}{\omega}, \quad (11)$$

$$C_{\text{сг}} = \frac{\operatorname{Im}(Y_{22}) + \operatorname{Im}(Y_{21})}{\omega}. \quad (12)$$

Предложенная методика была использована для экстракции значений элементов ЭС GaAs полевых транзисторов различной периферии (167, 300 и 600 мкм) с длиной затвора 0,5 мкм. Итоговые значения элементов эквивалентной схемы определялись путём усреднения по всем частотным точкам. При сравнении результатов моделирования S -параметров полученных эквивалентных схем с результатами измерений тестовых компонентов было получено хорошее совпадение в диапазоне частот 0,45...26,5 ГГц. Также в данной статье приводятся ЭС транзисторов в параллельной конфигурации и выражения для экстракции их параметров.

Традиционные ЭС, состоящие из сосредоточенных элементов, позволяют моделировать транзисторы с относительно небольшой периферией. Однако существует ряд применений, где используются коммутационные транзисторы с общей шириной затвора порядка 3...4 мм и более узкими линиями металлизации, что позволяет изготавливать мощные и компактные управляющие устройства. По аналогии с предыдущими исследованиями, в работе [31] также сообщается, что в ЭС, состоящей из сосредоточенных элементов (рис. 5), параметры, соответствующие индуктивности L_s и ёмкости металлизации на землю C_s , имеют малые значения и определяющий вклад в S -параметры ЭС во включенном состоянии вносят элементы C_{ds} и R_{ch} , предназначенные для моделирования краевой ёмкости сток-исток и сопротивления канала соответственно. Элемент R_s используется для моделирования суммарного сопротивления истока и стока, включая сопротивление металлизации, контактное сопротивление и сопротивление канала за пределами затвора.

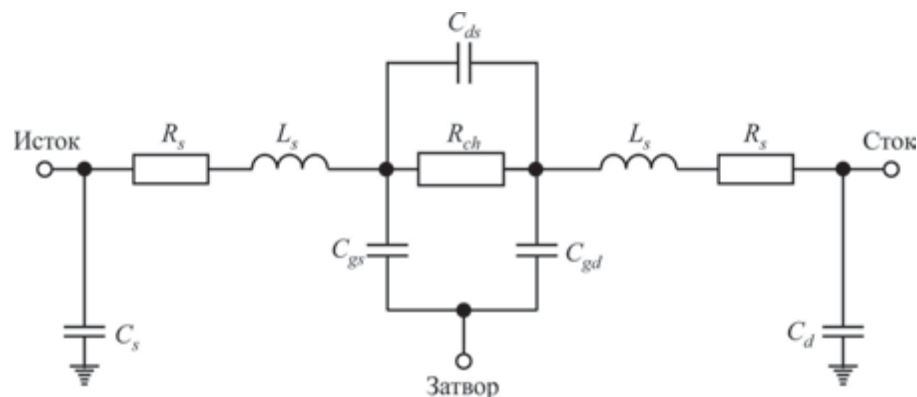


Рис. 5. Малосигнальная ЭС транзистора, использованная в качестве основы для моделирования СВЧ-транзисторов с широкой периферией

Для ЭС, состоящей из сосредоточенных элементов, характерен рост модуля коэффициента передачи S_{21} с увеличением частоты из-за эффекта шунтирования сопротивления канала R_{ch} ёмкостью сток-исток. Однако в случае транзисторов с широкой периферией частотная зависимость модуля коэффициента передачи S_{21} имеет противоположный характер. Для устранения данного противоречия в работе [31] ЭС, состоящая из сосредоточенных элементов (см. рис. 5), была дополнена эквивалентными схемами, включающими погонные индуктивность L_0 (нГн/мм), сопротивление металлизации R_0 (Ом/мм) и ёмкость на землю C_{s0} (пФ/мм), а также сопротивление R_s (Ом/мм), что позволило учесть распределённый характер длинных линий металлизации истока, стока и сопротивления канала за пределами затвора (рис. 6). Значения сосредоточенных элементов L_s и краевой ёмкости сток-исток C_{ds} рассчитывались с помощью электромагнитного анализа топологии переключающего транзистора [32]. В процессе моделирования для данных параметров были определены зависимости относительно числа затворов и их ширины. Стоит

отметить, что в предложенной ЭС электрод затвора был представлен в виде холостого шлейфа, поскольку в схемах переключателей для обеспечения развязки между СВЧ и управляющим сигналом в цепь затвора включают высокоомный резистор. При этом для моделирования паразитных параметров затвора используются сосредоточенные элементы.

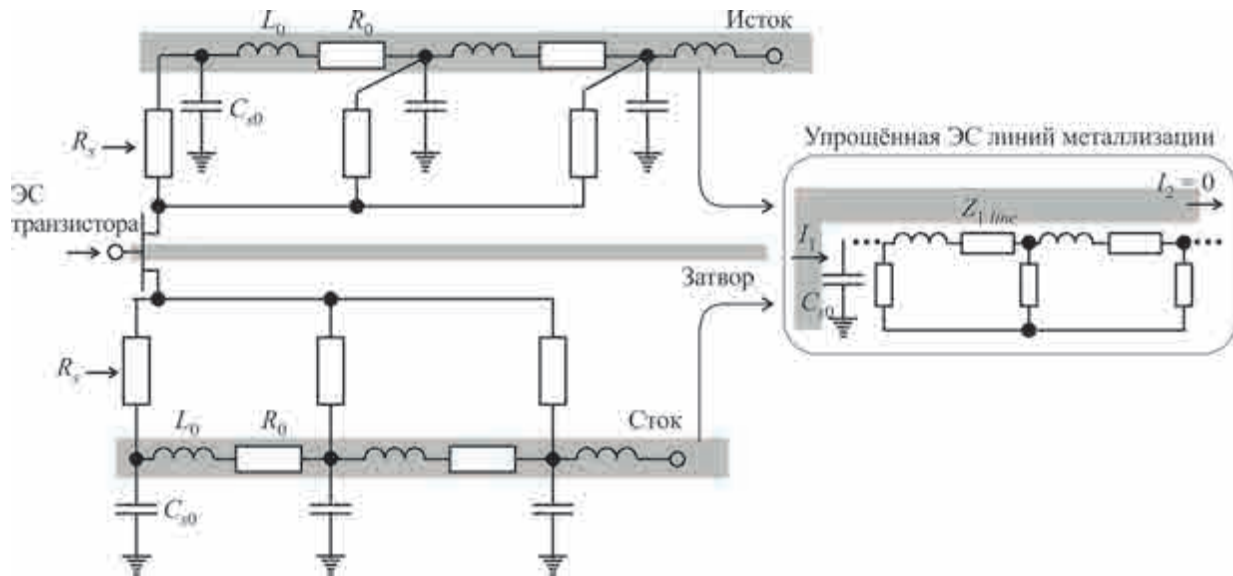


Рис. 6. Малосигнальная ЭС однозатворного транзистора, учитывающая распределённый характер металлизации истока и стока

Для упрощения процедуры расчёта импеданса распределённых элементов в эквивалентных схемах линий металлизации ёмкость на землю C_{s0} учитывалась в виде сосредоточенного элемента, поскольку значение данной ёмкости мало и незначительно влияет на характеристики транзистора (см. рис. 6). При расчёте импеданса использовались следующие граничные условия: СВЧ-колебания возбуждались с одной стороны линии металлизации истока, в то время как другая сторона линии считалась холостой ($I_2 = 0$). В случае металлизации стока использовались аналогичные граничные условия, но возбуждение СВЧ-колебаний проводилось с противоположной стороны линии. С учётом указанных граничных условий записывались выражения для токов и напряжений в линии металлизации шириной U_W , из которых было получено выражение для импеданса линии Z_{line} :

$$Z_{line} = \frac{Z_0}{\text{th}(\beta \cdot U_W)}, \quad (13)$$

$$Z_0 = \sqrt{R_s \cdot (\omega L_0 + R_0)}, \quad (14)$$

$$\beta = \sqrt{\frac{\omega L_0 + R_0}{R_s}}. \quad (15)$$

Приведённые выражения позволяют рассчитать импеданс линий металлизации истока и стока для транзистора с одним затвором. Ввиду того что в транзисторах с широкой периферией, как правило, используется несколько затворов, в ЭС необходимо учесть распределённый характер

межсоединений, соединяющих линии металлизации истока/стока каждой секции транзистора, как показано на рис. 7.

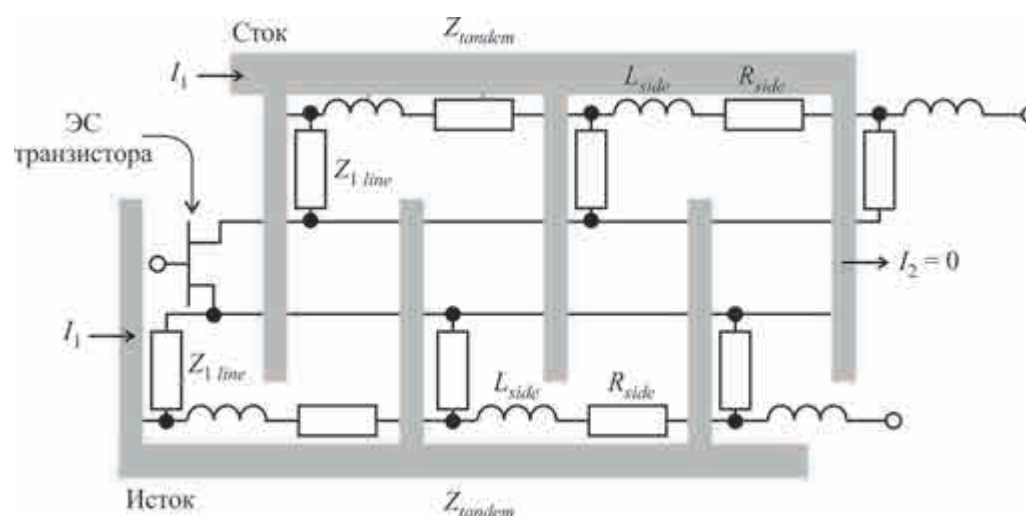


Рис. 7. Малосигнальная ЭС многозатворного транзистора, учитывающая распределённый характер металлизации истока и стока каждой секции и их межсоединений

По аналогии с однозатворной структурой были получены выражения для импеданса линии металлизации стока/истока в случае транзистора с несколькими затворами Z_{tandem} :

$$Z_{tandem} = \frac{Z_{0t}}{\text{th}(\beta_t \cdot N_f)}, \quad (16)$$

$$Z_{0t} = \sqrt{Z_{line} \cdot (\omega L_{side} + R_{side})}, \quad (17)$$

$$\beta_t = \sqrt{\frac{\omega L_{side} + R_{side}}{Z_{line}}}, \quad (18)$$

где L_{side} – индуктивность межсоединений одной секции многозатворного транзистора; R_{side} – сопротивление металлизации межсоединений одной секции многозатворного транзистора; N_f – количество затворов.

Предложенные выражения для импедансов линий металлизации истока и стока использовались в дополненной ЭС для моделирования S -параметров GaAs pHEMT с общей шириной затвора 1 и 2 мм в диапазоне частот 0,5...18 ГГц. Несмотря на детальное описание подхода к моделированию распределённых элементов, методика экстракции данной модели в работе не приводится.

Основным ограничением применения GaAs полевых транзисторов в мощных переключательных схемах является малое напряжение пробоя (менее 10 В). В качестве альтернативы сегодня активно исследуются транзисторы на основе GaN. Уникальные характеристики нитрида галлия позволяют создавать приборы, способные коммутировать большие мощности с минимальными потерями. В связи с этим за последнее время было предложено несколько работ, посвящённых моделированию коммутационных GaN-транзисторов.

В работе [33] была предложена малосигнальная эквивалентная схема для моделирования

0,5-мкм GaN HEMT с общей шириной затвора 6×125 мм (рис. 8). Конфигурация данной схемы аналогична схемам для GaAs-транзисторов, где значения внутренних элементов зависят от приложенного к затвору напряжения, в то время как внешние элементы используются для моделирования паразитных эффектов и не зависят от потенциала на затворе.

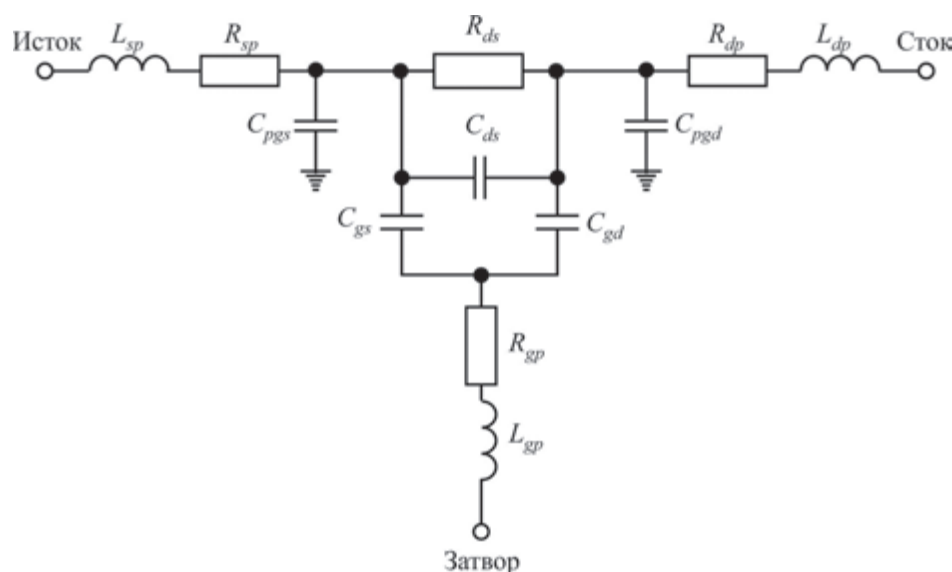


Рис. 8. Малосигнальная ЭС GaN HEMT для включенного и выключенного состояний

Основное отличие данной схемы от ЭС GaAs-транзисторов заключается в расположении паразитных ёмкостей на землю и наличии паразитных индуктивности и сопротивления в цепи затвора. В работе приводятся соотношения для расчёта внутренних параметров ЭС (C_{gs} , C_{gd} , R_{ds} , C_{ds}) с использованием следующих технологических параметров прибора: расстояние между электродами транзистора, диэлектрическая проницаемость материала барьерного слоя гетероструктуры, толщина данного слоя, поверхностное сопротивление канала. Однако в процессе экстракции параметров ЭС значение элемента R_{ds} было получено из измерений вольт-амперной характеристики транзистора на постоянном токе, в то время как для определения остальных параметров ЭС использовались численные методы оптимизации, где в качестве целевой функции выступала разность между расчётными S -параметрами ЭС и измеренными S -параметрами транзистора. Предложенный подход был использован для построения малосигнальной модели коммутационного GaN HEMT. Различие между результатами измерений и моделирования вносимых потерь и развязки в диапазоне частот 1...20 ГГц составило не более 0,03 дБ и 0,2 дБ по модулю соответственно. Ошибка моделирования фазочастотной характеристики во включенном и выключенном состояниях на частотах до 12 ГГц не превысила 2,3 град. Основным недостатком предложенного подхода является использование методов численной оптимизации без предварительного расчёта начального приближения для параметров эквивалентной схемы. Известно, что в таком случае применение оптимизационных методов не всегда позволяет получить параметры ЭС, при которых достигается минимальное отклонение расчётных характеристик от результатов измерений. Кроме того, при отсутствии начального приближения полученные оптимизационными методами значения параметров ЭС, как правило, не соответствуют физическим представлениям о работе транзистора.

Аналитическая методика расчёта как внутренних, так и внешних элементов ЭС на основе измеренных S -параметров коммутационного GaN HEMT была представлена в работе [34]. На рис. 9 показана предложенная в данной работе конфигурация малосигнальной ЭС для включенного ($U_{\text{си}} = U_3 = 0$ В) и выключенного ($U_{\text{си}} = 0$ В, $U_3 = -5$ В) состояний.

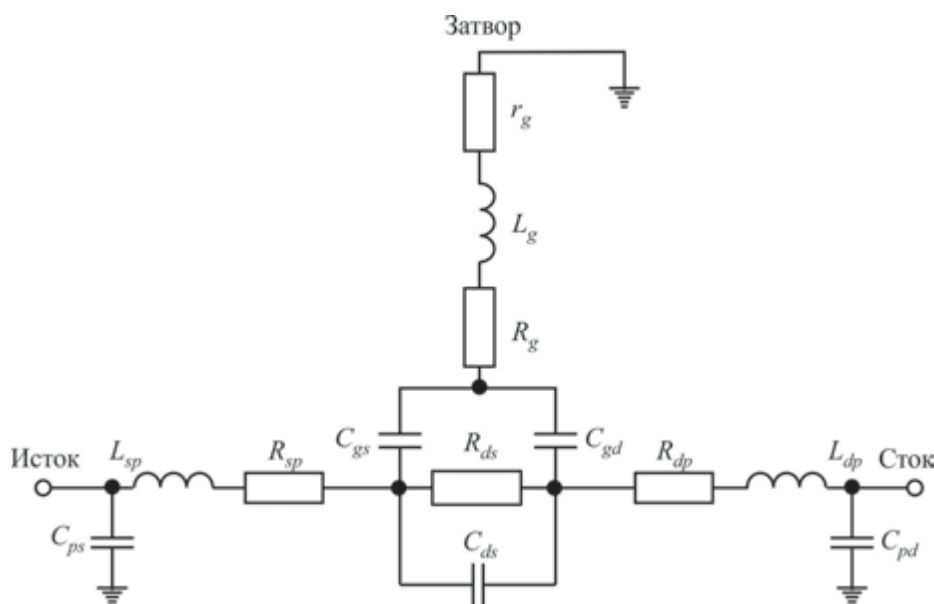


Рис. 9. Малосигнальная ЭС GaN HEMT, предложенная в работе [34]

Из рис. 9 видно, что ЭС была дополнена сопротивлением r_g , которое предназначено для моделирования высокоомного резистора в цепи затвора, обеспечивающего развязку между СВЧ и управляющим сигналом. Экстракция паразитных ёмкостей C_{ps} и C_{pd} осуществлялась с использованием измеренных Y -параметров, полученных путём пересчёта S -параметров транзистора в выключенном состоянии. Исследуемый транзистор являлся симметричным относительно затвора, в связи с чем было сделано предположение, что при нулевом потенциале между стоком и истоком область обеднения под затвором является симметричной и соответственно ёмкости затвор-сток и затвор-исток в ЭС транзистора должны быть равны. Кроме того, в выключенном состоянии на характеристики прибора влияют только паразитные внешние параметры и внутренние ёмкости, поскольку в данном режиме канал транзистора полностью перекрыт. Влияние паразитных сопротивлений и индуктивностей может быть минимизировано, если рассматривать мнимую часть Y -параметров транзистора на низких частотах. В связи с вышеуказанными предположениями, в выключенном состоянии низкочастотная ЭС транзистора может быть представлена в виде внутренних и внешних ёмкостей, как показано на рис. 10.

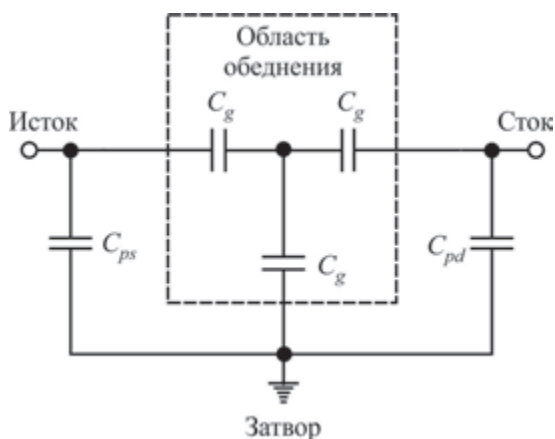


Рис. 10. Представление ЭС транзистора в выключенном состоянии на низких частотах



Далее приведены выражения для мнимой части низкочастотных Y -параметров ЭС, представленной на рис. 10. Данные выражения использовались для расчёта элементов C_{ps} и C_{pd} .

$$\text{Im}(Y_{11}) = j\omega \left(C_{ps} + \frac{2}{3} C_g \right), \quad (19)$$

$$\text{Im}(Y_{12}) = \text{Im}(Y_{21}) = -j\omega \frac{2}{3} C_g, \quad (20)$$

$$\text{Im}(Y_{22}) = j\omega \left(C_{pd} + \frac{2}{3} C_g \right). \quad (21)$$

Экстракция паразитных индуктивностей и сопротивлений осуществлялась с использованием измеренных Z -параметров, пересчитанных из Y -параметров транзистора во включенном состоянии. Стоит отметить, что предварительно из Y -параметров транзистора во включенном состоянии было исключено влияние определённых ранее паразитных ёмкостей C_{ps} и C_{pd} . Упрощённая ЭС транзистора во включенном состоянии представлена на рис. 11.

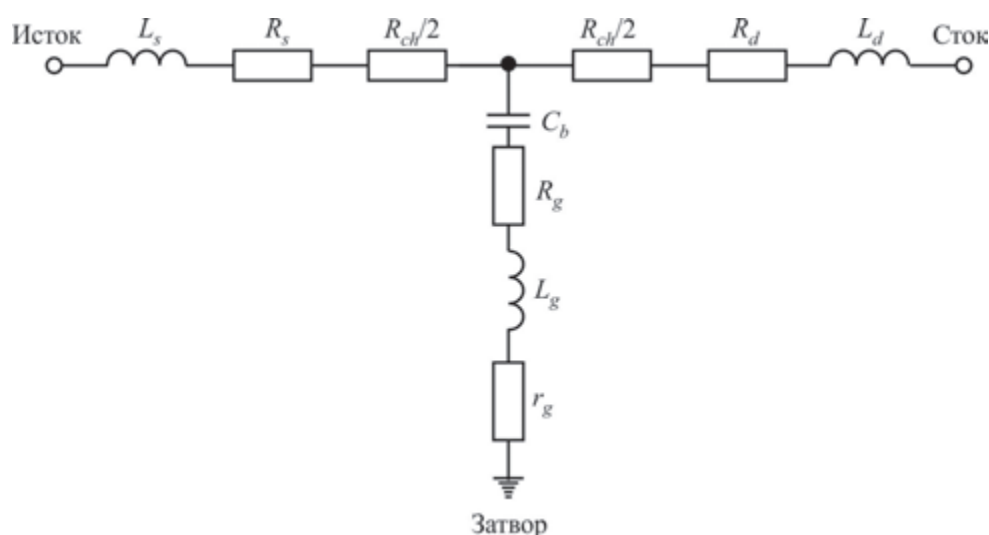


Рис. 11. Представление ЭС транзистора во включенном состоянии

Далее приведены выражения для Z -параметров, соответствующих данной ЭС.

$$Z_{11} = R_s + \frac{R_{ch}}{2} + R_g + r_g + j \left(\omega(L_g + L_s) - \frac{1}{\omega C_g} \right), \quad (22)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_g + r_g + j\omega L_g - \frac{1}{\omega C_g}, \quad (23)$$

$$Z_{22} = R_d + \frac{R_{ch}}{2} + R_g + r_g + j \left(\omega(L_g + L_d) - \frac{1}{\omega C_g} \right). \quad (24)$$

Для расчёта паразитных индуктивностей L_g , L_s и L_d выражения для мнимых частей Z -параметров умножались на циклическую частоту:



$$\omega \operatorname{Im}(Z_{11}) = \omega^2 (L_g + L_s) - \frac{1}{C_g}, \quad (25)$$

$$\omega \operatorname{Im}(Z_{12}) = \omega \operatorname{Im}(Z_{21}) = \omega^2 L_g - \frac{1}{C_g}, \quad (26)$$

$$\omega \operatorname{Im}(Z_{22}) = \omega^2 (L_g + L_d) - \frac{1}{C_g}. \quad (27)$$

При умножении мнимой части Z -параметров на циклическую частоту выражения в правой части уравнений принимают вид уравнения прямой $y = kx + b$, где $y = \omega \operatorname{Im}(Z_{ij})$, $x = \omega^2$ и $b = -1/C_g$. Используя метод линейной регрессии, значения паразитных индуктивностей определялись из коэффициента наклона зависимостей $\omega \operatorname{Im}(Z_{ij}) = f(\omega^2)$, где $i, j = 1, 2$.

Значения паразитных сопротивлений определялись путём усреднения частотных зависимостей действительных частей Z -параметров транзистора во включенном состоянии и действительной части Z_{11} в выключенном состоянии. Использование Z_{11} в выключенном состоянии обусловлено тем, что сопротивлением барьера Шотки R_g в данном режиме можно пренебречь, поскольку оно значительно меньше по сравнению с сопротивлением высокоомного резистора, обеспечивающего развязку СВЧ и управляющего сигналов. Таким образом, выражение для действительной части Z_{11} в выключенном состоянии может быть записано как

$$\operatorname{Re}(Z_{11}) = R_s + r_g. \quad (28)$$

Учитывая, что сопротивление высокоомного резистора r_g известно, данное соотношение используется для определения паразитного сопротивления истока. В работе отмечается, что для экстракции паразитных сопротивлений выбирался диапазон частот более 25 ГГц, поскольку на высоких частотах ёмкости практически не влияют на Z -параметры, так как их импеданс уменьшается с ростом частоты.

Для расчёта внутренних элементов ЭС необходимо исключить влияние паразитных индуктивностей и сопротивлений. На рис. 12 представлено два варианта внутренней ЭС транзистора.

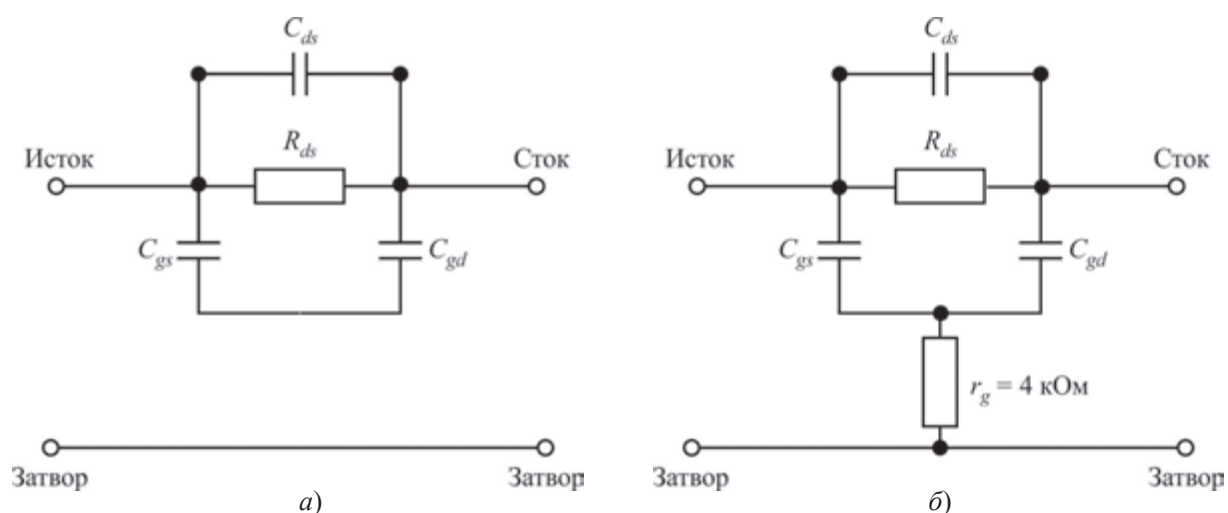


Рис. 12. Варианты внутренней ЭС транзистора:

a – высокоомный резистор эквивалентен холостому ходу в цепи затвора;

б – высокоомный резистор учитывается в цепи затвора

В первом случае (рис. 12, а) высокоомный резистор считается эквивалентным разрыву в цепи затвора и не учитывается в ЭС. В работе показано, что данный вариант ЭС не позволяет рассчитать внутренние элементы, поскольку для Y -параметров такой схемы выполняется следующее условие: $Y_{11} = Y_{22} = -Y_{12} = -Y_{21}$. Таким образом, для определения четырёх неизвестных элементов имеется всего два уравнения. Для устранения данного ограничения авторы предлагают использовать ЭС, представленную на рис. 12, б, где учитывается высокоомный резистор в цепи затвора. При расчёте элементов ЭС авторы используют допущение, согласно которому ёмкости затвор-сток и затвор-исток считаются равными ($C_{gs} = C_{gd} = C_g$), поскольку в работе исследовался симметричный транзистор с равными расстояниями затвор-сток и затвор-исток. Далее приведены выражения для матрицы Y -параметров данной ЭС.

$$Y_{11} = j\omega C_{ds} + \frac{1}{R_{ds}} + \frac{1}{2r_g + \frac{1}{j\omega C_g}} + \frac{1}{\frac{2}{j\omega C_g} - \frac{1}{\omega^2 C_g^2 r_g}}, \quad (29)$$

$$Y_{12} = Y_{21} = -j\omega C_{ds} - \frac{1}{R_{ds}} - \frac{1}{\frac{2}{j\omega C_g} - \frac{1}{\omega^2 C_g^2 r_g}}, \quad (30)$$

$$Y_{22} = j\omega C_{ds} + \frac{1}{R_{ds}} + \frac{1}{2r_g + \frac{1}{j\omega C_g}} + \frac{1}{\frac{2}{j\omega C_g} - \frac{1}{\omega^2 C_g^2 r_g}}. \quad (31)$$

На основе данных выражений были получены формулы для расчёта всех элементов ЭС:

$$C_g = C_{gs} = C_{gd} = \frac{\operatorname{Re}(Y_{11} + Y_{12})}{2 \operatorname{Im}(Y_{11} + Y_{12}) \omega r_g}, \quad (32)$$

$$C_{ds} = -\frac{\left(\frac{2\omega^3 C_g^3 r_g^2}{1 - 4r_g^2 \omega^2 C_g^2} + \operatorname{Im}(Y_{12}) \right)}{\omega}, \quad (33)$$

$$R_{ds} = -\frac{1}{\operatorname{Re}(Y_{11}) - \frac{3\omega^3 C_g^2 r_g^2}{1 - 4r_g^2 \omega^2 C_g^2}}. \quad (34)$$

Приведённые выражения использовались для расчёта внутренних элементов ЭС GaN HEMT с длиной затвора 0,25 мкм и различной общей шириной затвора (200, 400 и 800 мкм). Различие между измеренными S -параметрами транзисторов и рассчитанными S -параметрами соответствующих ЭС составило не более 4 % в диапазоне частот 5...40 ГГц. С целью валидации полученных малосигнальных моделей был спроектирован и изготовлен однополюсный переключатель на два направления (SPDT) диапазона частот 8...12 ГГц. Наибольшее отклонение расчётных и измеренных вносимых потерь составило 0,106 дБ. Ошибка моделирования развязки не превысила 1,051 дБ. Основное ограничение данной методики состоит в том, что при-

Необходимость учёта высокоомного резистора в ЭС коммутационного СВЧ-транзистора отмечается также в работах [35, 36]. Авторы приводят результаты численных экспериментов, согласно которым использование классических методик экстракции внешних и внутренних элементов ЭС, широко применяемых для моделирования транзисторов, включенных по схеме с ОИ, не позволяет получить точную малосигнальную модель коммутационного транзистора, если в цепь затвора полученной ЭС подключить точную модель высокоомного резистора. Кроме того, в статье также приводятся аргументы относительно необходимости экстракции ёмкости электрода истока C_{ns} ввиду её значительного влияния на высокочастотные характеристики транзистора.

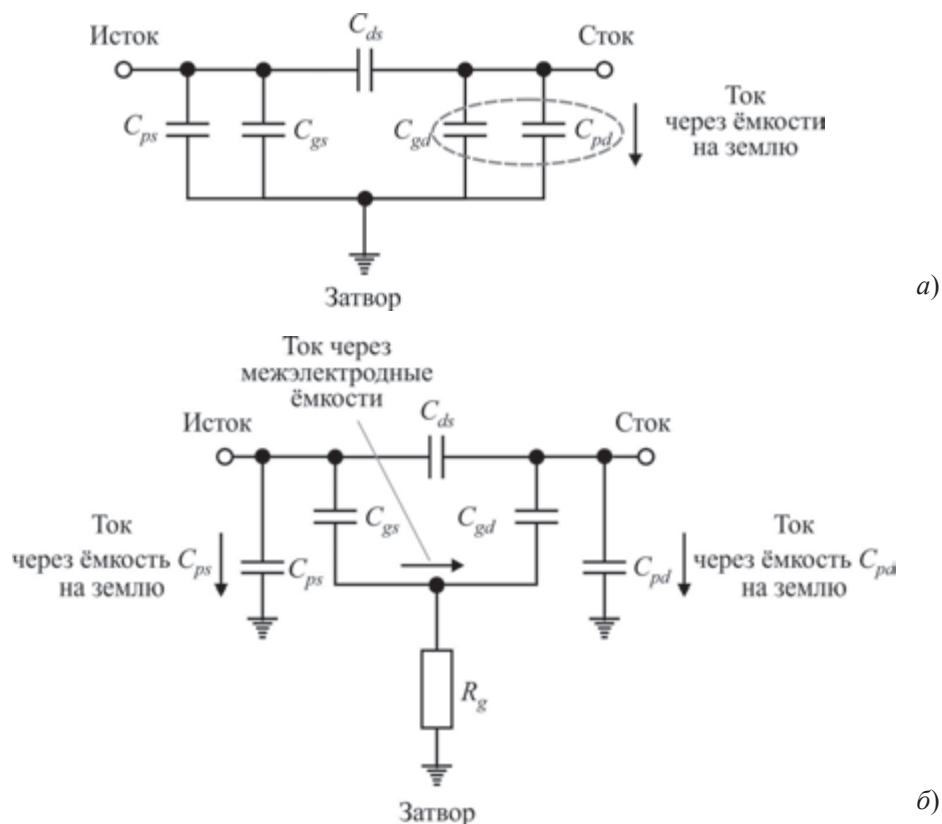


Рис. 13. ЭС коммутационного транзистора в выключенном состоянии:
а – без высокоомного резистора в цепи затвора; *б* – при наличии высокоомного резистора в цепи затвора

Вышеприведённые рассуждения поясняют причину расхождения рассчитанных и измеренных S -параметров коммутационного транзистора с резистором в цепи затвора, если параметры ЭС рассчитывались из S -параметров транзистора без высокоомного резистора в цепи затвора и далее к полученной ЭС подключалась точная модель высокоомного резистора.

Для учёта эффекта, обусловленного межэлектродными ёмкостями, авторами была предложена низкочастотная ЭС коммутационного транзистора, изображённая на рис. 14.

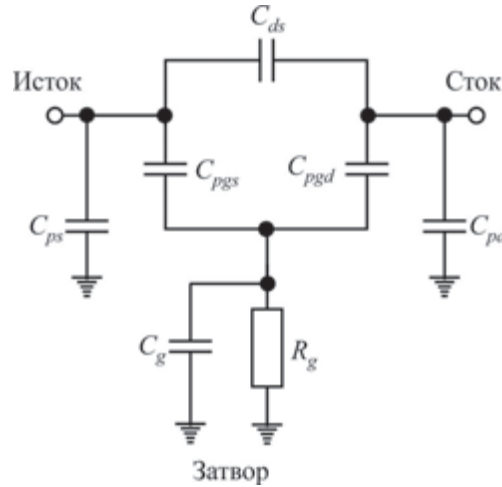


Рис. 14. ЭС, учитывающая межэлектродные ёмкости

Стоит отметить, что в ЭС, изображённой на рис. 14, ёмкость C_g включает в себя ёмкость электрода затвора C_{pg} и ёмкость C_{rg} , обусловленную размерами высокоомного резистора, включенного в цепь затвора.

Для упрощения процедуры экстракции ёмкостей при электромагнитном анализе топологии коммутационного транзистора в цепь затвора был подключен заземлённый идеальный резистор номиналом 500 Ом. Номинал резистора выбирался таким образом, чтобы импедансом ёмкости C_g можно было пренебречь. Учитывая, что типичное значение ёмкости C_g для исследуемых структур составляет единицы фемтофард, на частоте 1 ГГц действительная часть импеданса параллельной RC -цепи в цепи затвора будет на два порядка превосходить мнимую часть. В связи с этим при расчёте значений паразитных ёмкостей авторы использовали рассчитанные в ходе электромагнитного анализа Y -параметры в одной частотной точке, равной 1 ГГц. Далее приведены выражения для Y -параметров ЭС, изображённой на рис. 14, без учёта вклада ёмкости C_g .

$$Y_{11} = \frac{\omega^2 C_{pg}^2 \frac{1}{R_g}}{\left(\frac{1}{R_g}\right)^2 + \omega^2 (C_{pg} + C_{pgd})^2} + j\omega(C_{ps} + C_{pd}) + \frac{j\omega C_{pgs} \left(\frac{1}{R_g}\right)^2 + j\omega^3 C_{pgs} C_{pgd} (C_{pgs} + C_{pgd})}{\left(\frac{1}{R_g}\right)^2 + \omega^2 (C_{pgs} + C_{pgd})^2}, \quad (35)$$

$$Y_{12} = Y_{21} = \frac{\omega^2 C_{pgs} C_{pgd} \frac{1}{R_g}}{\left(\frac{1}{R_g}\right)^2 + \omega^2 (C_{pgs} + C_{pgd})^2} - j\omega C_{pd} - \frac{j\omega^3 C_{pgs} C_{pgd} (C_{pgs} + C_{pgd})}{\left(\frac{1}{R_g}\right)^2 + \omega^2 (C_{pgs} + C_{pgd})^2}, \quad (36)$$

$$Y_{22} = \frac{\omega^2 C_{pgd}^2 \frac{1}{R_g}}{\left(\frac{1}{R_g}\right)^2 + \omega^2 (C_{pgs} + C_{pgd})^2} + j\omega(C_{pd} + C_{pds}) + \frac{j\omega C_{pgd} \left(\frac{1}{R_g}\right)^2 + j\omega^3 C_{pgs} C_{pgd} (C_{pgs} + C_{pgd})}{\left(\frac{1}{R_g}\right)^2 + \omega^2 (C_{pgs} + C_{pgd})^2}. \quad (37)$$

Из вышеприведённых выражений следует, что

$$\frac{\operatorname{Re}(Y_{11})}{\operatorname{Re}(Y_{22})} = \left(\frac{\operatorname{Re}(Y_{11})}{\operatorname{Re}(Y_{21})} \right)^2. \quad (38)$$

Проверка корректности данного выражения проводилась посредством проведения электромагнитного анализа топологии коммутационного транзистора с заземлённым высокоомным резистором ($R = 500$ Ом), подключенным к выводу затвора. Далее приведены выражения для расчёта паразитных ёмкостей из приведённых выше формул для Y -параметров ЭС.

$$a = \frac{\operatorname{Re}(Y_{11})}{\operatorname{Re}(Y_{21})}, \quad (39)$$

$$b = \frac{1}{R_g}, \quad (40)$$

$$C_{pgd} = \sqrt{\frac{\operatorname{Re}(Y_{22})}{b - \operatorname{Re}(Y_{22})(a+1)^2}} \frac{b}{\omega}, \quad (41)$$

$$C_{pgs} = \sqrt{\frac{\operatorname{Re}(Y_{22})}{b - \operatorname{Re}(Y_{22})(a+1)^2}} \frac{ab}{\omega}, \quad (42)$$

$$C_{pds} = -\frac{1}{\omega} \left[\operatorname{Im}(Y_{21}) + \frac{a(a+1)(\operatorname{Re}(Y_{22}))^{3/2}}{(b - \operatorname{Re}(Y_{22})(a+1)^2)^{1/2}} \right], \quad (43)$$

$$C_{pd} = \frac{1}{\omega} \left[\operatorname{Im}(Y_{22} + Y_{21}) - \sqrt{\operatorname{Re}(Y_{22})(b - \operatorname{Re}(Y_{22})(a+1)^2)} \right], \quad (44)$$

$$C_{pg} = \frac{1}{\omega} \left[\operatorname{Im}(Y_{11} + Y_{21}) - a \sqrt{\operatorname{Re}(Y_{22})(b - \operatorname{Re}(Y_{22})(a+1)^2)} \right]. \quad (45)$$

Для вычисления значения ёмкости C_{pg} заземлённый идеальный резистор номиналом 500 Ом подключался к выводу истока, после чего осуществлялся расчёт Y -параметров структуры с помощью электромагнитного анализа. Ввиду симметричности используемой ЭС, ёмкость C_{pg}

рассчитывалась с помощью уравнения, аналогичного уравнению для расчёта C_{ps} . При этом также выполнялись предварительные расчёты коэффициентов a и b .

Для определения значения суммарной ёмкости затвора C_g авторы провели электромагнитное моделирование структуры реального резистора, соединённого со сквозным заземляющим отверстием. Низкочастотная эквивалентная схема такой структуры может быть представлена в виде параллельной RC -цепи. Паразитная ёмкость резистора C_{rg} была определена из мнимой части Y -параметров структуры, рассчитанных в ходе электромагнитного анализа. Таким образом, значение суммарной ёмкости C_g было получено путём суммирования рассчитанных ранее ёмкостей C_{pg} и C_{rg} .

Полные конфигурации ЭС, соответствующие включённому и выключённому состояниям коммутационного СВЧ-транзистора, представлены на рис. 15.

В представленных эквивалентных схемах значения паразитных сопротивлений R_s , R_g и R_d не могут быть достоверно определены с помощью электромагнитного анализа, поскольку данные элементы учитывают как сопротивление металлизации, так и сопротивление омических контактов. В связи с этим для экстракции паразитных сопротивлений, а также индуктивностей и внутренних элементов ЭС авторы использовали измеренные S -параметры изготовленных тестовых структур переключаемых СВЧ-транзисторов с заземлённым затвором. При этом в представленных эквивалентных схемах параллельная RC -цепь заменялась на контактное сопротивление затвора r_g . Первоначально из измеренных S -параметров транзисторов во включённом и выключённом состояниях вычиталось влияние рассчитанных ранее паразитных ёмкостей C_{ps} и C_{pd} . Затем полученные параметры пересчитывались в Z -параметры для определения значений паразитных индуктивностей и сопротивлений с помощью известных методик [37 – 39]. После расчёта всех паразитных элементов ЭС их влияние исключалось из результатов измерений S -параметров транзистора во включённом и выключённом состояниях. Далее производился расчёт внутренних параметров ЭС (R_{ds} , C_{ds} , C_{gs} , C_{gd}), используя действительные и мнимые части Y -параметров.

Предложенная методика построения малосигнальных моделей коммутационных СВЧ-транзисторов была апробирована на тестовых компонентах, в качестве которых использовались коммутационные GaAs HEMT с Т-образными затворами длиной 0,25 мкм и общей шириной 4×25, 4×50 и 4×100 мкм. Измерения S -параметров тестовых компонентов во включённом ($U_{си} = 0$ В, $U_3 = 0$ В) и выключённом ($U_{си} = 0$ В, $U_3 = -5$ В) состояниях проводились в диапазоне частот 1...40 ГГц. При этом для экстракции внутренних параметров ЭС использовались S -параметры тестовых структур с заземлённым затвором. Верификация полученных моделей осуществлялась путём сравнения результатов моделирования S -параметров ЭС и результатов измерений S -параметров тестовых структур, в которых в цепи затвора присутствовал резистор номиналом 1,5 кОм.

Несмотря на хорошее совпадение рассчитанных S -параметров ЭС с результатами измерений, недостатком данной методики является необходимость проведения двукратного электромагнитного моделирования топологии коммутационного СВЧ-транзистора для определения значений всех паразитных ёмкостей предложенной ЭС. Для устранения данного ограничения авторы предложили альтернативный подход, согласно которому значения всех паразитных ёмкостей могут быть рассчитаны из матрицы S -параметров шестиполюсника, получаемой в результате проведения электромагнитного анализа [40]. Для расчёта паразитных ёмкостей ЭС полученная матрица S -параметров шестиполюсника пересчитывается в матрицу Y -параметров. Далее приведены выражения для каждого элемента матрицы Y -параметров:

$$Y_{11} = j\omega (C_{ps} + C_{pgs} + C_{pds}), \quad (46)$$

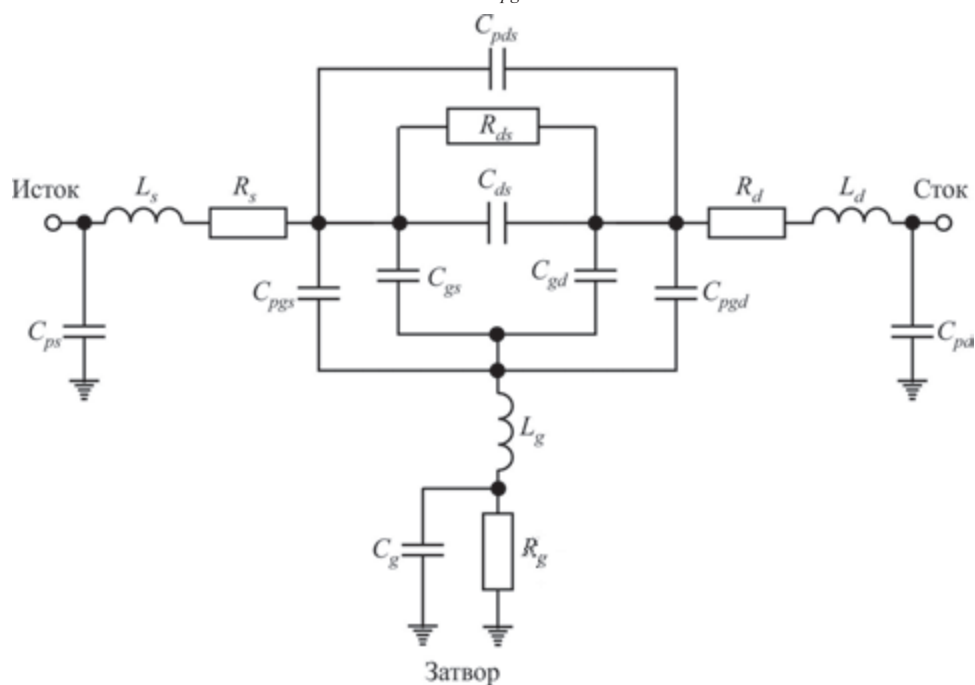
$$Y_{22} = j\omega (C_{pd} + C_{pgd} + C_{pds}), \quad (47)$$

$$Y_{33} = j\omega (C_{pg} + C_{pgs} + C_{pgd}), \quad (48)$$

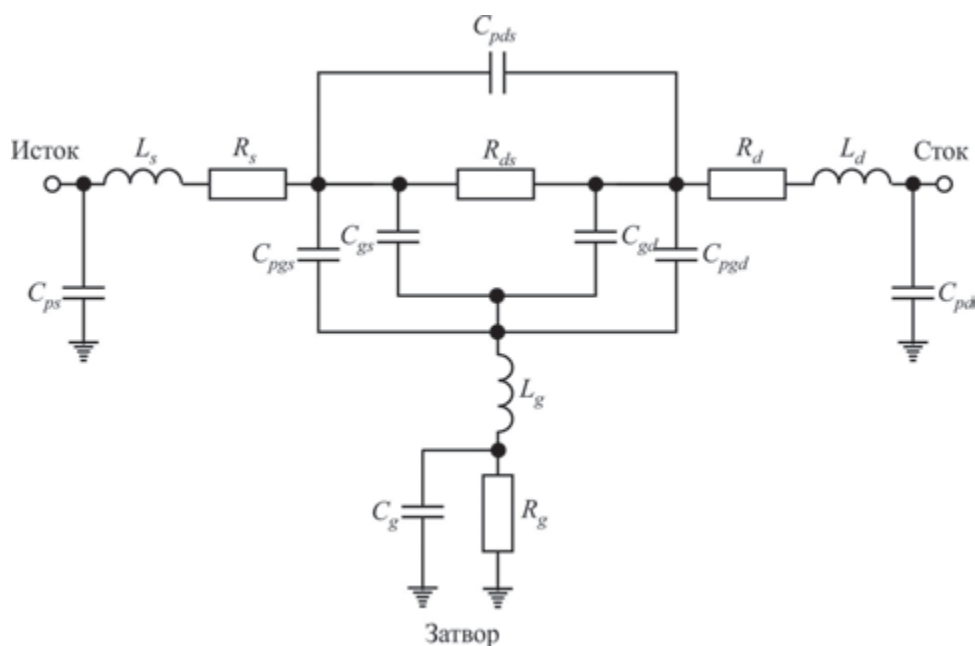
$$Y_{21} = Y_{12} = -j\omega C_{pds}, \quad (49)$$

$$Y_{31} = Y_{13} = -j\omega C_{pgs}, \quad (50)$$

$$Y_{32} = Y_{23} = -j\omega C_{pgd}, \quad (51)$$



a)



б)

Рис. 15. Конфигурации ЭС для включенного (а) и выключенного (б) состояний коммутационного транзистора, предложенные в работах [35, 36]

Из выражений для элементов матрицы Y -параметров шестиполюсника были выведены выражения для расчёта всех паразитных ёмкостей предложенной ЭС:

$$C_{pds} = -\frac{\operatorname{Im}(Y_{21})}{\omega}, \quad (52)$$

$$C_{pgs} = -\frac{\operatorname{Im}(Y_{31})}{\omega}, \quad (53)$$

$$C_{pgd} = -\frac{\operatorname{Im}(Y_{32})}{\omega}, \quad (54)$$

$$C_{ps} = -\frac{\operatorname{Im}(Y_{11} + Y_{21} + Y_{31})}{\omega}, \quad (55)$$

$$C_{pd} = -\frac{\operatorname{Im}(Y_{21} + Y_{22} + Y_{32})}{\omega}, \quad (56)$$

$$C_{pg} = -\frac{\operatorname{Im}(Y_{31} + Y_{32} + Y_{33})}{\omega}. \quad (57)$$

Стоит отметить, что при экстракции паразитных ёмкостей был выбран диапазон частот до 5 ГГц. В данном диапазоне частот влияние паразитных индуктивностей и сопротивлений пренебрежимо мало, в связи с чем рассчитанные значения ёмкостей являются частотно-независимыми.

Принципиальное отличие данной методики заключается только в способе определения паразитных ёмкостей ЭС, в то время как остальные элементы рассчитываются по методикам, описанным в [35, 36]. Предложенный в работе [40] подход определения параметров ЭС был распространён на малосигнальную модель двухзатворного GaAs рНЕМТ, который также широко используется в схемах СВЧ-переключателей [41].

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате исследования был проведён обзор методик экстракции элементов эквивалентных схем, использующихся для построения малосигнальных моделей коммутационных СВЧ-транзисторов, изготовленных по GaAs- и GaN-технологиям. Существующие методики могут быть разделены на три основные группы. Для расчёта значений элементов малосигнальной эквивалентной схемы в методиках первой группы используются результаты измерений S -параметров тестовых структур коммутационных СВЧ-транзисторов. Вторую группу составляют методики, в которых применяются численные методы оптимизации параметров ЭС. В качестве целевой функции в данных методиках выступает разность между рассчитанными S -параметрами ЭС и измеренными S -параметрами тестовой структуры транзистора. Существенным недостатком методик второй группы является отсутствие способов расчёта первоначальных значений элементов ЭС. Применение оптимизационных подходов в данном случае не гарантирует, что полученные параметры ЭС будут соответствовать физическим представлениям о работе прибора и что

при данных параметрах будет достигаться минимальное отклонение расчётных характеристик от результатов измерений S -параметров тестовой структуры СВЧ-транзистора. Методики третьей группы можно считать комбинированными. Для определения параметров ЭС в данных методиках необходимо использовать как результаты измерений S -параметров тестовых структур СВЧ-транзисторов, так и результаты электромагнитного моделирования топологии тестового компонента. Применение электромагнитного моделирования позволяет учесть распределённый характер длинных линий металлизации в случае транзисторов с большой периферией, а также достаточно точно определить влияние паразитных межэлектродных ёмкостей на характеристики прибора. Применение комбинированных методик позволяет строить малосигнальные модели коммутационных СВЧ-транзисторов, обладающие хорошей точностью воспроизведения S -параметров в широком диапазоне частот. Возможности масштабирования делают данные модели перспективными с точки зрения параметрической оптимизации и автоматизированного синтеза схемных и топологических решений фазовращателей и аттенуаторов с цифровым управлением. Кроме того, точные малосигнальные модели являются основой для построения более сложных нелинейных моделей. Одним из этапов построения нелинейной модели является построение малосигнальных моделей в нескольких рабочих точках. В связи с этим дальнейшие исследования будут направлены на автоматизацию комбинированных методик в САПР РЭА с целью сокращения времени на построение нескольких малосигнальных моделей в различных режимах смещения.

Исследование выполнено за счёт гранта Российского научного фонда (проект № 19-79-10036).

ЛИТЕРАТУРА

1. **Белов, Л.** Переключатели сверхвысокочастотных сигналов // *Электроника: Наука, Технология, Бизнес.* – 2006. – № 1. – С. 20 – 25.
2. **Осипов, А. М.** Сверхвысокочастотные переключатели на арсениде галлия / А. М. Осипов, Е. А. Паневина // *Вестник Новгородского государственного университета им. Ярослава Мудрого.* – 2011. – № 65. – С. 28 – 31.
3. **Кочемасов, В.** Твердотельные СВЧ-переключатели. Ч. 1 / В. Кочемасов, А. Кирпиченков // *Электроника: Наука, Технология, Бизнес.* – 2017. – № 10. – С. 92 – 97.
4. **Кочемасов, В.** Интегральные СВЧ-переключатели. Ч. 3 / В. Кочемасов, Ю. Рауткин // *Электроника: Наука, Технология, Бизнес.* – 2018. – № 6. – С. 80 – 93.
5. **Кочемасов, В.** Интегральные СВЧ-переключатели. Ч. 2 / В. Кочемасов, Ю. Рауткин // *Электроника: Наука, Технология, Бизнес.* – 2018. – № 5. – С. 152 – 163.
6. **Cory, R.** Solid state RF / R. Cory, D. Fryklund // *Microwave Switch Technology.* P. 2. – [Www.Mpdigest.Com](http://www.Mpdigest.Com). – 2009. – No 6. – P. 34.
7. **Dambrine, G.** A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit / G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore, E. Playez // *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* – 1988. – Vol. 36, No 7. – P. 1151 – 1159.
8. **Berroth, M.** Broad-band determination of the FET small-signal equivalent circuit / M. Berroth, R. Bosch // *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* – 1990. – Vol. 38, No 7. – P. 891 – 895.
9. **Rorsman, N.** Accurate small-signal modeling of HFET's for millimeter-wave applications / N. Rorsman, M. Garcia, C. Karlsson, H. Zirath // *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* – 1996. – Vol. 44, No 3. – P. 432–437.
10. **Lai, Yeong-Lin.** A new pinched-off cold-FET method to determine parasitic capacitances of FET equivalent circuits / Yeong-Lin Lai, Kuo-Hua Hsu // *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* – 2001. – Vol. 49, No 8. – P. 1410 – 1418.
11. **Jarndal, A.** A new small-signal modeling approach applied to GaN devices / A. Jarndal, G. Kompa // *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* – 2005. – Vol. 53, No 11. – P. 3440 – 3448.
12. **Jarndal, A.** An accurate small-signal model for AlGaIn–GaN HEMT suitable for scalable large-signal model construction // A. Jarndal, G. Kompa // *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.* – 2006. – Vol. 16, No 6. – P. 333 – 335.

13. **Jarndal, A.** A simplified modelling approach for AlGaIn/GaN HEMTs using pinched cold S -parameters / A. Jarndal // 2013 5th International Conference on Modeling, Simulation and Applied Optimization (ICMSAO). Hammamet, Tunisia. IEEE. – 2013. – P. 1 – 4.
14. **Huang, A.** A new extraction method of extrinsic elements of GaAs/GaN HEMTs / A. Huang, Z. Zhong, Y. Guo, W. Wu // 2014 IEEE International Symposium on Radio-frequency Integration Technology. – 2014. – P. 1 – 3.
15. **Caddemi, A.** Equivalent-circuit-based modeling of the scattering and noise parameters for multi-finger GaAs pHEMTs / A. Caddemi, E. Cardillo, G. Crupi // Int. J. Numer. Model. Electron. Networks, Devices Fields. – 2019. – No 1. – P. 2587.
16. **Gibiino, G.** Measurement-based automatic extraction of FET parasitic network by linear regression / G. Gibiino, A. Santarelli, R. Cignani, P. Traverso, F. Filicori // IEEE Microw. Wirel. Components Lett. – 2019. – No 9. – P. 1 – 3.
17. **Curtice, W. R.** A MESFET model for use in the design of GaAs integrated circuits / W. R. Curtice // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 1980. – Vol. 28, No 5. – P. 448 – 456.
18. **Angelov, I.** A new empirical nonlinear model for HEMT and MESFET devices / I. Angelov, H. Zirath, N. Rosman // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 1992. – Vol. 40, No 12. – P. 2258 – 2266.
19. **Materka, A.** Computer calculation of large-signal GaAs FET amplifier characteristics / A. Materka, T. Kacprzak // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 1985. – Vol. 33, No 2. – P. 129 – 135.
20. **Popov, A.** Automatic large-signal GaAs HEMT modeling for power amplifier design / A. Popov, D. Bilevich, A. Salnikov, I. Dobush, A. Goryainov, A. Kalentyev // AEU – Int. J. Electron. Commun. – 2019. – Vol. 100. – P. 138 – 143.
21. **Wei, C.** Large-signal PHEMT switch model, which accurately predicts harmonics and two-tone intermodulation distortion / C. Wei, A. Klimashov, Y. Zhu, E. Lawrence, G. Tkachenko // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005. – 2005. – Vol. 2005 (C). – P. 1155 – 1158.
22. **Takatani, S.** Accurate HEMT switch large-signal device model derived from pulsed-bias capacitance and current characteristics / S. Takatani, C.-D. Chen // 2009 Annual IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium. – 2009. – P. 1 – 4.
23. **Wei, C.** A comprehensive PHEMT core model for switch applications / C. Wei, Y. Zhu, H. Yin, O. Klimashov, D. Bartle // 2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium. Baltimore, MD, USA. – 2011. – Vol. 1, No 4. – P. 1 – 4.
24. **Takatani, S.** Nonlinear steady-state III-V FET model for microwave antenna switch applications / S. Takatani, C. D. Chen // IEEE Trans. Electron Devices. – 2011. – Vol. 58, No 12. – P. 4301 – 4308.
25. **Prasad, A.** Symmetrical large-signal modeling of microwave switch FETs / A. Prasad, C. Fager, M. Thorsell, C. Andersson, K. Yhland // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 2014. – Vol. 62, No 8. – P. 1590 – 1598.
26. **Tao, Y.** A HEMT large-signal model for use in the design of microwave switching circuits / Y. Tao, Z. F. Hu, Y. Fan // Int. J. RF Microw. Comput. Eng. – 2019. – No 10. – P. 1 – 13.
27. **Pla, J. A.** Nonlinear model for predicting intermodulation distortion in GaAs FET RF switch devices / J. A. Pla, W. Struble // 1993 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 1993. – Vol. 2. – P. 641 – 644.
28. **Buck, C. M.** Development of MMIC switch FET models for the Philips microwave D07M foundry process / C. M. Buck, K. R. Williams, R. Leblanc // IEE Colloq. – 1994. – No 92.
29. **Ehoud, A.** Extraction based model for GaAs MESFET switches / A. Ehoud, L. Dunleavy, S. Lazar, R. Branson // 1994 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.94CH3389-4). – 1994. – P. 861 – 864.
30. **Ehoud, A.** Extraction techniques for FET switch modeling / A. Ehoud, L. Dunleavy, S. Lazar, R. Branson // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 1995. – Vol. 43, No 8. – P. 1863 – 1868.
31. **Wei, C.** Distributed switch FET model that predicts better insertion loss and harmonics / C. Wei, Y. Zhu, A. Klimashov, H. Yin, C. Zhang, D. Bartle // Eur. Microw. Week 2010 Connect. World, EuMIC 2010 – Conf. Proc. – 2010. – No 9. – P. 238 – 241.
32. **Zhu, Y.** Electromagnetic only HEMT model for switch design / Y. Zhu, C. Wei, G. Nohra, C. Zhang, O. Klimashov, H. Yin, D. Bartle // 2009 Asia Pacific Microwave Conference. IEEE. – 2009. – P. 273 – 276.
33. **Lin, D.** Small-signal switch model of GaN HEMTs for MMIC applications / D. Lin, Y. Xiaofeng, L. Yang, Z. Jincheng, H. Yue // The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications. – 2016. – Vol. 23, No 5. – P. 56 – 60.



34. **Geng, M.** Small-signal modeling of GaN HEMT switch with a new intrinsic elements extraction method / M. Geng, P. Li, W. Luo, P. Sun, R. Zhang, X. Ma // Chinese Phys. B. – 2016. – Vol. 25, No 11. – P. 117301.
35. **Tao, Y.** HEMT small-signal modelling for voltage-controlled attenuator applications / Y. Tao, Z. Hu, Y. Fan, Y. Liu, M. Hei, Y. Cheng, B. Zhang // Proceedings of the 14th European Microwave Integrated Circuits Conference. – Paris, France, 2019. – P. 128 – 131.
36. **Tao, Y.** Direct extraction method of HEMT switch small-signal model with multiparasitic capacitive current path / Y. Tao, Z. Hu, Y. Fan, Y. Liu, M. Hei, Y. Cheng, B. Zhang // Int. J. RF Microw. Comput. Eng. – 2019. – Vol. 29, No 6. – P. 21690.
37. **Jeon, M.** A technique for extracting small-signal equivalent-circuit elements of HEMTs / M. Jeon, B. Kim, Y. Jeon, Y. Jeong // IEICE Trans. Electron. – 1999. – Vol. E82-C, No 11. – P. 1968 – 1976.
38. **Crupi, G.** The large world of FET small-signal equivalent circuits (invited paper) / G. Crupi, A. Caddemi, D. Schreurs, G. Dambrine // Int. J. RF Microw. Comput. Eng. – 2016. – Vol. 26, No 9. – P. 749 – 762.
39. **Crupi, G.** Accurate multibias equivalent-circuit extraction for GaN HEMTs / G. Crupi, D. Xiao, D. Schreurs, E. Limiti, A. Caddemi, W. De Raedt, M. Germain // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 2006. – Vol. 54, No 10. – P. 3616 – 3622.
40. **Tao, Y.** Complete parasitic capacitance shell extraction of high frequency switch HEMT equivalent circuit model / Y. Tao, Z. F. Hu, Y. Fan // Int. J. RF Microw. Comput. Eng. – 2020. – No 2. – P. 1 – 10.
41. **Luo, L.** Small-signal modeling and parameter extraction method for a multigate GaAs pHEMT switch / L. Luo, J. Liu, G. Wang, Y. Wu // J. Semicond. – 2020. – Vol. 39, No 12.

Статья поступила 4 июня 2020 г.





УДК 621.3.049.77

РАЗРАБОТКА ГИБРИДНО-МОНОЛИТНОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЯ ДИАПАЗОНА 8...12 ГГц С ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТЬЮ 2,5 Вт

А. С. Ефимов, А. М. Темнов, К. В. Дудинов, Н. А. Мартынова, А. А. Трофимов

АО «НПП «Исток» им. Шокина», г. Фрязино

Рассмотрены результаты разработки гибридно-монокристаллической интегральной схемы широкополосного усилителя мощности на GaAs-транзисторах. Представлены результаты построения нелинейной масштабируемой модели транзистора. Приведены результаты проектирования и экспериментальных исследований выходных характеристик балансного усилителя мощности: выходная мощность превышает 2,5 Вт в диапазоне частот 8...12 ГГц при коэффициенте усиления более 7 дБ.

КС: усилитель мощности, гибридно-монокристаллическая интегральная схема, X-диапазон, GaAs-транзистор, нелинейная модель

A 2.5 W 8...12 GHz POWER AMPLIFIER QUASI-MMIC

A. S. Efimov, A. M. Temnov, K. V. Dudinov, N. A. Martynova, A. A. Trofimov

JSC «RPC «Istok» named after Shokin», Fryazino

This paper describes the design and measured performance of 8...12 GHz power amplifier quasi-MMIC based on GaAs transistors. The results of extracting transistor's scalable nonlinear model parameters are presented. The balanced power amplifier quasi-MMIC demonstrates more than 2.5 W of output power with power gain above 7 dB over 8...12 GHz band.

Keywords: power amplifier, quasi-MMIC, X-band, GaAs transistor, nonlinear model

1. ВВЕДЕНИЕ

За период с 80-х годов по настоящее время разработаны и серийно выпускаются маломощные усилительные и преобразовательные гибридно-монокристаллические интегральные схемы (ГМИС) диапазона частот 0,3...20 ГГц. В настоящее время одними из основных направлений развития современной радиоэлектроники являются расширение рабочей полосы и повышение выходной мощности. На данный момент усилители мощности X-диапазона отечественного производства на монокристаллических (МИС) и гибридных (ГИС) интегральных схемах производятся с полосой рабочих частот не более 25 % и не захватывают весь X-диапазон [1]. Следовательно, разработка широкополосных усилителей мощности становится важной и актуальной проблемой.

Целью данной работы являлась разработка широкополосного однокаскадного усилителя мощности (УМ) с выходной мощностью более 2,5 Вт при коэффициенте усиления свыше 7 дБ в диапазоне частот 8...12 ГГц. Реализация УМ в конструкции ГМИС позволит обеспечить компактные габаритные размеры по сравнению с ГИС и повышенный выход годных в сравнении с МИС, так как существует возможность подстройки усилителя, что нивелирует разброс низкочастотных и высокочастотных параметров промышленных транзисторов.



Точное моделирование УМ в современном САПР требует использования математических моделей активных элементов – полевых транзисторов с затвором Шотки (ПТШ). Определение корректных параметров нелинейной масштабируемой модели промышленно выпускаемого GaAs ПТШ, описывающей работу транзистора в широком диапазоне частот, является первоочередной задачей при проектировании ГМИС УМ СВЧ.

2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ НЕЛИНЕЙНОЙ МАСШТАБИРУЕМОЙ МОДЕЛИ ТРАНЗИСТОРА ТИПА «ПРИНЦ»

Экстракция параметров нелинейной модели транзистора предполагает получение параметров эквивалентной схемы транзистора в каждой точке смещения, построение зависимости нелинейных параметров эквивалентной схемы от приложенных напряжений. Было произведено восстановление параметров нелинейной модели транзистора типа «Принц», выпускаемого в АО «НПП «Исток» им. Шокина». Транзистор выполнен по технологии DpHEMT, с длиной затвора 0,25 мкм, на GaAs. Эквивалентная схема транзистора представлена на рис. 1.

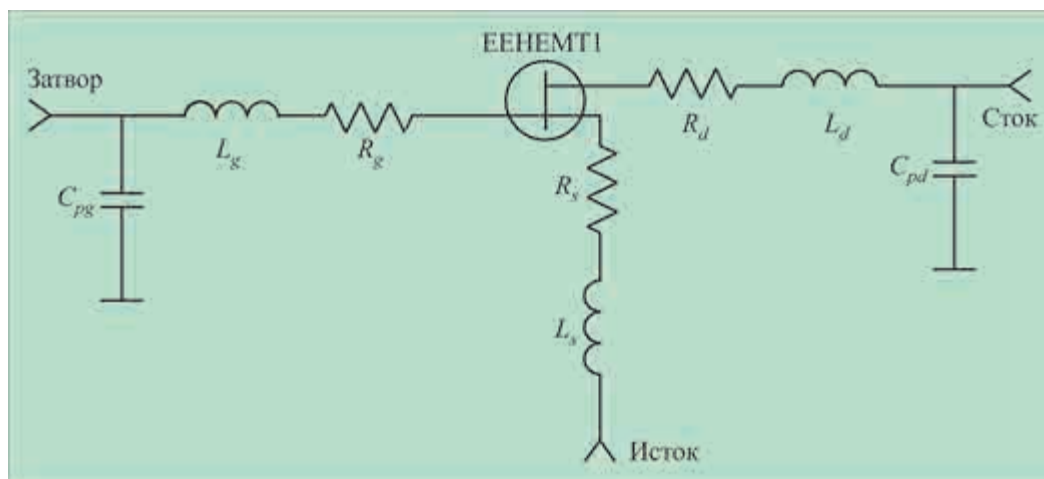


Рис. 1. Эквивалентная схема транзистора на основе EENEMT1

Экстракция параметров нелинейной масштабируемой модели на основе EENEMT1 [2] типа «Принц» производилась в несколько этапов:

- измерение вольт-амперных характеристик;
- измерение S -параметров транзистора в рабочем диапазоне частот при различных напряжениях смещения;
- измерение параметров транзистора методом Loadpull;
- обработка результатов измерений, проведение процедуры «deembedding» [3];
- определение паразитных параметров эквивалентной схемы путем экстракции из S -параметров транзистора в режиме отсечки [4, 5];
- определение параметров линейных эквивалентных схем транзистора в зависимости от напряжений смещения прямым методом [6], который основан на расчете значений с использованием Y -параметров транзистора в рабочем режиме;
- построение зависимостей ряда параметров линейных эквивалентных схем и вычлененных параметров из восстанавливаемой нелинейной модели от напряжений смещения:

- а) определение параметров постоянного тока (совпадение ВАХ и зависимостей $\frac{I_d}{U_g}$, $\frac{G_m}{U_g}$);

б) определение параметров переменного тока (совпадение зависимостей $\frac{G_{mac}}{U_d/U_g}$, $\frac{C_{gs}}{U_d/U_g}$, $\frac{C_{gd}}{U_d/U_g}$, $\frac{C_{ds}}{U_d/U_g}$);

в) сравнение выходных характеристик модели транзистора с измеренными его параметрами методом Loadpull. Корректировка параметров модели для соответствия выходных характеристик модели с измеренными данными.

Точность измерений S -параметров зависит от точности калибровки измерительного стенда и точности определения паразитных элементов корпуса и вспомогательных линий. Точность модели обеспечивается алгоритмом восстановления параметров транзистора, включая процедуры исключения паразитных элементов корпуса и вспомогательных линий методом «deembedding».

В данной работе была восстановлена нелинейная масштабируемая модель транзисторов «Принц 2-70» и «Принц 4-70» и проведена их верификация.

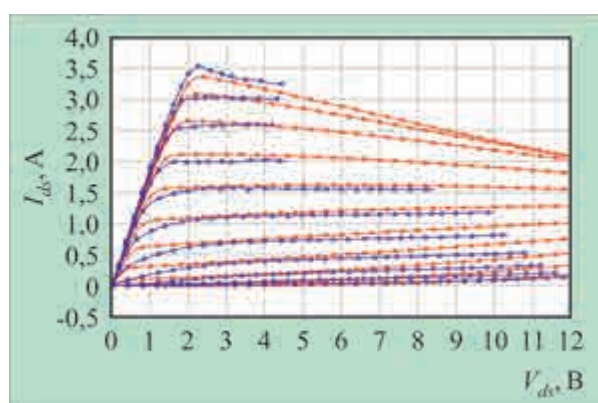


Рис. 2. Экспериментальная (○-○-○-○) и расчетная (×-×-×-×) вольт-амперные характеристики транзистора «Принц 4-70»

Результаты моделирования нелинейной модели и измерений представлены на рис. 2 и 3. На рис. 2 приведены экспериментальные и расчетные вольт-амперные характеристики транзистора «Принц 4-70». На рис. 3, а, б показаны S -параметры расчета нелинейной модели и измерений транзистора типа «Принц 4-70», а на рис. 3, в – зависимости выходной мощности от входной транзистора «Принц 2-70» на частоте 12 ГГц.

Результаты, представленные на рис. 2 и 3, показывают достаточно высокую сходимость параметров построенной нелинейной масштабируемой модели с результатами измерений в диапазоне частот до 20 ГГц.

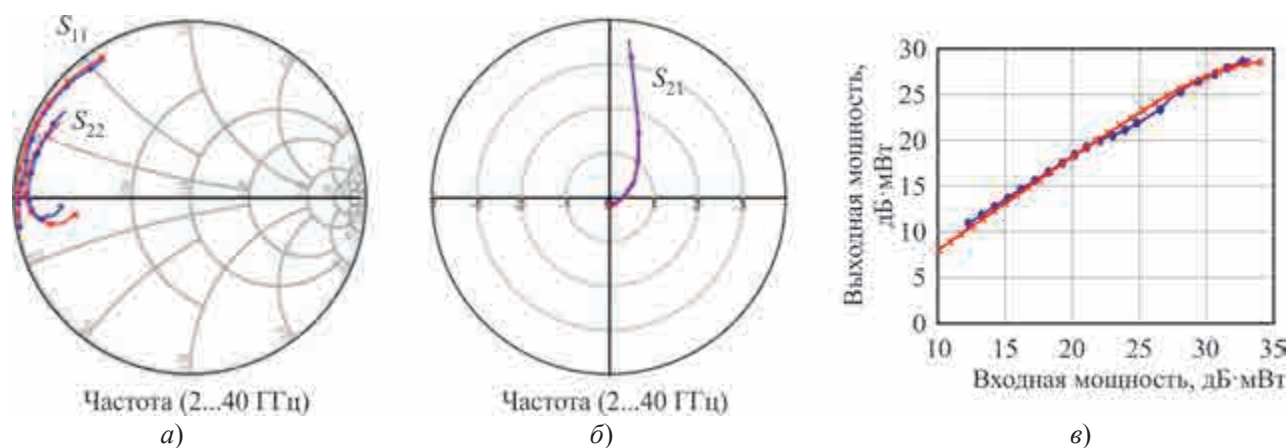


Рис. 3. Сравнение экспериментальных (○-○-○-○) и расчетных (×-×-×-×) малосигнальных параметров транзистора типа «Принц 4-70» при $U_d = +2$ В и $U_g = -1$ В (а, б) и зависимостей выходной мощности от входной на частоте 12 ГГц транзистора «Принц 2-70» (в) при $U_d = +8$ В и $U_g = -1$ В

3. БАЛАНСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ

Проектирование входных и выходных согласующих цепей УМ проводилось с применением разработанной нелинейной масштабируемой модели транзистора «Принц 2-70». Определены оптимальные нагрузки транзистора в рабочем диапазоне частот. В данной работе основное внимание уделено достижению широкой полосы рабочих частот (40 %), что обеспечивается применением входной двухконтурной согласующей цепи [7]. Был проведен электромагнитный анализ топологий входной и выходной согласующих цепей в рабочем диапазоне и до 3-й гармоники. Входные и выходные согласующе-трансформирующие цепочки для параллельно включенных транзисторов реализованы на одном кристалле полуизолирующего арсенида галлия толщиной 100 мкм. Габаритные размеры кристаллов одинаковы и составляют 1,4×3,0 мм. Принципиальная схема балансного усилителя представлена на рис. 4. Фотографии кристаллов входной и выходной согласующих плат представлены на рис. 5.

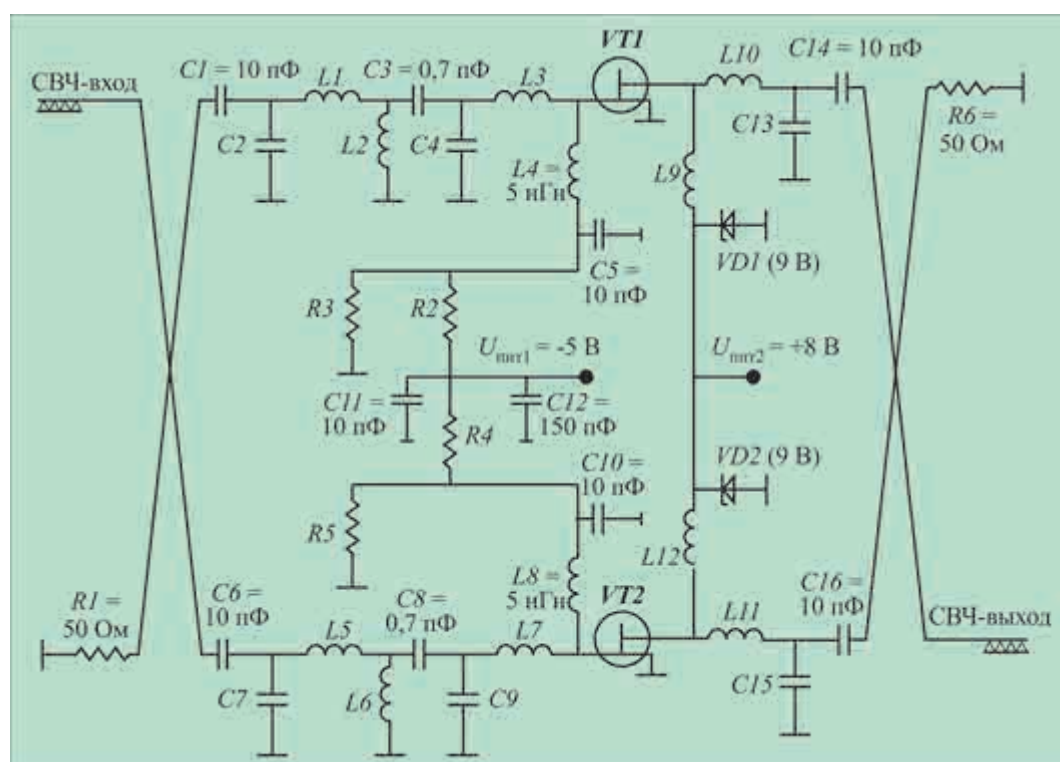


Рис. 4. Принципиальная схема балансного усилителя

Схема усилителя реализована в гибридно-монокристаллическом исполнении. ГМИС состоит из металлического основания 7,5×12×1 мм из МД-50, покрытого слоем золота (3 мкм), и рамки, выполненной на поликорковой подложке толщиной 500 мкм. Рамка включает в себя контактные площадки питания, микрополосковые выводы с волновым сопротивлением 50 Ом и мосты Ланге, которые обеспечивают суммирование мощностей транзисторов. В центре рамки имеется окно размерами 4,5×3 мм. Кристаллы согласующих цепей, активных элементов и элементы цепей питания расположены в окне рамки и смонтированы на поверхность металлического основания с помощью токопроводящего клея. Межкристалльные соединения сделаны с помощью золотых проволок толщиной 20 мкм. Непосредственный контакт кристаллов транзисторов с основанием обеспечивает требуемый теплоотвод. Окно рамки закрывается сапфировой крышкой, которая соеди-



няется с рамкой с помощью диэлектрического клея, что обеспечивает защиту конструкции от посторонних частиц.

Фотография разработанной ГМИС представлена на рис. 6. Размеры схемы составляют $7,5 \times 12 \times 1,8$ мм.

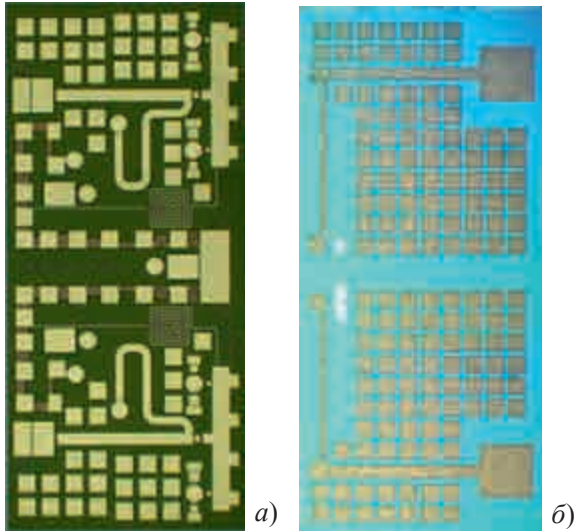


Рис. 5. Фотографии кристаллов входной (а) и выходной (б) согласующих плат

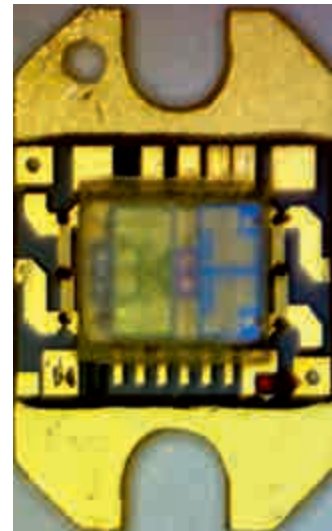


Рис. 6. Внешний вид ГМИС балансного усилителя

Малосигнальные параметры УМ были измерены при напряжениях +8 В и -5 В в непрерывном режиме. Сравнение экспериментальных результатов с расчетом малосигнальных параметров балансного усилителя представлено на рис. 7. Коэффициент усиления схемы в диапазоне частот 8...12 ГГц превышает 7 дБ. Возвратные потери как по входу, так и по выходу составляют менее -10 дБ. Как видно из графика, результаты расчета имеют удовлетворительное совпадение с результатами эксперимента.

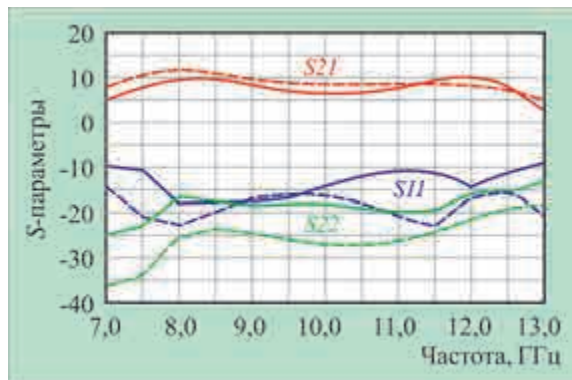


Рис. 7. Малосигнальные параметры балансного усилителя:
— измерения; - - - расчет

Мощностные характеристики балансного усилителя были измерены при положительном (+8 В) и отрицательном (-5 В) напряжении в импульсном режиме с длительностью импульса 10 мкс и скважностью 10. Зависимости выходной мощности и КПД от частоты при уровне входной мощности 500 мВт представлены на рис. 8. Выходная мощность превышает 2,5 Вт во всей полосе частот.

На рис. 9 представлены зависимости выходной мощности и КПД от мощности входного сигнала на разных частотах. Из рисунка видно, что в заданном диапазоне частот выходная мощность превышает 2,5 Вт, в то время как на 10 ГГц мощность насыщения достигает 3 Вт.



Рис. 8. Зависимости выходной мощности и КПД от частоты при входной мощности 500 мВт:
— измерения; - - - расчет

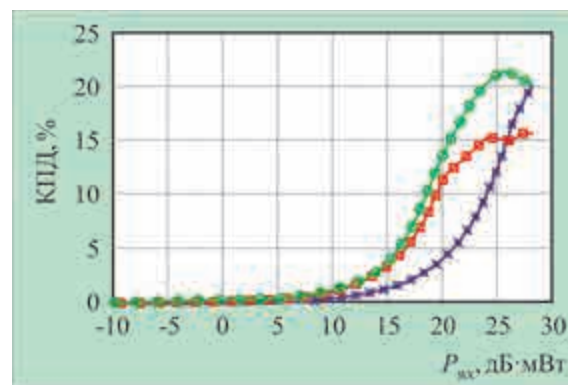
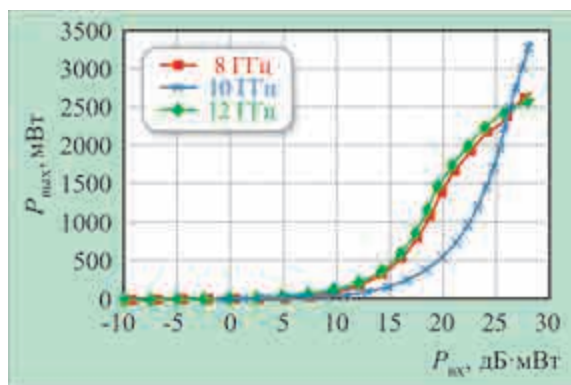
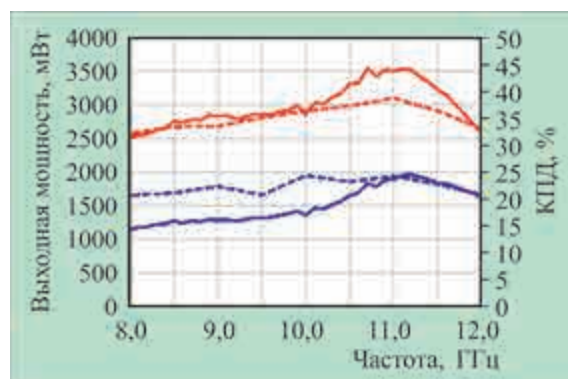


Рис. 9. Зависимости выходной мощности (а) и КПД (б) от входной мощности

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной статье представлены результаты проектирования и экспериментальных измерений гибридно-монокристаллической интегральной схемы балансного усилителя мощности, работающего в диапазоне частот 8...12 ГГц. Разработка согласующих цепей схемы проектировалась на основе построенной нелинейной модели транзистора, выпускаемого в АО «НПП «Исток» им. Шокина». Усилитель показывает выходную мощность более 2,5 Вт в полосе частот 8...12 ГГц при коэффициенте усиления более 7 дБ. КСВН входа и выхода – менее 2.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пчелин, В. А. Гибридно-интегральные малогабаритные усилители мощности / В. А. Пчелин, В. Б. Трегубов, И. П. Корчагин, А. Г. Далингер, Л. В. Манченко, В. А. Красник, В. М. Малышик // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 2015. – № 4 (527). – С. 57 – 62.
2. Advanced Design System 2017 Nonlinear Devices // Keysight Technologies. – 2017. – P. 445 – 473.
3. Crupi, G. Microwave de-embedding: from theory to applications / G. Crupi, D. Shreurs. – Academic Press, 2013. – P. 353–370.
4. Kim, Dae-Hyun. A new FET extrinsic parameter extraction method at pinch-off bias utilizing gate-width scaling property / Dae-Hyun Kim, Sung-Gi Yang, Gi-Hyon Ryu and Kwanh-Seok Seo. – Amsterdam, 1998.
5. Brady, Ronan G. An improved small-signal parameter-extraction algorithm for GaN HEMT devices / Ronan G. Brady, Christopher H. Oxley // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – July 2008. – Vol. 56, No 7.
6. Городецкий, А. Ю. Принцип создания масштабируемых моделей транзисторов на основе наногетероструктур / А. Ю. Городецкий, К. В. Дудинов, А. М. Емельянов, Е. Ю. Днестрянская // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2012. – № 1 (512). – С. 84 – 94.
7. Ефимов, А. С. Гибридно-монокристаллическая интегральная схема усилителя Ku -диапазона с выходной мощностью 1 Вт / А. С. Ефимов, А. М. Темнов, К. В. Дудинов, Н. А. Мартынова, А. А. Трофимов // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 2019. – № 3 (542). – С.105 – 111.

Статья поступила 8 июля 2020 г.



РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА

УДК 621.396.62

ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИЙ СУБМОДУЛЬ X-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ

М. С. Карасев

АО «НПП «Исток» им. Шокина», г. Фрязино

Представлены приемопередающий субмодуль X-диапазона частот, его конструктивное исполнение и технологические особенности. Приведены электрические параметры, полученные в результате экспериментальной проверки на измерительном стенде. Проведен анализ представленных данных.

КС: приемопередающий субмодуль, X-диапазон, экспериментальная проверка, анализ электрических параметров

X-BAND TRANSCEIVING SUBMODULE

M. S. Karasev

JSC «RPC «Istok» named after Shokin», Fryazino

X-band transceiving submodule, its design and technological features are presented. The electrical parameters obtained as a result of experimental verification at the measuring bench are shown. The analysis of the presented data was carried out.

Keywords: transceiving submodule, X-band, experimental verification, analysis of electric parameters

1. ВВЕДЕНИЕ

В радиолокации в настоящее время перспективным направлением является разработка приемопередающих модулей [1, 2], которые входят в состав активных фазированных антенных решеток, используемых в радиолокационных станциях. Применение таких изделий позволяет улучшить обзор окружающего пространства с высокой разрешающей способностью и повысить дальность обнаружения объектов при помощи приемопередающей антенны.

Постоянное увеличение требований, предъявляемых к радиолокационным станциям, влечет за собой необходимость повышать технические характеристики входящих в их состав изделий. Поэтому разработка приемопередающих модулей [3, 4] с высоким уровнем выходной мощности передающего канала, высоким коэффициентом усиления, минимальной неравномерностью в рабочем диапазоне частот и низким значением коэффициента шума – актуальная и уникальная задача для каждого вида изделий.



2. ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИЙ СУБМОДУЛЬ X-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ

Разработанный на предприятии АО «НПП «Исток» им. Шокина» приемопередающий субмодуль, включающий в свой состав последние разработки в области СВЧ-техники, представлен на рис. 1.

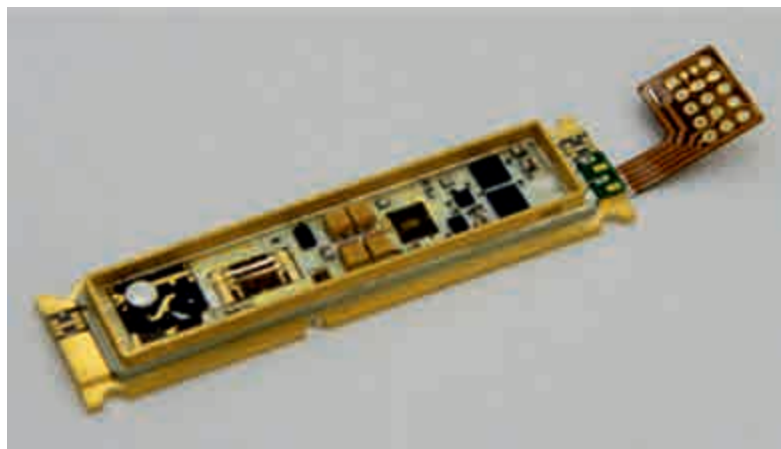


Рис. 1. Приемопередающий субмодуль X-диапазона частот

Монолитно-интегральные схемы усилителей, устройств защиты и управления амплитудно-фазовым распределением располагаются на низкотемпературной, совместно обжигаемой керамике LTCC (low temperature co-fired ceramic). Использование такой керамики позволяет обеспечить стабильность электрических параметров за счет повторяемости топологического рисунка проводников СВЧ- и НЧ-трактов, совместимых коэффициентов термического расширения (КТР) у большинства материалов, используемых для теплоотвода от мощных усилителей СВЧ, низких потерь СВЧ-энергии, а также низкой стоимости многослойных керамических плат при серийном производстве.

Металлическое основание, на котором располагается многослойная керамическая плата LTCC, выполнено из материала МД10,5. Данный сплав является разработкой АО «НПП «Исток» им. Шокина» и позволяет эффективно и равномерно распределить тепло, отводимое от мощного усилителя передающего канала, по всей площади металлического основания. Также одним из главных достоинств сплава МД10,5 является совместимый КТР с многослойной керамической платой LTCC, что обеспечивает надежное соединение этих деталей и исключает брак при серийном производстве.

Рамка и крышка модуля выполнены из сплава 29НК (ковар). Соединение металлической рамки и многослойной керамической платы LTCC производится с помощью припоя золото-олово ($\text{Au}_{80}\text{Sn}_{20}$), а соединение рамки и крышки – с помощью клея марки ЭЧЭ-С. ЭЧЭ-С – клей для электронных часов с наполнением серебром. Данный клей обеспечивает надежное соединение деталей и высокую электропроводимость, что позволяет выполнить требование по электрогерметичности корпуса модуля в целом.

Подача питания и управление основными узлами производятся через гибкую печатную плату (гибкий шлейф), которая имеет минимальную толщину (0,2 мм) для такого количества проводников (14 проводников). Гибкая печатная плата произведена на предприятии ООО «Резонит» и поставляется в качестве готовой детали для дальнейшей установки в конструкцию модуля.

Модуль с установленной гибкой печатной платой показан на рис. 2.

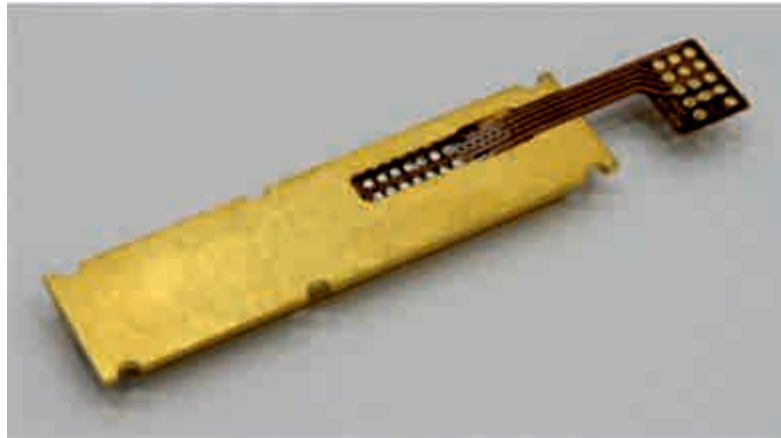


Рис. 2. Вид модуля с установленной гибкой печатной платой

Использование такого вида контактирования при подаче напряжения питания и управления позволяет снизить трудозатраты на этапе изготовления модуля и выполнить требуемую конфигурацию разводки питания и управления в составе аппаратуры заказчика.

Напряжение на предварительный и выходной усилители мощности подается через низкочастотную плату, установленную за пределами герметичного корпуса (см. рис. 1). На плату припаиваются проводники от мощного источника питания, установленного в составе аппаратуры заказчика. Данный способ подачи питания позволяет снизить потери, связанные с прохождением электрического тока через проводники до усилителей мощности.

Монолитно-интегральные схемы СВЧ, используемые в составе приемопередающего модуля, включают в себя новейшие разработки АО «НПП «Исток» им. Шокина» в области твердотельной электроники и позволяют обеспечить максимальную мощность на выходе передающего тракта, минимальное значение коэффициента шума приемного тракта, стабильность характеристики коэффициента усиления, минимальную среднеквадратичную ошибку амплитуды и фазы как передаваемого, так и принимаемого сигнала.

Управление амплитудой и фазой принимаемого и передаваемого сигнала осуществляется многофункциональной монолитно-интегральной схемой (МФ МИС) [5] производства НПП «Исток». Такая микросхема включает в свой состав усилители приемного и передающего каналов, а также набор аттенюаторов и фазовращателей. Все элементы выполнены на одной GaAs-подложке, что позволяет добиться электрических параметров на уровне лучших мировых аналогов.

Отличительной особенностью приемопередающего модуля от мировых аналогов является защита от одновременного включения приемного и передающего каналов. Добиться этого удалось за счет ввода в состав схемы бескорпусных логических монолитно-интегральных схем производства компании ОАО «Интеграл». При одновременной подаче сигналов управления на приемный и передающий каналы срабатывает функция защиты и приемопередающий submodule работает только в режиме приема.

Для измерения электрических параметров приемопередающего submodule X -диапазона частот применялось оборудование Keysight Technologies. Все измерения проводились в автоматическом режиме с помощью специального программного обеспечения, разработанного в АО «НПП «Исток» им. Шокина».

Полученные экспериментальные значения коэффициента усиления и коэффициента шума приемного канала, а также выходная мощность передающего канала показаны на рис. 3...5.

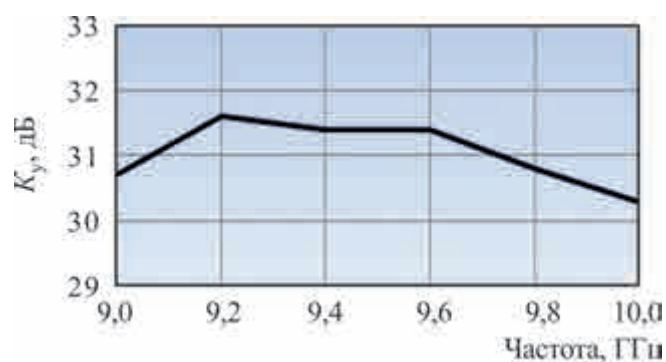


Рис. 3. Коэффициент усиления приемного канала в зависимости от частоты

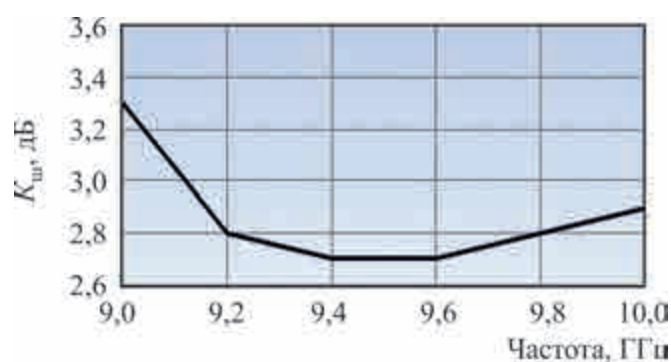


Рис. 4. Коэффициент шума приемного канала в зависимости от частоты

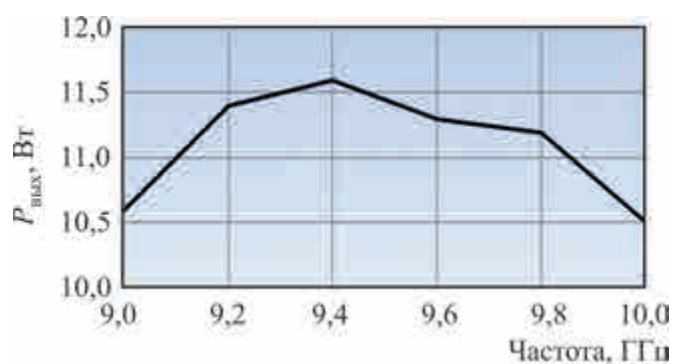


Рис. 5. Выходная мощность передающего канала в зависимости от частоты

Электрические параметры, представленные на рис. 3...5, указаны с учетом потерь в измерительной аппаратуре.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные результаты экспериментальной проверки указывают на правильность выбранных решений при разработке приемопередающего субмодуля X-диапазона частот.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Карасев, М. С.** Многофункциональный приемопередающий модуль X -диапазона частот / М. С. Карасев, А. Г. Далингер, С. В. Шацкий, С. А. Щеголев, А. В. Адиатулин // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2019. – Вып. 3 (542). – С. 51 – 54.
2. **Карасев, М. С.** Методика измерений параметров перспективных ППМ АФАР с применением поверхностного контактного соединителя / М. С. Карасев // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 2016. – Вып. 4 (531). – С. 37 – 44.
3. **Карасев, М.С.** Перспективный многофункциональный приемопередающий модуль АФАР X -диапазона / М. С. Карасев // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2017. – Вып. 1 (532). – С. 45 – 48.
4. **Карасев, М. С.** Многофункциональный приемопередающий модуль АФАР нового поколения / М. С. Карасев, А. Г. Далингер, С. В. Шацкий, В. А. Жерновенков, Е. А. Синькова, С. А. Щеголев // Сб. тр. конф. «Электроника и микроэлектроника СВЧ». – 2018. – С. 239 – 242.
5. **Щербаков, Ф. Е.** Многофункциональная МИС с малым энергопотреблением на основе 2-уровневых рНЕМТ для перспективных модулей АФАР / Ф. Е. Щербаков, Ю. М. Богданов, К. В. Дудинов, В. Е. Земляков, В. А. Красник, В. Г. Лапин, К. И. Петров // Всероссийская конференция «Микроэлектроника СВЧ». – Санкт-Петербург: СПбГЭТУ, 2012.

Статья поступила 28 апреля 2020 г.

НОВЫЕ КНИГИ

ГРИБАНОВ А. Н., КУЗНЕЦОВ И. А., КУРУШИН А. А. Асимптотические методы электродинамики. – М.: СОЛОН-Пресс, 2020. – 336 с.

Методы геометрической и физической оптики, а также равномерной теории дифракции позволяют расширить возможности тестовой электродинамической системы ANSYS HFSS при моделировании антенных систем, размеры которых составляют десятки и сотни длин волн. Несколько программ было добавлено в систему ANSYS, в том числе программы Savant, EMIT и др.

Предлагаемое учебное пособие предназначено для начальных шагов освоения программы студентами и специалистами СВЧ. Может служить хорошим дополнением к уже опубликованным книгам, посвященным САПР СВЧ.



УДК 621.37

ЛИНЕАРИЗАЦИЯ ВЫХОДНЫХ ТРАКТОВ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ СВЧ

С. А. Богданов, Н. Б. Гудкова, П. В. Куприянов, С. В. Николаев

АО «НПП «Исток» им. Шокина», г. Фрязино

С. А. Петров

АО «НПК «Тристан», г. Москва

Рассматривается проблема расширения динамического диапазона широкополосных приемных устройств СВЧ в многосигнальном режиме работы. Проведен анализ факторов, ограничивающих верхнюю границу реального динамического диапазона выходных трактов по критерию интермодуляционных искажений третьего порядка. Предложен подход к моделированию нелинейных искажений $p-i-n$ -диодных ограничителей выходных трактов в двухсигнальном приближении. Возможность практической реализации предложенного подхода подтверждена экспериментально.

КС: широкополосные приемные устройства СВЧ, интермодуляционные искажения, реальный динамический диапазон, ограничитель, $p-i-n$ -диод, линеаризация

OUTPUT PATHS LINEARIZATION OF BROADBAND MICROWAVE RECEIVERS

S. A. Bogdanov, N. B. Gudkova, P. V. Kupriyanov, S. V. Nikolaev

JSC «RPC «Istok» named after Shokin», Fryazino

S. A. Petrov

JSC «RPC «Tristan», Moscow

The problem of expanding the dynamic range of broadband microwave receivers in multi-signal operating mode is considered. The analysis of the factors, limiting the upper limit of the real dynamic range of the output paths by criterion of the third-order intermodulation distortions is carried out. The approach to modelling unlinear distortions of $p-i-n$ -diode limiters of the output paths in a two-signal approximation is proposed. The possibility of practical implementation of the proposed approach has been confirmed experimentally.

Keywords: broadband microwave receivers, intermodulation distortions, real dynamic range, limiter, $p-i-n$ -diode, linearization

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время при проектировании широкополосных приемных устройств (ШПУ) СВЧ для ответственных применений все большее внимание уделяется многосигнальному режиму работы. Это обусловлено ростом загруженности эфира и усложнением структуры принимаемых сигналов. Оба фактора приводят к возникновению в приемном тракте интермодуляционных искажений (ИМИ) принимаемых сигналов, снижающих эффективность функционирования ШПУ СВЧ. При этом реальный динамический диапазон (РДД) приемника ограничивается уровнем ИМИ по отношению к полезному сигналу. Наибольший вклад в нелинейные искажения



вносят выходные каскады приемных устройств. В этой связи тема данной публикации, посвященной анализу факторов, ограничивающих РДД выходных трактов ШПУ СВЧ в многосигнальном режиме работы, и исследованию технических решений, позволяющих линеаризовать их передаточные характеристики, представляется актуальной.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Выходные каскады радиоприемных трактов современных широкополосных приемников СВЧ нагружаются, как правило, на высокоскоростные аналогово-цифровые преобразователи (АЦП), находящиеся на входе аппаратуры цифровой обработки сигнала. АЦП представляют собой сложные, высокотехнологичные и крайне чувствительные к формату входного сигнала устройства. Так, например, превышение амплитуды входного сигнала, соответствующей верхнему разряду АЦП, всего на 3...6 дБ приводит к необратимым последствиям – устройство выгорает.

Решение проблемы с первого взгляда очевидно и лежит в плоскости ограничения сигнала выходного аналогового тракта ШПУ СВЧ [1]. В односигнальном приближении это действительно простое и эффективное решение, позволяющее с помощью пассивного ограничителя с требуемым уровнем верхней границы линейности амплитудной характеристики (ВГЛАХ) сигнала не допустить выхода из строя АЦП. При этом обычно точку одностенной компрессии ВГЛАХ_{1дБ} ограничителя совмещают с верхним разрядом АЦП. Однако более глубокое рассмотрение проблемы показывает, что ограничение сигнала основного тона приводит к росту его гармонических составляющих, т. к. ограничитель является, по своей сути, нелинейным элементом.

В двухсигнальном приближении амплитудные характеристики аналоговых (P_{CA} , P_{IM3A}) и цифровых ($P_{CЦ}$, $P_{IM3Ц}$) устройств (рис. 1) имеют существенные различия, обусловленные различной природой возникновения нелинейных искажений. Важной особенностью цифровых устройств,

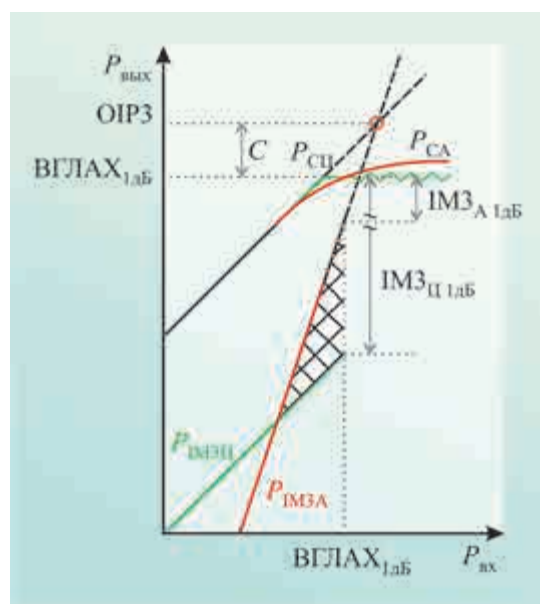


Рис. 1. Обобщенные АХ аналоговых и цифровых устройств

к которым относится и АЦП, является то, что при квантовании сигнала его искажения с ростом амплитуды нарастают скачкообразно. АЦП не сжимают постепенно сигнал при достижении области компрессии, а действуют как «жесткий ограничитель». При достижении определенного уровня происходит экстремальное искажение сигнала, называемое эффектом вырезки (от англ. clipping) [2]. Типичная зависимость уровня полезного сигнала и продуктов нелинейных искажений от мощности входного двухтонального сигнала для АЦП изображена на рис. 1 зеленым цветом.

По сути, представленная АХ АЦП показывает, что линия, соответствующая уровню ИМИ 3-го порядка $P_{IM3Ц}$ во всем динамическом диапазоне АЦП, отстоит от $P_{CЦ}$ на практически постоянную величину $IM3_{Ц 1дБ}$. Особенность АЦП в том и состоит, что $IM3_{Ц 1дБ}$ близка по величине к динамическому диапазону преобразователя, определяемому разрядностью, и не зависит от уровня входного двухтонального сигнала.

В отличие от АЦП, ограничение сигнала аналоговыми устройствами происходит плавно. Уровень ИМИ $P_{\text{ИМЗА}}$ нарастает по мере отклонения от линейного закона АХ для сигнала основного тона. Как показано на рис. 1 красным цветом, линия $P_{\text{ИМЗА}}$ имеет крутизну втрое больше, чем линия основного тона $P_{\text{СА}}$. Если в области малых сигналов ИМИ аналоговых пассивных амплитудных ограничителей сигнала можно пренебречь, то при приближении к ВГЛАХ с какого-то момента они начинают превалировать над ИМИ АЦП. Как правило, в точке ВГЛАХ_{1дБ} величина $\text{ИМЗ}_{\text{А 1дБ}}$ существенно меньше динамического диапазона АЦП, что, собственно, и приводит к ограничению РДД всего ШПУ СВЧ в целом. На рисунке это проиллюстрировано заштрихованным треугольником, ограниченными линиями $P_{\text{ИМЗА}}$, $P_{\text{ИМЗЦ}}$ и ВГЛАХ_{1дБ} по входу. Дальнейшее исследование имеет своей целью уменьшение площади указанного треугольника путем снижения $P_{\text{ИМЗА}}$. Другими словами, АХ аналогового ограничителя должна быть линейной в пределах динамического диапазона АЦП и обеспечивать эффективное ограничение за его пределами. В литературе такая форма АХ аналогового ограничителя называется «линеаризованной» [3].

Уровень $P_{\text{ИМЗА}}$ на выходе аналоговых ограничителей зависит от положения мнимой точки (ОИРЗ) пересечения линий $P_{\text{ИМЗА}}$ и основного тона, как показано на рис. 1 [4]. По сути, ОИРЗ определяет верхнюю границу РДД в многосигнальном режиме. В свою очередь, ОИРЗ и ВГЛАХ по выходу связаны следующим соотношением:

$$\text{ОИРЗ} = \text{ВГЛАХ}_{1\text{дБ}} + C, \quad (1)$$

где значение C определяется физическими свойствами нелинейного элемента и схемотехнической реализацией ограничителя. Наиболее типичные значения параметра C , наблюдаемые на практике, лежат в пределах $C = 10 \dots 15$ дБ и соответствуют уровню $\text{ИМЗ}_{\text{А 1дБ}} = 20 \dots 30$ дБ.

Таким образом, задачей настоящей публикации является исследование возможностей уменьшения ИМИ аналогового выходного тракта ШПУ СВЧ вблизи ВГЛАХ при заданном безопасном для АЦП уровне выходной мощности.

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ

ИМИ $p-i-n$ -диодного ограничителя вблизи ВГЛАХ можно существенно снизить за счет применения диодов, структура которых оптимизирована для повышения линейности передаточной характеристики [5].

Рассмотрим пример расчета $p-i-n$ -диодного ограничителя мощности с учетом его нелинейных свойств. Передаточная характеристика может быть записана в виде

$$u_{\text{out}} = a_1 u_{\text{in}} + a_2 u_{\text{in}}^2 + a_3 u_{\text{in}}^3 + \dots + a_n u_{\text{in}}^n, \quad (2)$$

где $a_n = \frac{1}{n!} \left. \frac{d^n f}{du_{\text{in}}^n} \right|_A$ – коэффициенты ряда Тейлора.

На вид передаточной характеристики существенное влияние оказывают электрофизические свойства, характеристики и параметры $p-i-n$ -диодов, многими из которых можно целенаправленно управлять на этапе их производства [6].

При этом если передаточная характеристика $p-i-n$ -диодного ограничителя мощности хорошо аппроксимируется полиномом третьего порядка (т. е. $a_m \rightarrow 0$ при $m \geq 4$), то с учетом ряда приближений можно получить выражения, связывающие электрофизические свойства и параметры $p-i-n$ -диодов с основными характеристиками ограничителя мощности:

$$P_{\text{нб}} = \frac{L_a W^3 \sqrt{2\tau^3 \omega^3}}{2Z\mu_a^2 \tau^2} \left(1 - \frac{1}{10^d}\right), \quad d = \frac{1}{20}, \quad (3)$$

$$\text{OIP3} = \frac{L_a W^3 \sqrt{2\tau^3 \omega^3}}{2Z\mu_a^2 \tau^2}, \quad (4)$$

при этом $C = \text{OIP3} - \text{ВГЛАХ} = 9,6$ дБ, что согласуется с известными из литературы теоретическими результатами, причем $C = 9,6$ дБ = const.

В выражениях (3), (4) и далее $L_a = \sqrt{D_a \tau}$ – длина амбиполярной диффузии; τ – амбиполярное время жизни; $D_a = \frac{kT}{q} \frac{2\mu_n \mu_p}{\mu_n + \mu_p}$ – коэффициент амбиполярной диффузии; k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура; q – элементарный заряд; μ_n и μ_p – подвижности электронов и дырок соответственно; W – толщина базовой i -области; ω – частота гармонической составляющей двухтонального сигнала с частотами $\omega_1 = \omega$, $\omega_2 = \omega + \Delta\omega$ при $\Delta\omega \ll \omega$; Z – импеданс нагрузки. Выражения справедливы при следующих основных приближениях: $\omega\tau \gg 1$, $W/L_a \leq 2$,

$$\frac{I_{\text{RF}} W}{I_{\text{dc}} 2L \sqrt{\omega\tau}} < 1.$$

В случае, если сформирована передаточная характеристика, которая хорошо аппроксимируется полиномом пятого порядка (т. е. $a_m \rightarrow 0$ при $m \geq 6$), интересующая нас величина C является функцией коэффициентов передаточной характеристики (2) $C = f(a_1, a_3, a_5)$ и имеет вид

$$C = \frac{5}{3} \frac{a_5}{a_3} \left[\sqrt{\frac{9}{16} \left(\frac{a_3}{a_1}\right)^2 - \frac{5}{2} \frac{a_5}{a_1} \left(1 - 10^{\frac{1}{20}}\right)} - \frac{3}{4} \frac{a_3}{a_1} \right]^{-1}.$$

Видно, что увеличение C может быть достигнуто в основном за счет увеличения отношения a_5/a_3 . На практике это приведет к снижению мощности интермодуляционных составляющих третьего порядка и увеличению мощности интермодуляционных составляющих пятого порядка.

В этом случае для p - i - n -диодного ограничителя мощности

$$P_{\text{нб}} = \frac{2\sqrt{2}L_a^3 W^2 \omega}{3Z\mu_a^2 \tau} \left(\sqrt{\frac{1}{2L_a^2} - \frac{3\sqrt{2}W\sqrt{\tau\omega}(1-10^d)}{4 \cdot 10^d \cdot L_a^3}} - \frac{\sqrt{2}}{2L_a} \right),$$

$$\text{OIP3} = \frac{L_a W^3 \sqrt{2\tau^3 \omega^3}}{2Z\mu_a^2 \tau^2}, \quad C = f(W, L_a, \omega, \tau) \quad [5]$$

и для безразмерных переменных $x = W/L_a$ и $t = \omega\tau$ имеет вид

$$C = f(x, t) = 10 \log \left(\frac{3xt^2}{2t^2 \sqrt{\frac{1}{2t} - \frac{3\sqrt{2}x}{4t^3} \left(1 - \frac{1}{10^d}\right)} - 2\sqrt{2t^3}} \right) \quad [\text{дБ}].$$

Зависимость $C = f(x, t)$ при $x = 2$ и $(1/10) \leq t \leq 100$ приведена на рис. 2.

При вариации $x = W/L_a$ и $t = \omega\tau$ в диапазонах $0 < x \leq 2$ и $1 \leq t \leq 100$ (т. е. в области применимости используемой модели [5]) величина C достигает максимального значения 19,95 дБ.

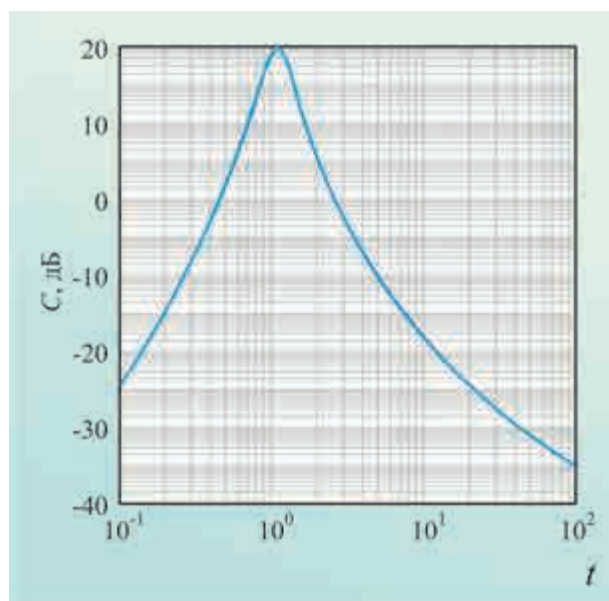


Рис. 2. Зависимость $C = f(x, t)$ при $x = 2$ и $(1/10) \leq t \leq 100$

4. ЭКСПЕРИМЕНТ

Получение таких значений C возможно и на практике, о чем говорит экспериментальное исследование ограничителей мощности на основе кремниевых $p-i-n$ -диодов «Параграф-Д» со следующими основными параметрами: толщина i -слоя – 6 мкм; время жизни носителей заряда – 5 нс; пробивное обратное напряжение – 80 В; емкость при нулевом смещении – 0,16 пФ.

На рис. 3 проведены экспериментальные зависимости ВГЛАХ и IM3 для представленного выше ограничителя на различных рабочих частотах. Маркерами ($\square$) обозначены значения для рабочей частоты 1 ГГц, маркерами ($\circ$) – для 2 ГГц, маркерами (Δ) – для 4 ГГц и маркерами ($\diamond$) – для 10 ГГц. Ограничитель имеет на частоте 2 ГГц $\text{ВГЛАХ}_{1\text{дБ}} = 17$ дБ·мВт и $\text{IM3} = -21$ дБ·мВт, что соответствует подавлению ИМИ IM3_{1дБ} = 38 дБ. Значение C в этом случае составляет 19 дБ.

На частотах 1 и 4 ГГц подавление ИМИ составляет не более 35 дБ, а на частоте 10 ГГц падает до 30 дБ с тенденцией последующего уменьшения. Результаты измерений и проведенный теоретический анализ ограничителей СВЧ-мощности на основе $p-i-n$ -диодов с оптимизированной структурой демонстрируют возможность увеличения величины C практически до 20 дБ. Оптимизация может быть проведена как для

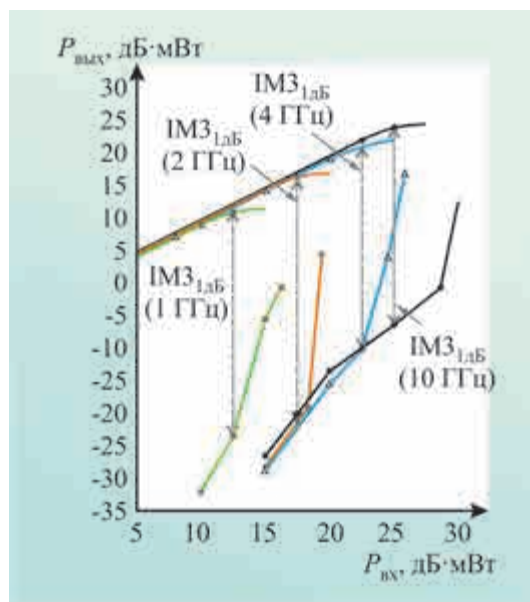


Рис. 3. Амплитудные характеристики ограничителя на диоде «Параграф-Д»



заданной частоты, так и для необходимого уровня ограничения выходной мощности. Таким образом, могут быть построены драйверы высокоскоростных АЦП, применение которых в выходном каскаде ШПУ СВЧ позволит расширить РДД в двухсигнальном режиме на 10 дБ и более.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье рассмотрена проблема расширения РДД ШПУ СВЧ в многосигнальном режиме работы. Анализ факторов ограничения РДД по критерию подавления ИМЗ привел к пониманию необходимости линеаризации АХ аналогового ограничителя. Для этого была разработана методика оценки ИМЗ $p-i-n$ -диодного ограничителя мощности, позволяющая проектировать оптимизированные по критерию ИМЗ $p-i-n$ -диодные структуры. В результате моделирования была теоретически показана возможность расширения РДД выходных трактов ШПУ СВЧ, нагруженных на высокоскоростные АЦП, на 10 дБ и более в двухсигнальном приближении. Использование указанного подхода также нашло свое применение в разработке транзисторов с линейной передаточной характеристикой [7, 8].

Возможность практической реализации предложенного подхода подтверждена экспериментально результатами исследования ограничителя на диоде «Параграф-Д».

ЛИТЕРАТУРА

1. **Богданов, С. А.** Исследование путей расширения динамического диапазона широкополосных приемных устройств СВЧ в многосигнальном режиме / С. А. Богданов, П. В. Куприянов, С. В. Николаев, С. А. Петров // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2018. – № 3. – С. 85 – 90.
2. **Kester, Walt.** Analog-digital conversion, analog devices / Walt Kester. – 2004. – Chapter 2. – ISBN 0-916550-27-3.
3. **Briffa, Mark A.** Linearization of RF power amplifiers / Mark A. Briffa // Department of Electrical and Electronic Engineering, Victoria University of Technology. – December 1996.
4. **Stuetzle, Doug.** Understanding IP2 and IP3 issues in direct conversion receivers for WCDMA wide area basestations / Doug Stuetzle // Linear Technology Magazine. – June 2008.
5. **Богданов, С. А.** Моделирование многосигнального режима работы $p-i-n$ -диодных функциональных узлов СВЧ / С. А. Богданов, П. В. Куприянов, С. В. Николаев, С. А. Петров // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2019. – № 3 (542). – С. 55 – 62.
6. **Богданов, С. А.** Теоретические и экспериментальные исследования интермодуляционных искажений $p-i-n$ -аттенюаторов / С. А. Богданов, П. В. Куприянов, С. В. Николаев, С. А. Петров, С. А. Силаев // 29-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2019): материалы конференции. – 2019. – С. 14 – 15.
7. **Богданов, С. А.** Полевые транзисторы с повышенным уровнем линейности / С. А. Богданов, Ю. М. Богданов, В. Г. Лапин, В. М. Лукашин, А. А. Маковецкая, С. И. Новиков, А. Б. Пашковский, В. В. Смирнов, К. С. Журавлёв // 28-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2018): материалы конференции. – 2018. – С. 29 – 33.
8. **Богданов, С. А.** Исследование влияния профилей легирования полевых транзисторов на нелинейные характеристики СВЧ-усилителей мощности / С. А. Богданов, А. Б. Пашковский // 29-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2019): материалы конференции. – 2019. – С. 18 – 19.

Статья поступила 10 августа 2020 г.





ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ

УДК 621.385.624

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ФОРМЫ И РАЗМЕРОВ ЩЕЛИ СВЯЗИ НА ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВУХАЗОРНОГО ЩЕЛЕВОГО РЕЗОНАТОРА МИНИАТЮРНОГО МНОГОЛУЧЕВОГО КЛИСТРОНА К-ДИАПАЗОНА

А. Д. Калачев¹, В. А. Царев²

¹АО «НПП «Алмаз», г. Саратов

²Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А.

Приводятся результаты численного моделирования двухазорного призматического резонатора, который предназначен для применения в многолучевых малогабаритных клистронах, работающих в К-диапазоне частот. Показана возможность разделения частот между противофазным и синфазным видами колебаний вплоть до 50 %.

КС: многолучевой клистрон, двухазорный резонатор, противофазный и синфазный виды колебаний, щель связи, численное моделирование

RESEARCH OF THE EFFECTS OF THE COUPLING APERTURE SHAPE AND SIZE ON ELECTRODYNAMIC CHARACTERISTICS OF A K-BAND TWO-GAP CAVITY MINIATURE MULTIPLE-BEAM KLYSTRON

A. D. Kalachev¹, V. A. Tsarev²

¹JSC «RPE «Almaz», Saratov

²SSTU named after Gagarin Y. A., Saratov

The results of numerical modeling of a two-gap prismatic cavity is presented. Such a cavity can be used in K-band miniature multiple-beam klystrons. It is shown that diplexing between antiphase and inphase modes can reach 50 %.

Keywords: multiple-beam klystron, two-gap cavity, antiphase and inphase modes, coupling aperture, numerical modeling

1. ВВЕДЕНИЕ

Миниатюрные многолучевые клистроны (ММЛК) на сегодняшний день широко применяются в бортовых передатчиках радиосистем различного назначения (РЛС, ответчики, навигация, связь), работающих в Ku- и Ka-диапазонах [1–3].

Основным направлением развития данного типа приборов при работе в Ku- и K-диапазонах частот является достижение широкой полосы усиливаемых частот при наименьших массе и габаритах. Одним из способов решения этой задачи является применение электродинамических



систем, построенных на основе двух призматических резонаторов, которые связаны через щель, выполненную в разделяющей их центральной перегородке [4].

По существу, такая резонансная система представляет собой двухззорный резонатор, в котором могут быть одновременно возбуждены резонансные частоты f_i , соответствующие противофазному ($i = 1$) и синфазному ($i = 2$) видам колебаний. Рабочим в этой системе, как правило, является синфазный вид колебаний, обеспечивающий наилучшую эффективность взаимодействия с электронным потоком. Недостатком подобных резонаторов является относительно небольшое частотное разделение между рабочим и паразитным (противофазным) видами колебаний, что приводит к определенным трудностям в обеспечении стабильной работы ММЛК из-за вероятности их самовозбуждения в режимах работы, соответствующих области отрицательной электронной проводимости.

Для устранения этого недостатка необходимо увеличить коэффициент разделения частот синфазного и низкочастотного противофазного видов колебаний

$$K_f = \frac{(f_2 / f_1) - 1}{(f_2 / f_1)} \cdot 100 \%, \quad (1)$$

где f_1 – резонансная частота противофазного вида колебаний, а f_2 – резонансная частота синфазного вида колебаний.

В многолучевых клистродах, работающих в средней части сантиметрового диапазона длин волн, увеличение коэффициента K_f обеспечивается выбором диаметра пролетной трубы (менее 0,42 от длины волны) и применением двух вертикальных щелей связи в центральной перегородке [5].

Предварительно проведенные исследования показали, что в рассматриваемых типах резонаторов при работе в Ku - и K -диапазонах частот с подобной системой электромагнитной связи между резонаторами коэффициент разделения частот синфазного вида и низкочастотного противофазного вида колебаний невелик ($K_f < 20 \%$). При этом возможно возникновение паразитного высокоэффективного механизма генерации за счет появления в двухззорном резонаторе монотронных эффектов на π -виде колебаний [6].

Для устранения этого недостатка в данной работе предлагается введение П-образной щели связи в общую стенку, разделяющую соседние зазоры.

Целью данной работы является исследование влияния изменения формы и размеров П-образной щели связи в щелевом двухззорном резонаторе на разделение частот противофазного и синфазного видов колебаний и электродинамические характеристики этой колебательной системы.

2. КОНСТРУКЦИЯ ИССЛЕДУЕМОГО РЕЗОНАТОРА

Конструкция исследуемого 19-лучевого резонатора показана на рис. 1.

Резонансная система представляет собой два электромагнитно связанных призматических одноззорных резонатора, выполненных в едином корпусе с размерами A , B , h . В каждом из этих резонаторов были выполнены бессеточные зазоры, имеющие длины $d_1 = d_2 = d$. Геометрические размеры резонаторов выбирались исходя из настройки системы связанных резонаторов на рабочую частоту f_2 , которая расположена в K -диапазоне частот. Причем расстояние между центрами зазоров этих резонаторов S определялось из соотношения:

$$S = \beta_e (l_i + d) / (2\pi) = 1, \quad (2)$$

где d – длина зазора, м; l_t – длина пролетной трубы, м; $\beta_e = 2\pi c/(\lambda_0 v_0)$ – постоянная распространения электронного потока; λ_0 – длина волны, соответствующая центральной частоте полосы усиления, м; v_0 – скорость электронного потока, м/с; c – скорость света, м/с.

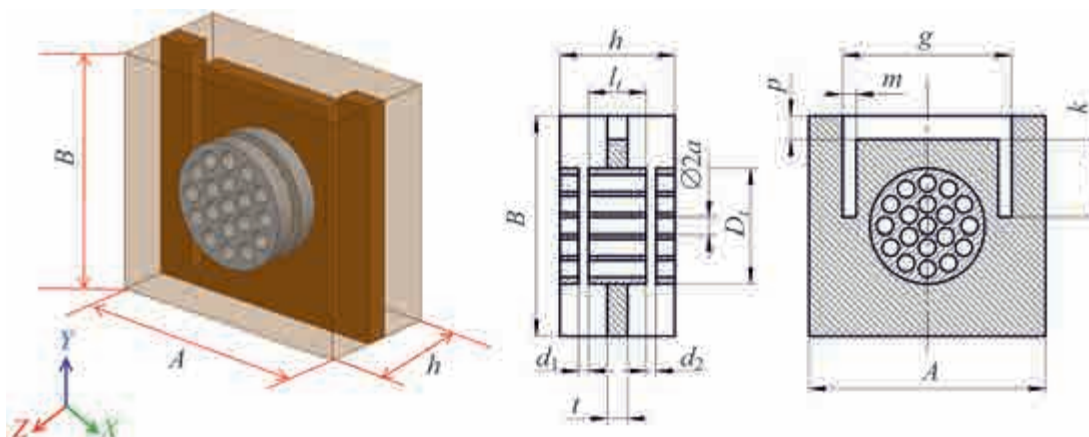


Рис. 1. Конструкция резонансной системы

В пролетных трубах, имеющих относительный диаметр $D/\lambda_0 = 0,21$, было выполнено 19 пролетных каналов с приведенным радиусом $a/\lambda_0 = 0,0154$.

Щель связи между резонаторами выполнена в общей стенке, имеющей толщину t . Эта щель имела П-образную форму со следующими геометрическими размерами: длина горизонтальной щели связи g , ширина вертикальных щелей связи m . Остальные размеры (k – длина вертикальных щелей связи и p – ширина горизонтальной щели связи) в ходе проведенных численных расчетов варьировались.

3. ЧИСЛЕННЫЙ РАСЧЕТ ДВУХАЗОРНОГО РЕЗОНАТОРА

Расчеты проводились в программе ANSYS HFSS, предназначенной для электродинамического 3D-моделирования СВЧ-структур [7]. Моделирование велось в режиме Eigenmode, позволяющем вычислять следующие электродинамические параметры: собственные резонансные частоты f_i , ненагруженные добротности Q_{0i} и величины характеристического сопротивления

$$\rho_i = R_{sh,i}/Q_{0i}, \quad (3)$$

где $R_{sh,i}$ – шунтирующее сопротивление резонатора на резонансе для противофазного ($i = 1$) и синфазного ($i = 2$) видов колебаний, измеренное в центральном пролетном канале.

Проведенные расчеты показали, что в рассматриваемой резонансной системе помимо рабочего (синфазного) 2π -вида колебаний, возбуждаемого в K -диапазоне на рабочей частоте f_2 , может также возбуждаться щелевой (противофазный) π -вид колебаний, который имеет резонансную частоту f_1 , находящуюся ниже рабочей частоты. Характер распределения ВЧ электрического поля в резонаторе для этих видов колебаний показан на рис. 2.

Видно, что в структуре с П-образной щелью вертикальные ребра щели ведут себя как два проводника передающей линии, которая закорочена с двух концов. Поле щели, таким образом, является ТЕМ-волной вдоль продольного измерения щели. Максимум ВЧ электрического поля находится в области расположения горизонтальной щели. Щель становится резонансной, когда ее длина равна целому числу полуволн, укладывающихся по длине щели. Ясно, что изменение

размеров этой щели будет приводить к соответствующему изменению электродинамических параметров противофазного и синфазного видов колебаний.

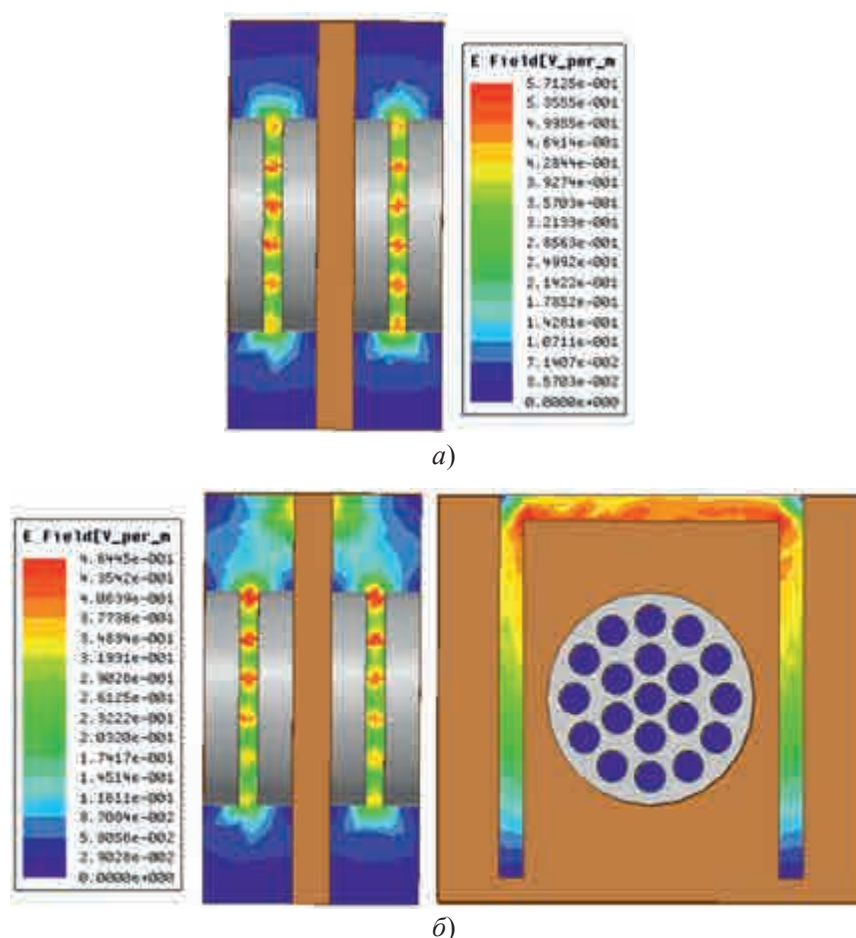


Рис. 2. Распределение ВЧ электрического поля в резонаторе:
а – на синфазном виде колебаний; б – на противофазном виде колебаний

Расчеты были проведены для нескольких значений ширины горизонтальных щелей связи p , а именно: при $p/g = 0$, $p/g = 0,04$, $p/g = 0,14$ и $p/g = 0,24$.

Графики зависимостей отношения частот f_2/f_1 от нормированной ширины щелей связи представлены на рис. 3. Расчет показал, что если горизонтальная составляющая щели связи отсутствует ($p/g = 0$), то есть имеются только вертикальные её составляющие (резонатор с двумя связями), то такая резонансная система начинает работать одновременно на двух видах колебаний только тогда, когда величина отношения $k/(B - p)$ становится равной или большей 0,21. При $k/(B - p) < 0,21$ система резонаторов работает на синфазном виде как два отдельных самостоятельных несвязанных резонатора.

На участке $k/(B - p) = 0,21 \dots 1,0$ коэффициент разделения резонансных частот двух исследуемых видов колебаний K_f возрастает с увеличением длины вертикальных щелей связи k , достигая величины 17 %.

Из этих графиков видно также, что для П-образной щели связи на участке величин $k/(B - p) > 0,21$ отношение резонансных частот двух исследуемых видов колебаний f_2/f_1 возрастает

более интенсивно с увеличением длины вертикальных щелей связи k , достигая на участке $k/(B-p) = 0,9 \dots 1,0$ величины $K_f = 52\%$ при $p/g = 0,04$. С другой стороны, величина отношения f_2/f_1 убывает с ростом ширины горизонтальной щели связи p . При этом разделение частот между низкочастотным противофазным и синфазным видами колебаний при $p/g = 0,24$ уменьшается до 44 %.

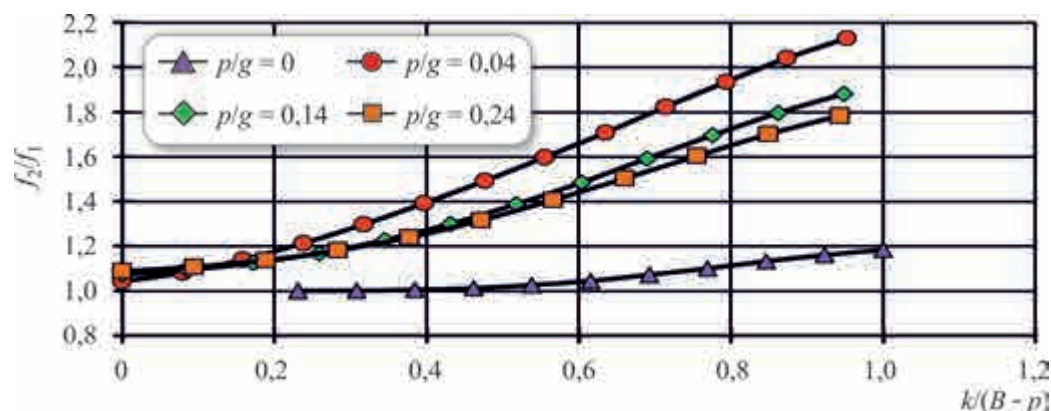


Рис. 3. Зависимости отношения резонансных частот синфазного и противофазного видов колебаний в резонаторе от нормированной ширины щелей связи, полученные для различных значений p/g

Характер поведения собственной добротности для рассматриваемых видов колебаний при изменении геометрических размеров щели связи показан на рис. 4.

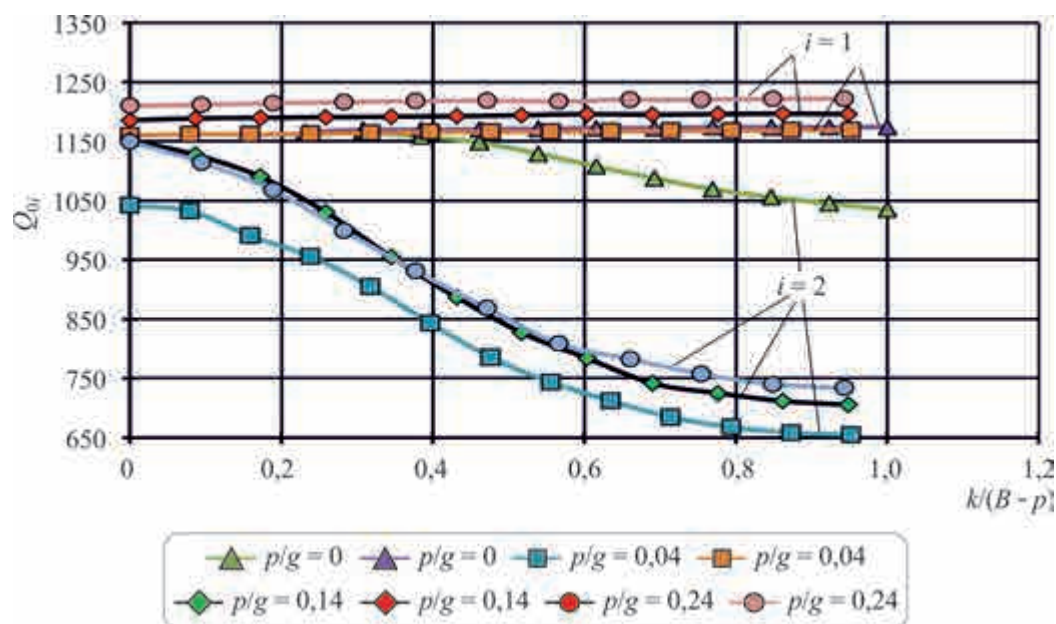


Рис. 4. Зависимости собственной добротности противофазного и синфазного видов колебаний в резонаторе от нормированной ширины щелей связи, полученные для различных значений p/g

Из этого рисунка видно, что увеличение относительного размера вертикальной щели приводит к уменьшению добротности противофазного вида колебаний. В то же самое время этот пара-

метр практически не влияет на добротность синфазного вида колебаний. Наибольшее падение добротности противофазного вида колебаний наблюдается при максимальной длине вертикальных щелей связи.

Резонансный характер изменения зависимостей характеристического сопротивления противофазного вида колебаний от нормированной ширины щелей связи можно проследить по графикам, приведенным на рис. 5.

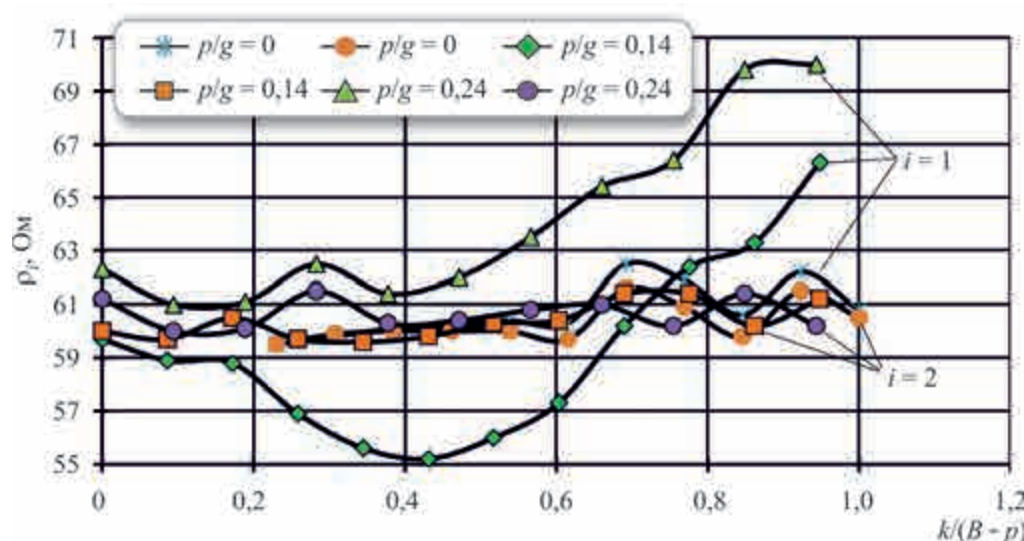


Рис. 5. Зависимости характеристического сопротивления противофазного и синфазного видов колебаний в резонаторе от нормированной ширины щелей связи, полученные для различных значений p/g

Расчет показал, что при выборе относительных размеров щели в диапазоне значений $k/(B - p) = 0,35 \dots 0,48$ при $p/g = 0,14$ наблюдается резкое (до 8...10 %) падение характеристического сопротивления паразитного вида колебаний. При дальнейшем увеличении переменной $k/(B - p)$ наблюдается монотонный рост p_1 , величина которого при $k/(B - p) = 0,9 \dots 1,0$ в 1,1...1,2 раза выше, чем величина характеристического сопротивления рабочего вида колебаний. Из рисунка видно, что изменение указанных выше параметров практически не влияет на величину характеристического сопротивления этого вида колебаний.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Установлено:

- что для П-образной щели связи отношение резонансных частот двух исследуемых видов колебаний f_2/f_1 возрастает с увеличением длины вертикальных щелей связи k , достигая величины $K_f = 52 \%$ при $p/g = 0,04$;
- величина отношения f_2/f_1 убывает с ростом ширины горизонтальной щели связи p . При этом разделение частот между низкочастотным противофазным и синфазным видами колебаний при $p/g = 0,24$ уменьшается до 44 %.

Полученные результаты могут найти применение при конструировании усилительных ММЛК с двухззорными щелевыми резонаторами, стабильно работающими на синфазном виде колебаний в K -диапазоне частот.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гельвич, Э. А. Многолучевые клистроны. Тенденции развития / Э. А. Гельвич и др. // Вакуумная СВЧ электроника: сборник обзоров. – Н. Новгород, 2002. – С. 54.
2. Востров, М. С. О возможности реализации малогабаритных многолучевых клистронов в 8-мм диапазоне длин волн с высокой средней мощностью (до 100 Вт) / М. С. Востров, А. Д. Закурдаев, А. П. Макаров // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2013. – Вып. 4 (519). – С. 37 – 45.
3. Закурдаев, А. Д. Мощные малогабаритные и миниатюрные многолучевые клистроны для бортовых РЛС / А. Д. Закурдаев // Радиотехника. – 2006. – № 3. – С. 31 – 33.
4. Царев, В. А. Улучшение выходных параметров многолучевого усилительного импульсного малогабаритного клистрона Ku -диапазона длин волн / В. А. Царев, И. О. Чигуров, П. Д. Шалаев // Радиотехника. – 2015. – № 7. – С. 41 – 44.
5. 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: автореферат. дис. ... канд. техн. наук : 05.27.02 / Алексей Николаевич Юнаков. – Фрязино, 2011. – 23 с.
6. Царев, В. А. Исследование многолучевого микроволнового генератора пролетного типа K -диапазона с электродинамической системой из двух связанных через щель резонаторов / В. А. Царев, В. Ю. Мучкаев, П. Д. Шалаев // Письма в ЖТФ. – 2014. – Т. 40, вып. 7. – С. 25 – 34
7. ANSYS HFSS [Электронный ресурс] // ANSYS – 3D Electromagnetic Field Simulator for RF and Wireless Design [Официальный сайт]. – URL: <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss> (дата обращения: 04.03.2020).

Статья поступила 26 мая 2020 г.

УДК 537.862

**ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ОТБОРА СВЧ-ЭНЕРГИИ
ОТ ЭЛЕКТРОННОГО ПОТОКА В ЧЕТЫРЕХАЗОРНОМ
ФОТОННО-КРИСТАЛЛИЧЕСКОМ РЕЗОНАТОРЕ
МИНИАТЮРНОГО МНОГОЛУЧЕВОГО КЛИСТРОНА K -ДИАПАЗОНА**

В. Ю. Мучкаев, А. П. Онищенко, В. А. Царев

Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А.

Представлены результаты исследований четырехазорного фотонно-кристаллического выходного резонатора для шестилучевого клистрона K -диапазона. Из результатов трехмерного численного моделирования следует, что в клистроне с таким резонатором максимальное значение КПД достигает 32,6 % (электронный КПД – 43,5 %) при первеансе одного электронного луча $0,17 \text{ мкА/В}^{3/2}$, а максимальное значение выходной мощности составляет 1,71 кВт при первеансе одного электронного луча $0,39 \text{ мкА/В}^{3/2}$.

КС: многотрубный резонатор, миллиметровый диапазон, многолучевой поток, компьютерное моделирование

**STUDY OF THE EFFICIENCY OF MICROWAVE ENERGY SELECTION
FROM AN ELECTRON BEAM IN A K -BAND FOUR-GAP
PHOTONIC CRYSTAL CAVITY
MINIATURE MULTIPLE-BEAM KLYSTRON**

V. Yu. Muchkaev, A. P. Onishchenko, V. A. Tsarev

SSTU named after Gagarin U.A., Saratov

The results of studying a K -band four-gap photonic crystal output cavity for a six-beam klystron are presented. From the results of three-dimensional numerical simulation it follows that in a klystron with such a cavity the maximum value of the efficiency reaches 32.6 % (electronic efficiency – 43.5 %) with one electron beam perveance of $0.17 \text{ }\mu\text{A/V}^{3/2}$, the maximum value of the output power is 1.71 kW with one electron beam perveance of $0.39 \text{ }\mu\text{A/V}^{3/2}$.

Keywords: multi-tube cavity, millimeter range, multiple-beam flow, computer simulation

1. ВВЕДЕНИЕ

На сегодняшний день существует значительный интерес к разработке новых систем радиолокации, спутниковой связи и микроволнового нагрева, работающих на частотах K -диапазона (18...26,5 ГГц) [1–3]. Для этих целей требуются широкополосные усилители с выходной мощностью порядка нескольких сотен ватт, обладающие малой массой и габаритами, работающие при пониженном ускоряющем напряжении. Одними из кандидатов на роль таких усилителей являются миниатюрные многолучевые клистроны (ММЛК).

На данный момент ММЛК применяются в приборах, работающих в традиционных диапазонах СВЧ (S , L , C , X и Ku): в современных подвижных, бортовых и космических устройствах радиолокации; в системах связи, навигации и управления движущимися объектами.

При разработке широкополосных ММЛК для K -диапазона частот возникает ряд принципиальных ограничений, обусловленных малыми размерами резонаторов и приводящих к резкому падению значений характеристического сопротивления $\rho = R/Q_0$, коэффициента взаимодействия M и собственной (холодной) добротности Q_0 резонаторов. Результатом является ухудшение выходных параметров ММЛК: выходной мощности P_{out} , коэффициента полезного действия η , относительной полосы усиливаемых частот $\Delta f/f_0$. Эти параметры напрямую зависят от величины эффективного характеристического сопротивления $\rho_e = \rho M^2$, увеличения которого можно добиться путем наращивания числа зазоров резонаторов.

Однако в классических тороидальных или призматических конструкциях резонаторов увеличение числа зазоров приводит к уменьшению разреженности спектра и, следовательно, к появлению высших мод с вариацией поля по длине резонатора при высоких значениях импеданса зазора.

Одним из способов решения этой проблемы является переход к многозачорным резонаторам, которые нагружены решеткой из металлических стержней, образующих в зоне «дефекта» решетки резонансный объем, в основном определяющий частоту 2π -вида колебания. За рубежом такие резонаторы получили название фотонно-кристаллические, или PBG-резонаторы [4, 5]. Такие системы дают возможность подавления нежелательных видов колебаний, а их техническая реализация, из-за увеличения размеров металлического корпуса резонатора, относительно проста.

На данный момент в ряде работ были рассмотрены в основном конструкции PBG-резонаторов с одним и двумя зазорами для промежуточных (группирующих) каскадов [6].

В настоящей работе представлены результаты 3D-моделирования четырехзачорного фотонно-кристаллического резонатора, установленного на выходе шестилучевого миниатюрного клистрона, работающего в коротковолновой части сантиметрового диапазона (на частоте 24,1 ГГц).

2. ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ ВЫХОДНОГО РЕЗОНАТОРА

Проведем оценку количества зазоров, которое необходимо для достижения приемлемых значений контурного КПД η_k в выходном резонаторе. С этой целью рассмотрим двухзачорный PBG-резонатор для промежуточного каскада шестилучевого клистрона, конструкция которого предложена в работе [6].

В центре данного резонатора расположен опорный стержень 1 цилиндрической формы (рис. 1). На нем крепятся шесть радиальных проводников 2 шестигранной формы, с установленными на них пролетными трубами 3. Последние вместе с боковыми крышками образуют двойные бессеточные зазоры для каждого пролетного канала.

Внешнюю границу резонатора формируют металлические стержни 4 и 5. Положение стержней 5 в ходе моделирования менялось для подстройки резонатора на необходимую частоту.

Размеры двухзачорного PBG-резонатора были найдены с условием настройки его на рабочую частоту $f_0 = 24,1$ ГГц при ускоряющем напряжении $U_0 = 6$ кВ. В качестве рабочего выбран синфазный (2π) вид колебаний в силу своих преимуществ перед другими видами [7].

Расчеты проводились с помощью решения уравнений Максвелла методом конечных разностей с прямоугольной пространственно-временной сеткой. Поле внутри резонатора возбуждалось синусоидальным сигналом с гауссовой огибающей от точечного источника. Элементы резонатора рассматривались как идеальные проводники [8].

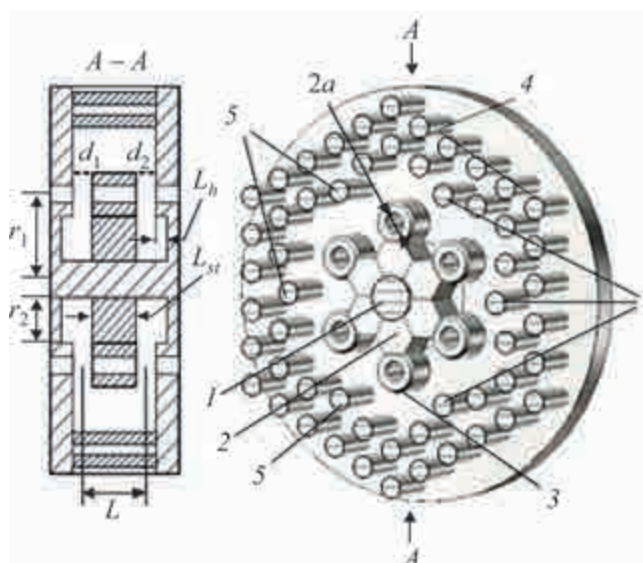


Рис. 1. Конструкция рассмотренного в работе [6] двухззорного резонатора:
слева – продольное сечение; справа – трехмерное изображение

Усредненные по площадям взаимодействия значения электронных и электродинамических параметров резонатора (характеристическое сопротивление ρ , коэффициент взаимодействия M и собственная добротность резонатора Q_0) были рассчитаны по формулам, приведенным в работах [9–11].

В результате были найдены оптимальные значения геометрических параметров резонатора (табл. 1), при которых достигается максимальное значение эффективного характеристического сопротивления ρ_e .

Таблица 1

Основные размеры резонатора

h , мм	a , мм	L_h , мм	L_{st} , мм	L_0 , мм	d_1 , мм	d_2 , мм	r_1 , мм	r_2 , мм	ρ , Ом	M	ρ_e , Ом
0,95	0,4	0,49	1,45	1,9	0,45	0,45	6,58	8,23	21,1	0,6	7,6

Полученные результаты позволяют оценить достижимые значения контурного КПД η_k и мощности СВЧ-излучения во внешнюю нагрузку P_{out} при использовании резонаторов с аналогичной конструкцией в качестве выходных.

Как известно, значение P_{out} можно рассчитать следующим образом:

$$P_{out} = N \eta_e \eta_k I_0 U_0, \quad (1)$$

где η_e – электронный КПД; $\eta_k = 1 - Q_n/Q_0$ – контурный КПД; Q_n – нагруженная добротность; N – число лучей.

Для определения оптимального значения нагруженной добротности Q_n воспользуемся известным соотношением [12]:

$$\rho |M|^2 = R_0 / (Q_n \xi), \quad (2)$$

где $R_0 = U_0/I_0$ – сопротивление электронного потока по постоянному току; ξ – отношение амплитуды первой гармоники конвекционного тока в выходном резонаторе к постоянной состав-

ляющей тока. Так как в нашем случае электронный поток состоит из шести лучей, то $I_0 = N p_{\mu 1} U_0^{3/2}$, где $p_{\mu 1}$ – первеанс одного электронного луча, $N = 6$ – число лучей. Принимая $\xi = 1$, получим

$$Q_{\pi} = \frac{10^6}{N \rho_e p_{\mu 1} \sqrt{U_0}}. \quad (3)$$

Обозначим:

$$K_p = \rho_e / \rho_e^{\max}, \quad (4)$$

где $\rho_e^{\max} = 7,6$ Ом – максимальное значение эффективного характеристического сопротивления, полученное для рассматриваемой в работе [6] конструкции двухззорного резонатора при $d_{1,2}/a = 1,125$.

С учетом (3) и (4) формула для расчета контурного КПД примет вид:

$$\eta_k = 1 - \frac{10^6}{N K_p \rho_e^{\max} p_{\mu 1} Q_0 \sqrt{U_0}}. \quad (5)$$

Оценим максимальное значение первеанса одного электронного луча. Современные катоды, используемые в электровакуумных приборах коротковолновой части сантиметрового и миллиметрового диапазонов, могут обеспечить плотность тока до 100 А/см^2 [13]. К тому же в рассматриваемой конструкции резонатора электронные потоки пространственно разнесены, что позволяет применять электронные пушки с компрессией и в итоге снизить величину удельного токоотбора с катодов. С учетом выбранного значения ускоряющего напряжения $U_0 = 6 \text{ кВ}$, радиуса пролетного канала $a = 0,4 \text{ мм}$ и коэффициента заполнения $\sigma = b/a = 0,6$ максимальное значение $p_{\mu 1}$ составляет $0,39 \text{ мкА/В}^{3/2}$.

На рис. 2 представлена рассчитанная зависимость контурного КПД от K_p при $\rho_e^{\max} = 7,6$ Ом, $Q_0 = 1910$ и $p_{\mu 1} = 0,39 \text{ мкА/В}^{3/2}$. Как следует из приведенных результатов, для достижения $\eta_k > 0,7$ необходимо, чтобы эффективное характеристическое сопротивление было, как минимум, в 2 раза больше, чем у рассмотренного в работе [6] двухззорного резонатора. Последнее можно обеспечить увеличением количества зазоров. Таким образом, количество зазоров в выходном резонаторе должно быть не менее 4. В этом случае, если принять $\eta_e = 0,35$ и $\eta_k = 0,8$, оценочное значение выходной СВЧ-мощности P_{out} составит около $1,83 \text{ кВт}$ при $p_{\mu 1} = 0,39 \text{ мкА/В}^{3/2}$.

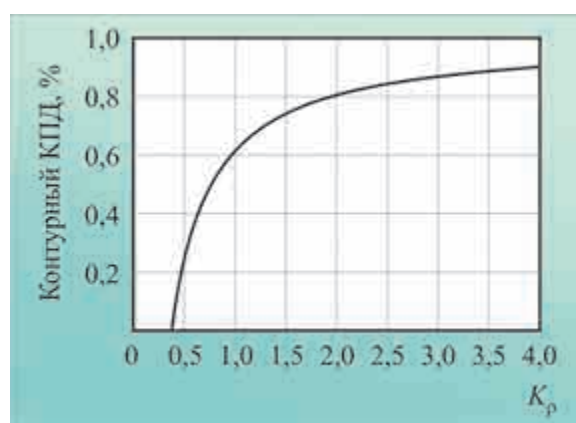


Рис. 2. Зависимость контурного КПД η_k от величины K_p при первеансе одного электронного потока $p_{\mu 1} = 0,39 \text{ мкА/В}^{3/2}$

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ОТБОРА СВЧ-ЭНЕРГИИ В ЧЕТЫРЕХАЗОРНОМ РЕЗОНАТОРЕ

Конструкция выходного четырехазорного резонатора для шестилучевого клистрона представлена на рис. 3.

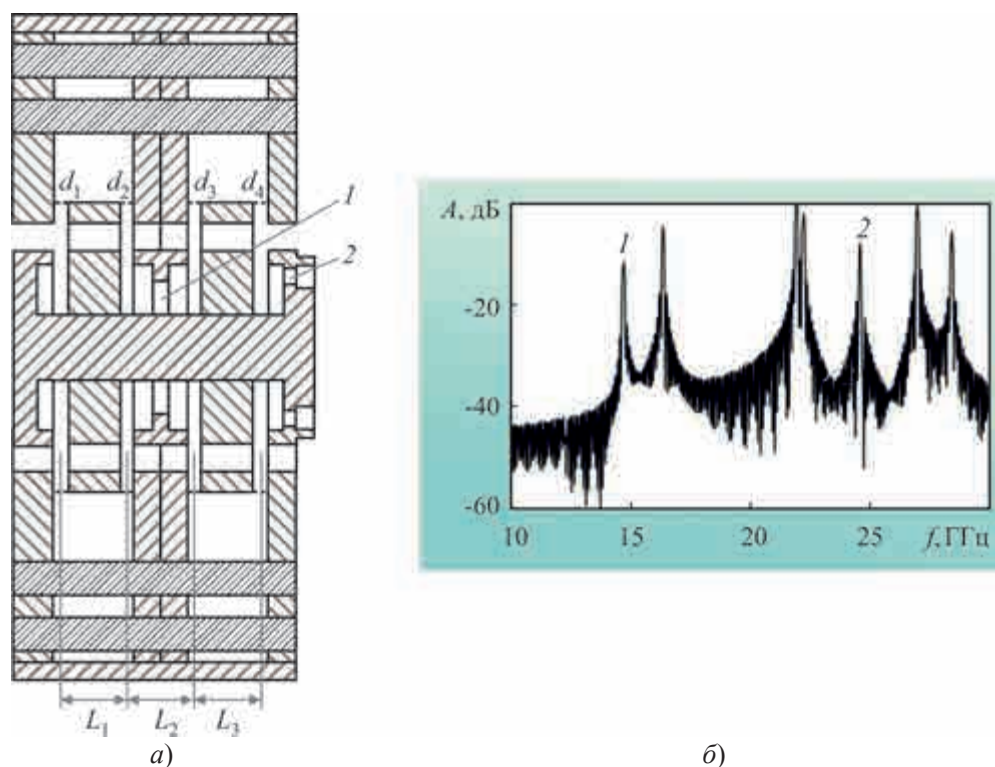


Рис. 3. Продольное сечение четырехазорного PBG-резонатора (а) и Фурье-спектр колебаний электромагнитного поля внутри данного резонатора, возбуждаемого с помощью точечного источника (б)

Конструкция образована двумя рассмотренными выше двухазорными резонаторами (см. рис. 1), соединенными через кольцеобразную щель связи 1 (слева на рис. 3). Значения основных размеров резонатора, кроме расстояний между соседними зазорами L_1 , L_2 и L_3 , выбраны равными оптимальным для двухазорного резонатора (см. табл. 1).

Для достижения максимальных значений электронного КПД угол пролета электронных сгустков между центрами зазоров φ_n должен быть равен сдвигу фазы поля в соседних зазорах φ_w . Будем считать, что во время движения электронных сгустков через выходной резонатор относительное изменение их кинетической энергии в каждом зазоре, вследствие взаимодействия с тормозящей фазой электрического поля, одинаковое. То есть $E_1/E_0 = E_2/E_1 = E_3/E_2 = E_4/E_3 = k_E$, где E_0 , E_1 , E_2 и E_3 – кинетическая энергия электронов перед первым, вторым, третьим и четвертым зазором соответственно; E_4 – кинетическая энергия электронов на выходе из резонатора; k_E – коэффициент пропорциональности.

С учетом сделанного допущения, для расстояний между центрами можно записать:

$$L_3 = nL_2 = n^2L_1 = n^3L_0 = \varphi_3 v_0 / \omega_0, \quad (6)$$

где φ_3 – угол пролета между третьим и четвертым зазорами; $n = \sqrt{k_E}$. Для дальнейших расчетов было выбрано значение $\varphi_3 = 1,7\pi$. Следовательно, $n \approx 0,948$, $L_1 = 1,8$ мм, $L_2 = 1,71$ мм, $L_3 = 1,62$ мм.

Фурье-спектр собственных частот четырехзворного резонатора показан на рис. 4. Как следует из анализа структуры электромагнитного поля, основным видом колебаний является противофазный (π) вид (обозначен цифрой 1 на рис. 3, б). Частота синфазного вида колебаний (обозначен цифрой 2 на рис. 3, б), выбранного в качестве рабочего, была настроена на значение 24,1 ГГц за счет перемещения подстроечных стержней 5 (см. рис. 1). Частоты ближайших паразитных видов колебаний составили 22,2 и 26,96 ГГц. Таким образом, конструкция резонатора обеспечивает довольно хорошее разделение частот.

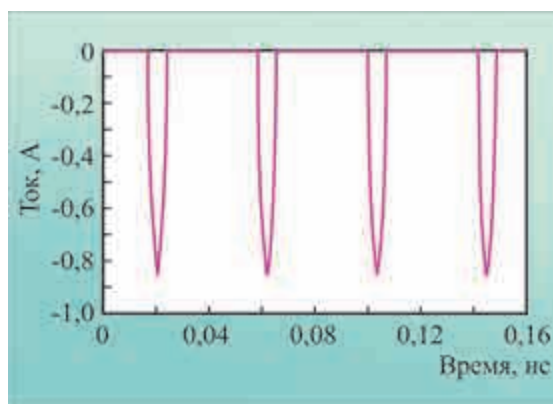


Рис. 4. Временная реализация тока электронного потока, возбуждающего резонатор

Рассчитанные значения эффективного характеристического сопротивления ρ_e и собственной добротности Q_0 составили соответственно 14,78 Ом и 1924. Таким образом, оптимальное значение нагруженной добротности Q_n четырехзворного выходного резонатора, рассчитанное по формуле (3), составило 461 при $p_{\mu 1} = 0,39$ мкА/В^{3/2}. Контурное КПД при этом достигает значения 80 %.

Необходимое значение нагруженной добротности $Q_n = 461$ было достигнуто за счет настройки размеров выходной щели связи 2 (см. рис. 3, а).

Для оценки полного КПД $\eta = \eta_e \eta_k$ и выходной мощности P_{out} была разработана трехмерная математическая модель, основанная на решении самосогласованной системы уравнений Максвелла – Власова. Решение кинетического бесстолкновительного уравнения Власова осуществлялось традиционным для задач электроники СВЧ методом крупных частиц [14].

Резонатор возбуждался модулированным по плотности электронным потоком, состоящим из последовательности импульсов в форме кривой Гаусса (см. рис. 4). Электронный поток влетал в пролетные каналы с коэффициентом заполнения $\sigma = 0,6$.

При моделировании было принято, что фокусирующее магнитное поле имело только продольную компоненту B_z , постоянную во всем объеме резонатора. Чтобы обеспечить высокое токопрохождение до микропервеанса одного луча $p_{\mu 1} = 0,39$ мкА/В^{3/2}, значение B_z по результатам моделирования было выбрано равным 0,25 Тл.

На рис. 5 представлены зависимости электронного КПД и выходной мощности от микропервеанса одного луча $p_{\mu 1}$ для двух конструкций рассматриваемого резонатора. Контурный КПД η_k резонатора в случае 1 равен 67,5 %. В случае 2 – 75 %.

Результаты численного моделирования выходного резонатора приведены в табл. 2.

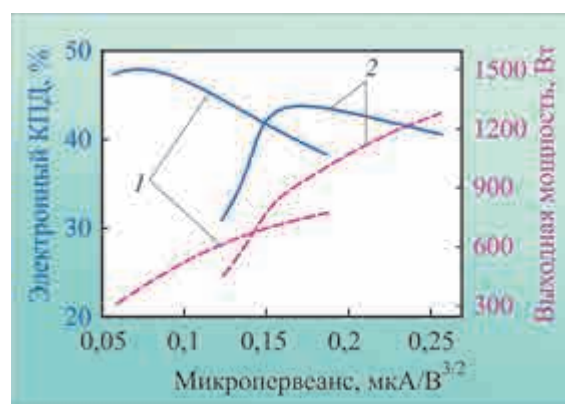


Рис. 5. Зависимости электронного КПД (—) и выходной мощности (----) от микропервеанса электронного потока:

1 – $L_1 = L_2 = L_3 = 1,8$ мм; 2 – $L_1 = 1,8$ мм, $L_2 = 1,71$ мм, $L_3 = 1,62$ мм

Таблица 2

Результаты моделирования выходного четырехзакорного резонатора

Параметр	Модель резонатора	Микропервеанс одного луча, мкА/В ^{3/2}	Выходная мощность, кВт	Полный КПД, %
Максимальная выходная мощность	Случай 1	0,17	0,73	26,2
	Случай 2	0,39	1,71	26,5
Максимальный полный КПД	Случай 1	0,07	0,38	31,9
	Случай 2	0,17	0,92	32,6

В первом случае (см. кривые 1 на рис. 5) $L_1 = L_2 = L_3 = 1,8$ мм и соответствуют невозмущенному углу пролета электронов между центрами зазоров $\varphi_n = 1,7\pi$. Во втором случае (см. кривые 2 на рис. 5) расстояния между зазорами уменьшаются по ходу движения электронного потока ($L_1 = 1,8$ мм, $L_2 = 1,71$ мм, $L_3 = 1,62$ мм).

Из представленных результатов видно, что в случае 1 (см. рис. 5) максимальное значение электронного КПД составило 47,2 % (полный КПД $\eta = 31,9$ %) при микропервеансе электронного потока $p_{\mu 1} = 0,11$ мкА/В^{3/2}. Выходная мощность при этом равна $P_{out} = 558,9$ Вт.

В случае 2 (см. рис. 5) максимальное значение электронного КПД достигает 43,5 % ($\eta = 32,6$ %) при $p_{\mu 1} = 0,17$ мкА/В^{3/2}, а выходная СВЧ-мощность при этом составляет 916,7 Вт.

Максимальное значение выходной СВЧ-мощности для второго случая $P_{out} = 1,71$ кВт и получено при микропервеансе электронного потока $p_{\mu 1} = 0,39$ мкА/В^{3/2}. В первом случае при величине микропервеанса выше 0,17 мкА/В^{3/2} резонатор начинает возбуждаться на противофазном виде колебаний. Следовательно, максимальная мощность в этом случае не превышает 800 Вт.

Стоит отметить, что во втором случае возбуждение паразитных колебаний не наблюдалось.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенное трехмерное численное моделирование показало, что полученная в итоге конструкция РВГ-резонатора позволяет осуществить эффективный отбор энергии от многолучевого электронного потока и добиться довольно высоких значений электронного КПД и выходной мощности. В случае, когда расстояние между центрами зазоров последовательно уменьшается, максимальное значение электронного КПД составило 43,5 % (при $p_{\mu 1} = 0,17$ мкА/В^{3/2}), а выходная мощность достигает величины 1,71 кВт (при $p_{\mu 1} = 0,39$ мкА/В^{3/2}) на частоте 24,1 ГГц.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 19-07-00611.

ЛИТЕРАТУРА

1. Диденко, А. Н. Высокотемпературное воздействие СВЧ-излучения на несовершенные диэлектрики / А. Н. Диденко, М. С. Дмитриев, А. Д. Коляскин, Ю. В. Пименов // Известия Российской академии наук. Энергетика. – 2008. – № 2.
2. Архангельский, Ю. С. Высокотемпературный нагрев диэлектриков с фазовыми переходами / Ю. С. Архангельский, К. Н. Огурцов // Вестник СГТУ. – 2012. – № 2. – С. 66.
3. Быстров, Р. П. Миллиметровые волны в системах связи / Р. П. Быстров, А. В. Петров, А. В. Соколов // Журнал радиоэлектроники. – 2000. – № 5. – DOI: <http://jre.cplire.ru/jre/may00/5/text.html> (дата обращения – 17.04.2020).
4. Sirigiri, J. R. Photonic-band-gap resonator gyrotron / J. R. Sirigiri, K. E. Kreischer, J. Machuzak, I. Mastovsky // Phys. Rev. Lett. – 2001. – Vol. 86, No 24. – P. 5628 – 5631. – DOI: <https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.86.5628> (дата обращения – 21.04.2020).
5. Shapiro, M. A. 17 GHz photonic band gap cavity with improved input coupling / M. A. Shapiro, W. J. Brown, I. Mastovsky // Phys. Rev. ST Accel. Beams. – 2001. – Vol. 4. 042001-1-6. – DOI: <https://doi.org/10.1103/PhysRevSTAB.4.042001> (дата обращения – 21.04.2020).
6. Царев, В. А. Исследование эффективности отбора энергии от электронного потока в четырехззорном фотонно-кристаллическом резонаторе, установленном на выходе многолучевого клистрона / В. А. Царев, В. Ю. Мучкаев // Материалы XII Международной школы-конференции «Хаотические автоколебания и образование структур» (ХАОС-2019), 1–6 октября 2019, Саратов. – С. 41 – 42.
7. Тореев, А. И. Усилительный клистрон с распределенным взаимодействием миллиметрового диапазона / А. И. Тореев, В. К. Фёдоров // Прикладная физика. – 2008. – № 5. – С. 117 – 121.
8. Dennis, S. M. Electromagnetic simulation using the FDTD method / S. M. Dennis // IEEE Press. – 2000. – P. 79 – 88.
9. Tsarev, V. A. 3-D evaluation of energy extraction in multitube double-gap resonator installed downstream of a multibeam klystron / V. A. Tsarev, V. Yu. Muchkaev // IEEE Transactions on Plasma Science. – Jan. 2019. – Vol. 47, Issue 1. – P. 214 – 218.
10. Caryotakis, G. High power klystrons: theory and practice at the Stanford Linear Accelerator Center. – Stanford: SLAC, 2005. – <http://www-spines.slac.stanford.edu/cgi-wrap/getdoc/slac-pub-10620.pdf> (дата обращения – 21.04.2020).
11. Григорьев, А. Д. Резонаторы и резонаторные замедляющие системы СВЧ: численные методы расчета и проектирования / А. Д. Григорьев, В. Б. Янкевич. – М.: Радио и связь, 1984.
12. Григорьев, А. Д. Разработка резонаторной системы для клистрона W-диапазона с ленточным электронным пучком / А. Д. Григорьев // Труды 2-й Всеросс. конф. «Электроника и микроэлектроника СВЧ», Санкт-Петербург, 1-4 июня 2015. – С. 146 – 150.
13. Дюбуа, Б. Ч. Современные эффективные катоды (К истории их создания на ФГУП «НПП «Исток») / Б. Ч. Дюбуа, А. Н. Королев // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2011. – Вып. 1(508). – С. 5 – 25.
14. Рошаль, А. С. Моделирование заряженных пучков / А. С. Рошаль, Ч. Бэдсел, А. Ленгдон. – М.: Атомиздат, 1979.

Статья поступила 1 июня 2020 г.



УДК 621.385.65+621.385.63

ЛБВ МИЛЛИМЕТРОВОГО И ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНОВ: ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИЙ ЗАМЕДЛЯЮЩИХ СИСТЕМ И ТЕХНОЛОГИЙ ИЗГОТОВЛЕНИЯ

Е. А. Богомолова¹, А. В. Галдецкий¹, Г. В. Рувинский¹, И. Г. Солдатенко²

¹АО «НПП «Исток» им. Шокина», г. Фрязино

²МГТУ им. Баумана, г. Москва

Рассмотрены особенности, достижения и проблемы в разработке конструкции и технологии изготовления ЛБВ миллиметрового и терагерцового диапазонов.

КС: ЛБВ, замедляющая система, терагерцовый диапазон, LIGA, DRIE, нано-ЧПУ, алмаз

TWT IN MILLIMETER AND TERAHERTZ BANDS: PECULIARITIES IN DESIGN AND FABRICATION TECHNOLOGY

E. A. Bogomolova¹, A. V. Galdetskiy¹, G. V. Ruvinsky¹, I. G. Soldatenko²

¹JSC «RPC «Istok» named after Shokin», Fryazino

²Moscow State technical university named after Bauman

Peculiarities, achievements and issues in design and fabrication of millimeter wave and terahertz bands are considered.

Keywords: TWT, slow wave structure, terahertz band, LIGA, DRIE, nanoCNC, diamond

1. ВВЕДЕНИЕ

СВЧ-электроника сегодня является одним из ключевых факторов роста индустрии связи и радиолокации. При этом развитие СВЧ-электроники в заметной степени идет по пути продвижения в миллиметровый и субмиллиметровый (терагерцовый) диапазоны, что диктуется следующими применениями:

- беспроводная широкополосная связь, телекоммуникационные системы 5G;
- радарные технологии гражданского и военного назначения (автомобильные радары, БПЛА, системы управления оружием, радиоразведки);
- системы высокоскоростной ближней связи (диапазоны порядка 320 ГГц);
- системы безопасности: обнаружение скрытых предметов, анализ химического состава материалов и газов;
- передача энергии на ближние и дальние расстояния;
- биомедицинские приложения;
- прикладная субмиллиметровая спектроскопия.

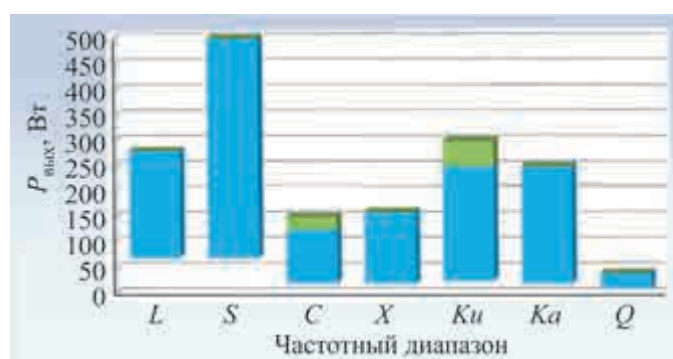
Прогресс СВЧ-электроники включает множество аспектов – новые технологии моделирования и проектирования приборов, производства материалов, приборных структур, электронных компонентов, радиоэлектронной аппаратуры, систем и комплексов на их основе.



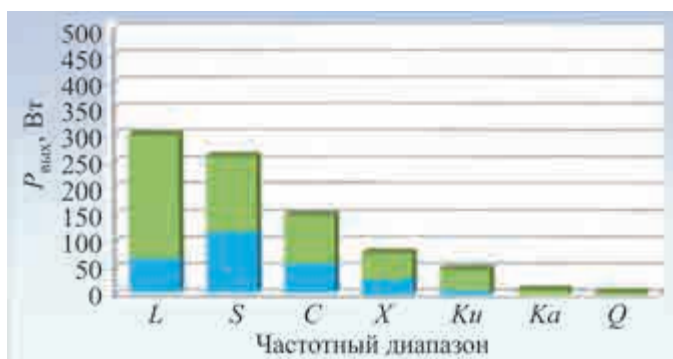
На сегодняшний день электровакуумные усилители мм-диапазона превосходят твердотельные по уровню выходной мощности, радиационной стойкости, стоимости ватта мощности, широкополосности и помехозащищенности (рис.1).



а)



б)



в)

Рис. 1. Конкуренция твердотельных и электровакуумных усилителей (а);
уровень развития в Европе усилителей космического назначения:
электровакуумных на основе ЛБВ (б) и полупроводниковых (в)

Разработка классических электровакуумных приборов сопряжена с рядом технологических трудностей, связанных с уменьшением линейных размеров области взаимодействия прибора при повышении частоты. Для их решения разрабатываются высокоточные алгоритмы и программы расчета [1–15], конструкции и технологии изготовления основных узлов прибора [16–27].

Наиболее перспективными усилителями мм-диапазона длин волн являются клистроны и лампы бегущей волны (ЛБВ). К настоящему времени среди выпускаемых промышленностью ЛБВ определилось несколько классов по типу использованной замедляющей системы (ЗС): спиральные

ЛБВ, ЛБВ на цепочке связанных резонаторов (ЦСР), с ЗС типа «петляющий волновод», с встречно-стержневой ЗС и с ЗС типа «скрещенная лестница», с планарной ЗС типа «меандр».

Целью настоящего обзора является описание основных параметров современных ЛБВ. В задачи данной статьи входит показать особенности каждого из этих классов при использовании в миллиметровом диапазоне, их отличия, преимущества и недостатки.

2. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ЛБВ

ЛБВ относятся к нерезонансным СВЧ-приборам с длительным взаимодействием, которые осуществляют преобразование кинетической энергии движущихся в вакууме электронов в энергию электромагнитного поля путем взаимодействия электронов с электромагнитной волной. Для того чтобы эффект взаимодействия электрона с волной накапливался, необходимо, чтобы электрон «видел» медленно меняющееся поле волны, что возможно при наличии синхронизма:

$$v_e \approx v_\phi, \quad (1)$$

где $v_e = \sqrt{\frac{2e}{m_0} U_0} \approx 5,95 \cdot 10^5 \sqrt{U_0}$ – скорость электронов (последнее равенство справедливо для низковольтных приборов, $U_0 \leq 50$ кВ); v_ϕ – фазовая скорость электромагнитной волны (или ее пространственной гармоники); e/m_0 – отношение заряда электрона к его массе; U_0 – ускоряющее напряжение, В. Таким образом, ЛБВ работает в режиме усиления входного сигнала только при определенных значениях ускоряющего напряжения, и каждой точке частотного рабочего диапазона ЛБВ соответствует свое значение оптимального ускоряющего напряжения. Для обеспечения синхронизма с пучком фазовая скорость волны в ЗС делается пониженной. Коэффициент замедления определяется как

$$n = \frac{c}{v} = \lambda / \lambda_z \approx \frac{505}{\sqrt{U_{\text{опт}}}}, \quad (2)$$

а поле волны зависит от координат следующим образом:

$$E(x, y, z) = E_0(x, y) \exp(-j\beta z), \quad \beta = 2\pi / \lambda_z, \quad (3)$$

где β – волновое число (или постоянная распространения); λ_z – длина замедленной волны в ЗС. Нетрудно показать, что для аксиально-симметричной системы зависимость амплитуды поля E_0 от поперечной координаты имеет вид

$$E_0(r) = I_0(\gamma r), \quad \gamma = \sqrt{\beta^2 - \frac{\omega^2}{c^2}} = \frac{\omega}{c} \sqrt{n^2 - 1} \approx \beta, \quad (4)$$

где γ – поперечное волновое число; I_0 – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка. Поскольку функция Бесселя быстро растет при $\gamma r > 1$, то отсюда следует важный вывод: поле волны значительно лишь вблизи границы канала на расстоянии $\delta r \leq \gamma^{-1}$, и, чтобы пучок вблизи оси эффективно взаимодействовал с волной, необходимо условие $\gamma a \approx 2\pi n(a/\lambda) \leq 1$, где a – радиус канала. При укорочении длины волны требуется канал пропорционально меньшего радиуса.

Как правило, ЛБВ работает в режиме усиления при нормальной дисперсии ($\partial n / \partial \lambda < 0$) или слабоаномальной ($\partial n / \partial \lambda > 0$ – аномально положительной). Аномально отрицательная дисперсия соответствует режиму генерации.

Для эффективного взаимодействия электронов с полем необходимы не только близость скоростей электронов v_e и волны v_ϕ , но и максимальное значение сопротивления связи:

$$R_{\text{св}} = |e_m|^2 / 2\beta^2 P, \quad (5)$$

где P – средний по времени поток энергии через любое поперечное сечение ЗС; $|e_m|^2$ – средний по объему электронного потока квадрат амплитуды составляющей электрического поля, взаимодействующей с электронами; m – номер пространственной гармоники.

Сопротивление связи – чрезвычайно важный параметр, который определяет и коэффициент усиления и коэффициент полезного действия. Часто полоса рабочих частот в ЛБВ ограничивается не полосой пропускания ЗС и ее дисперсионной характеристикой, а большим перепадом сопротивления связи и невозможностью согласовывать вывод энергии с ЗС.

3. ОСНОВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИЙ ЗС ДЛЯ ЛБВ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

ЗС для мощной ЛБВ, работающей в мм-диапазоне, должна иметь высокое сопротивление связи в широкой полосе частот, обладать высокой теплорассеивающей способностью и технологичностью (в частности, давать возможность изготовить канал малого диаметра).

Рассмотрим подробнее каждый тип ЗС, которые обладают данными характеристиками.

3.1. Спиральная замедляющая система

Базовая конструкция спиральной ЗС представлена на рис. 2.

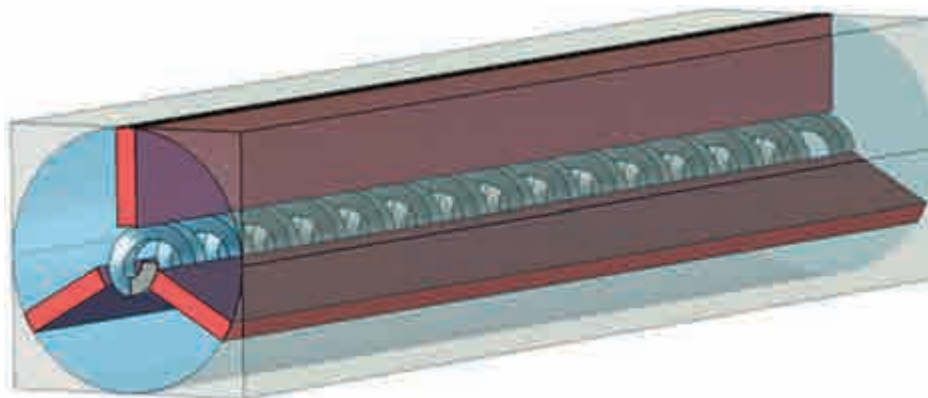


Рис. 2. Общий вид модели спиральной ЗС

Спиральные ЛБВ способны обеспечить большую полосу рабочих частот (перекрытие диапазона – до 4 раз). Однако большим недостатком спиральных ламп, растущим с повышением частоты, является ограничение теплоотвода от спирали. Это связано с тем, что теплопроводность диэлектрических опор ограничена: при комнатной температуре для самой теплопроводящей керамики – окиси бериллия ВеО она не превышает 150...200 Вт/(м·К) (у меди – 400...450 Вт/(м·К)). С ростом температуры теплопроводность ВеО падает до 100...130 Вт/(м·К). Кроме того, контакт между керамикой и спиралью происходит только за счет прижатия, что обуславливает низкую термостойчивость ЗС.



Иногда рассматривается возможность применения алмазных диэлектрических опор, теплопроводность которых в 4 раза выше, чем у меди. Однако стоимость ламп в этом случае становится несоизмеримо большой. В подавляющем большинстве случаев выпуск их становится нецелесообразным.

В последнее время данный класс систем исследуется и разрабатывается в Q -диапазоне (37,5...42,5 ГГц) для современных нисходящих линий спутниковой связи с целью увеличения скорости и объема передачи данных. Для получения высокого сопротивления связи в спиральных ЗС диаметр пролетного канала составляет не более 0,7 мм. По этой причине непрерывная выходная мощность спиральных ламп Q -диапазона не превышает 100 Вт.

Отечественные ЛБВ для систем спутниковой связи, выпускаемые в АО «НПП «Алмаз», предназначены для работы в Ka -диапазоне (25,5...27,5 ГГц) и имеют выходную мощность 100 Вт и КПД 65 % в полосе частот 0,5 ГГц [28].

Серия ламп со спиральной ЗС для спутниковой связи в Q -диапазоне разрабатывается французской компанией Thales с выходной мощностью 40, 80 и 100 Вт при среднем значении общего КПД 50 % в полосе рабочих частот от 3...5 ГГц [29, 30].

3.2. Замедляющая система типа «скрещенная лестница»

На рис. 3 представлен макет периода данной ЗС.

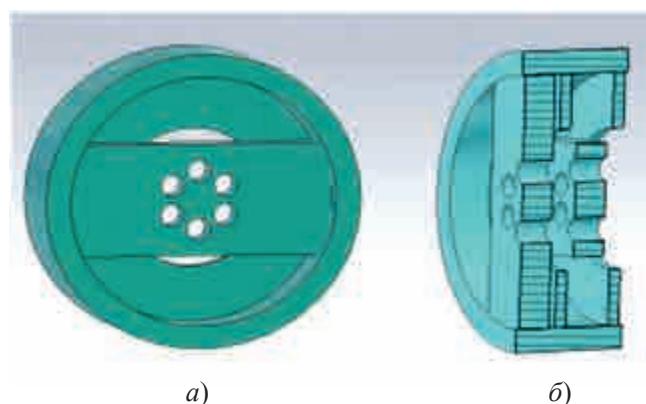


Рис. 3. Вид спереди (а) и разрез одного периода (б)
ЗС типа «скрещенная лестница»

С целью существенного снижения питающего напряжения лампы и плотности тока на катоде авторы [31] предложили многолучевую конструкцию ЗС для мощной миниатюрной ЛБВ Ka -диапазона.

Электродинамические характеристики данной ЗС представлены на рис. 4.

В мм-диапазоне длин волн повышены требования к точности изготовления элементов ЗС, в связи с этим невозможно выполнить втулку в области пролетных каналов, что увеличило бы сопротивление связи. В данной конструкции увеличение сопротивления связи возможно за счет введения колец, выполняющих компрессию электромагнитного поля в области рабочего зазора. Для получения равномерного распределения поля в каждом пролетном канале в диафрагме имеются два диаметрально расположенных окна связи в виде сегмента. Диафрагмы имеют форму толстых ламелей, которые обеспечивают хороший теплоотвод.



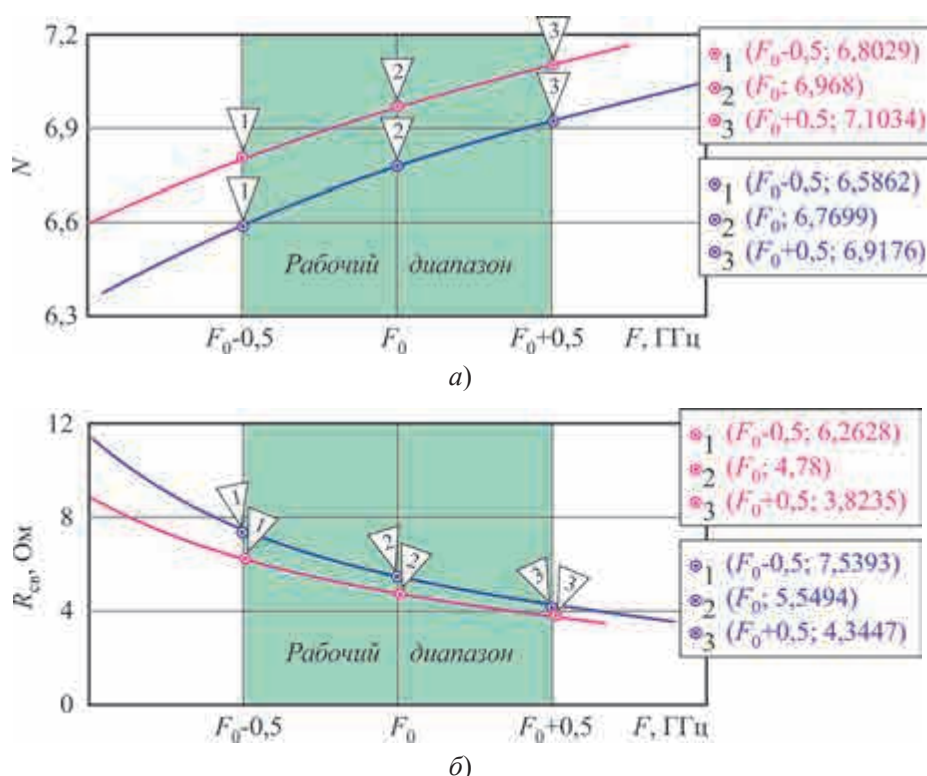


Рис. 4. Дисперсионная характеристика (а), сопротивление связи (б)
ЗС типа «скрещенная лестница»

Данный тип ЗС затруднителен в продвижении в высокий диапазон частот из-за технологии сборки, а именно из-за пайки диафрагм и колец, которые будут иметь небольшие продольные размеры в W -диапазоне.

3.3. Замедляющая система типа «петляющий волновод»

Данная ЗС является популярной среди разработчиков ЛБВ мм-диапазона. Это связано в первую очередь с тем, что она обладает высокой технологичностью, ее цельнометаллическая медная структура обеспечивает высокую теплопроводность и теплостойкость внутренних элементов, диаметр пролетного канала – порядка 0,5 мм, невысокое рабочее напряжение прибора (около 8...15 кВ), широкая полоса рабочих частот. Также есть исследования данной конструкции в суб-миллиметровых лампах.

В классической ЗС типа «петляющий волновод» есть один важный недостаток – небольшое сопротивление связи на основном типе. Ниже приводятся различные модификации базовой конструкции ЗС, которые позволили увеличить сопротивление связи в данной ЗС в широкой полосе частот W -диапазона.

В АО «НПП «Салют» (г. Нижний Новгород) разрабатывается двухсекционная ЛБВ с оптимизированной ЗС типа «петляющий волновод» (рис. 5). В [32, 33] представлены основные результаты разработки прибора.

В модифицированной конструкции используется переменное поперечное сечение волновода. Данное решение способствовало увеличению сопротивления связи на +1-й пространственной гармонике (рис. 6)

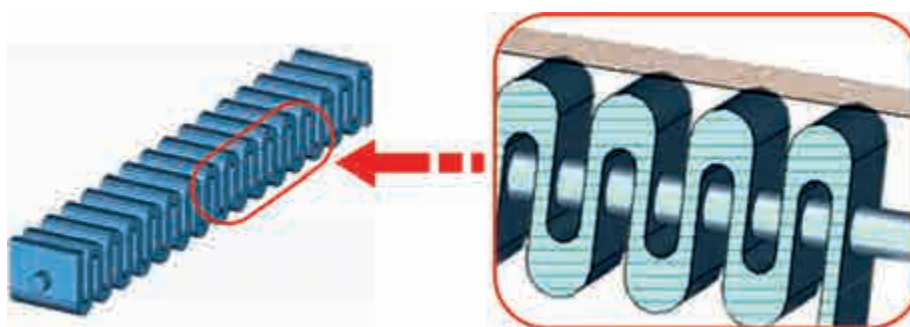
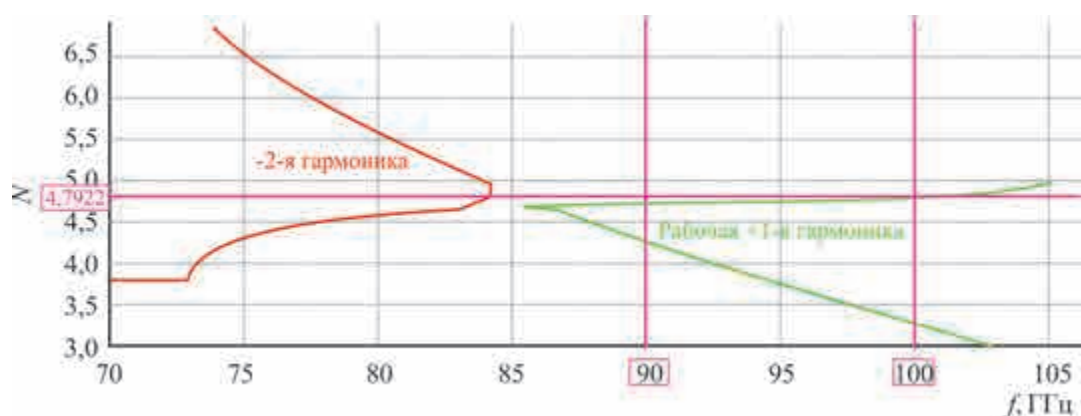
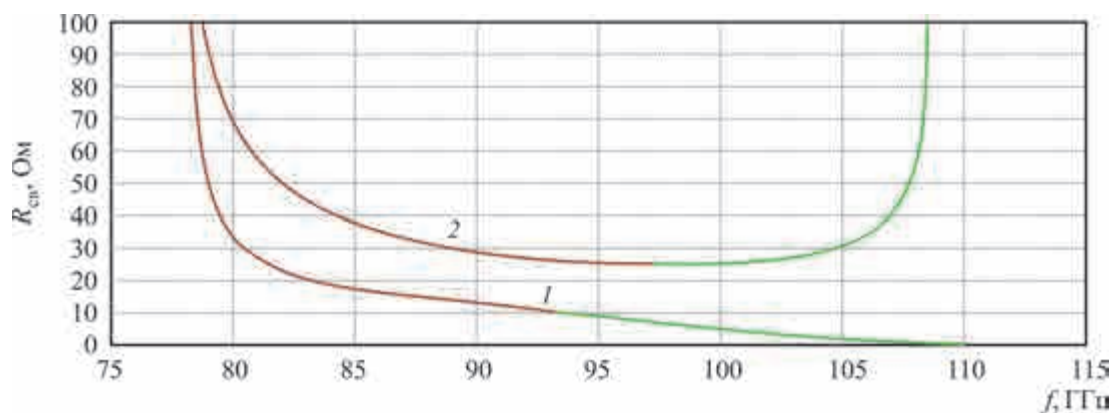


Рис. 5. Эскиз модели ЗС типа модифицированный «петляющий волновод»



а)



б)

Рис. 6. Дисперсионная характеристика (а) и сопротивление связи +1-й гармоники ЗС (б):
1 – с регулярным сечением «петляющего волновода»; 2 – модифицированный «петляющий волновод»

В АО «НПП «Исток» им. Шокина» в рамках ОКР по разработке ЛБВ импульсного действия в коротковолновой части мм-диапазона длин волн с полосой рабочих частот не менее 1 ГГц, предназначенной для применения в перспективных радиотехнических системах, включая высокоскоростные системы связи и радиолокационные системы высокого разрешения, проведен комплекс расчетов по проектированию ЗС типа «петляющий волновод».

В [34] предложен ряд технических решений, позволяющих получить рабочую полосу частот не менее 1 % при низком питающем напряжении лампы и повышенное сопротивление связи на основном типе (рис. 7).

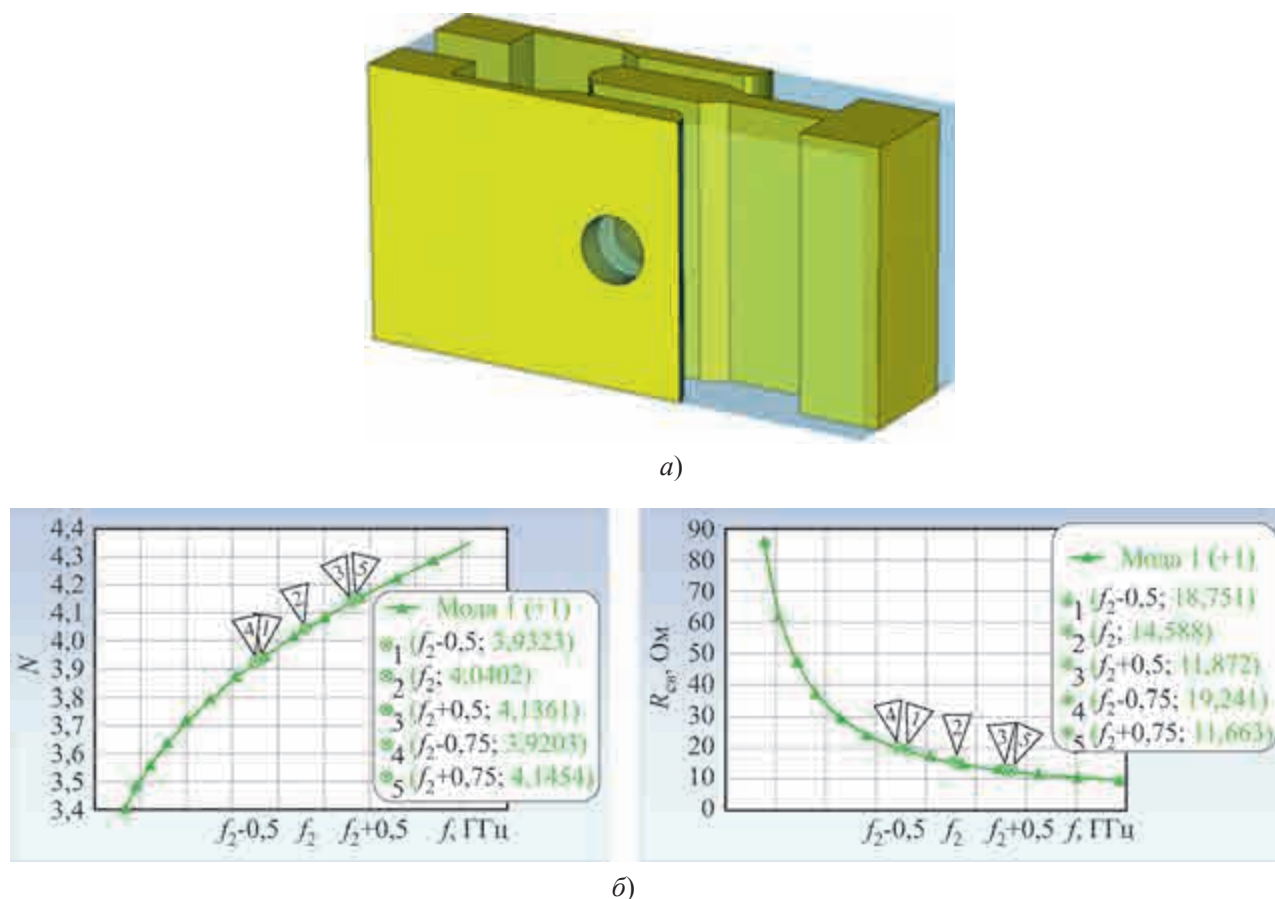


Рис. 7. Эскиз одного периода модифицированной ЗС типа «петляющий волновод» (а) и АЧХ замедления и сопротивления связи в ЗС (б)

При исследовании данной структуры было установлено, что изменение геометрии индуктивных элементов позволяет профилировать фазовую скорость при неизменном периоде, что существенно увеличивает КПД лампы, сохраняя требуемые условия по тепловому режиму прибора.

В [35] представлена ЗС типа «петляющий волновод» с гребенкой (рис. 8). Прямоугольные выступы в виде гребней выполняют роль втулки, увеличивая сопротивление связи в области взаимодействия. Электродинамические характеристики системы в полосе 4 ГГц представлены на рис. 9.

3.4. Замедляющая система типа ЦСР

В значительной степени проблема эффективного теплоотвода решается и в ЛБВ на ЦСР (рис. 10), так как корпус целиком металлический (как правило, медный) и теплоотводящие элементы можно делать достаточно большого поперечного сечения. Это позволяет обеспечить выходную мощность на уровне 2...6 кВт при скважности 10 на длине волны 8 мм [36, 37].

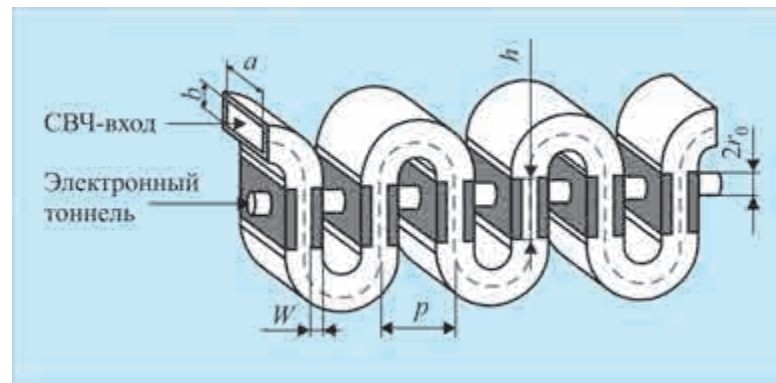
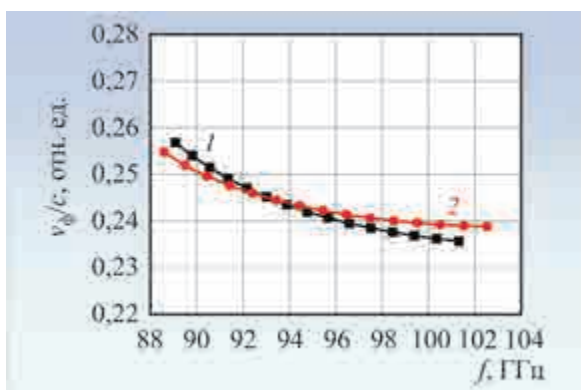
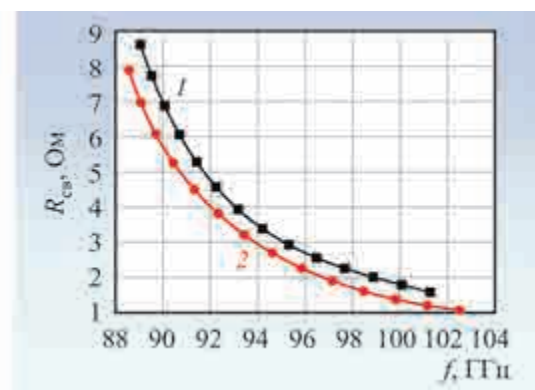


Рис. 8. Эскиз ЗС типа «петляющий волновод» с гребенкой



а)



б)

Рис. 9. Дисперсионные характеристики относительно фазовой скорости (а) и сопротивления связи (б), рассчитанные для ЗС типа «петляющий волновод» с гребенкой (1) и без нее (2)



Рис. 10. Эскиз одного периода ЗС на ЦСР

В АО «НПП «Исток» им. Шокина» разрабатывается лампа с полосой рабочих частот 1 % в W -диапазоне, использующая данную ЗС [38]. Полоса достигнута путем увеличения угла раскрыва щели связи (рис. 11).



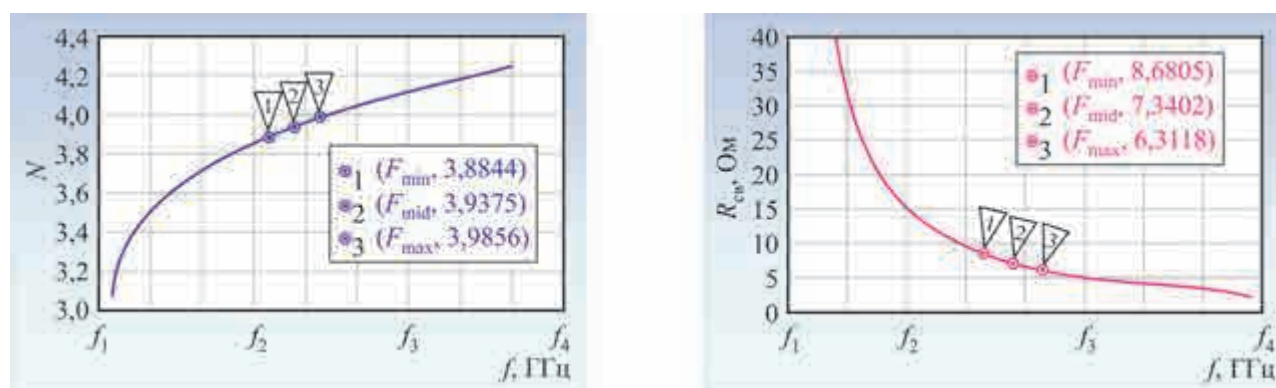


Рис. 11. АЧХ замедления и сопротивления связи ЗС типа ЦСР

3.5. Планарная замедляющая система типа «меандр»

Планарные ЗС также могут применяться в лампах W -диапазона. В работах [20, 39–41] проведены исследования конструкций планарных ЗС на подложке с высокой теплоотсеивающей способностью. Топология проводников выполнена в виде меандра.

На рис. 12 представлен макет одного периода планарной ЗС типа «меандр» на алмазном теплоотводе, расположенной в прямоугольном волноводе [42].

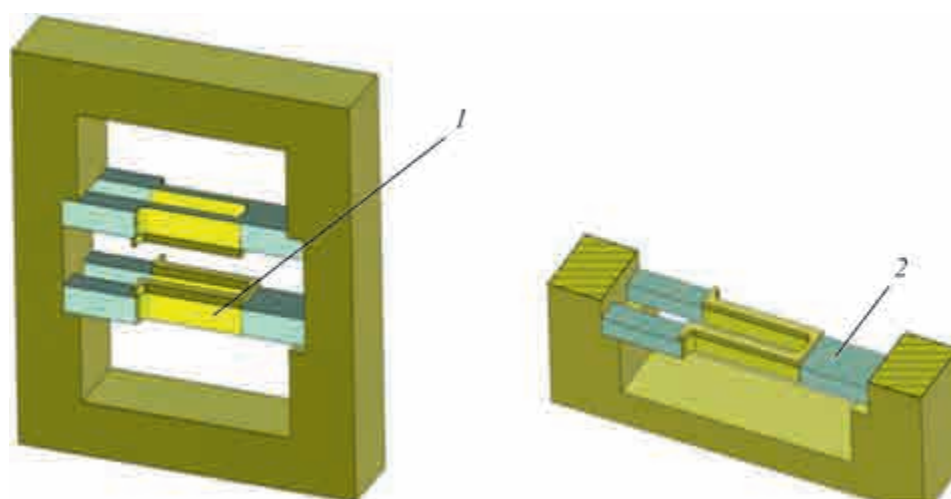


Рис. 12. Один период ЗС типа «меандр»:

1 – металлический меандр; 2 – алмазная пластина

Данная система обеспечивает широкую полосу рабочих частот и повышенное значение сопротивления связи (рис. 13). Применение алмаза в качестве теплоотводящего основания позволяет разместить ЗС в волноводе таким образом, чтобы уменьшить паразитную емкость.

Конструкцией ЗС предполагается использование ленточного электронного потока. Транспортировка сильноточных ленточных пучков затруднена из-за S -образного загиба краев ленты в процессе его движения к коллектору в однородном продольном магнитном поле. Для уменьшения данного эффекта используют большие амплитуды магнитного поля, что в свою очередь существенно увеличивает массогабаритные параметры лампы.

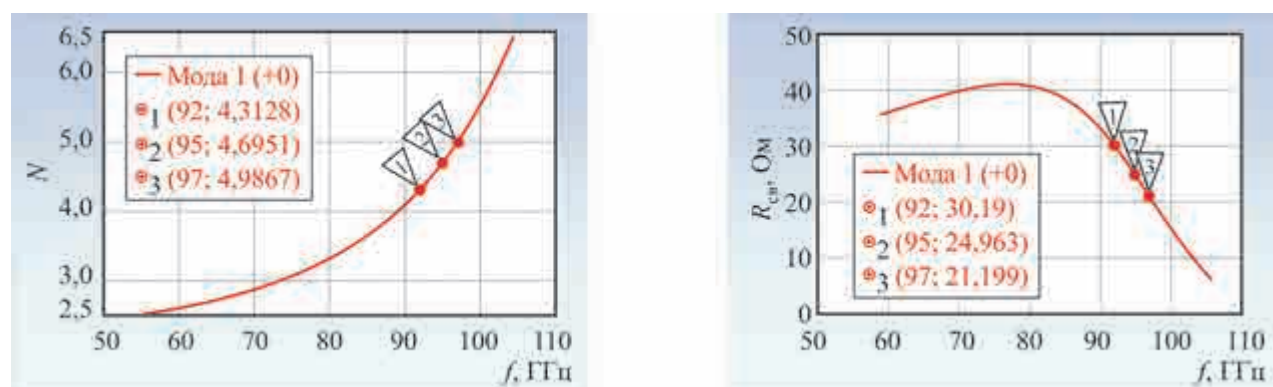


Рис. 13. АЧХ замедления и сопротивления связи ЗС типа «меандр»

Таким образом, если провести сравнение типов ЗС для ЛБВ мм-диапазона длин волн, получим следующие результаты (таблица).

Тип прибора	Полоса рабочих частот, %	Выходная непрерывная или средняя мощность, Вт	Коэффициент усиления, дБ	Диаметр пролетного канала, мм	Рабочее напряжение лампы, кВ	Теплостойкость и механическая прочность конструкции
Спиральные ЛБВ	130	80	30 – 60	0,2	8 – 9	Низкая
ЛБВ на ЦСР	10 – 13	70	45 – 60	0,5	17 – 22	Высокая
ЛБВ с ЗС «петляющий волновод»	25	50	23 – 40	0,5	8 – 15	Высокая
ЛБВ с планарной ЗС «меандр»	40	30	14 – 17	0,24	13 – 17,5	Высокая
ЛБВ с многолучевой ЗС «скрещенная лестница»	10 – 13	200	14 – 19	0,5	6	Высокая

4. ОСОБЕННОСТИ ЛБВ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА

4.1. Растущая востребованность источников сигнала терагерцового диапазона

В последнее десятилетие терагерцовый диапазон привлекает значительное внимание разработчиков мощных вакуумных СВЧ-усилителей. Это связано:

- с появлением реальных возможностей создания приемопередающих систем в диапазонах 140 ГГц, 220 ГГц (G-диапазон), 660 ГГц и более высокочастотных, благодаря созданию твердотельной элементной базы на основе фосфида индия [43];
- невозможностью получения сколько-нибудь значительной мощности от твердотельных усилителей;
- стремлением обеспечить повышенную разрешающую способность и точность позиционирования радаров, в частности для систем управления оружием, а также большую скорость передачи данных в системах связи [44];



– возможностями непрерываемой высокоскоростной связи между космическими объектами и летательными аппаратами в высоких слоях атмосферы (самолетами, БПЛА, аэростатами).

4.2. Проблемы и вызовы для разработчиков приборов

Как уже упоминалось выше, уменьшение рабочей длины волны приводит к кардинальному уменьшению характерных размеров элементов лампы (до десятков микрон), а также к необходимости значительного повышения качества их поверхности и точности изготовления и сборки. Из-за малых размеров канала приходится значительно повышать плотность тока в канале и величину фокусирующего магнитного поля. Для увеличения тока нередко приходится переходить от цилиндрического к ленточному пучку. Для решения технологических проблем были разработаны новые методы изготовления замедляющих и электронно-оптических систем, заимствованные из полупроводниковой технологии: LIGA-процесс и DRIE (dip reactive ion etching) [23, 24, 45, 46]. Акроним LIGA происходит от немецких названий основных стадий процесса: рентгеновская литография на синхротронном излучении (LI), гальванопластика (G, galvanopormung) и формовка (A, abformung) (рис. 14). LIGA-технология позволяет создавать высокоаспектные микроструктуры с вертикальными стенками, обеспечивая при этом высокое качество поверхности. Технология использует синхротронное излучение с энергией 2 ГэВ и расходимостью пучка 0,006°. С помощью процесса LIGA можно получать структуры глубиной до 1 мм. Пространственное разрешение – менее 1 мкм. К сожалению, источники синхротронного излучения малодоступны.

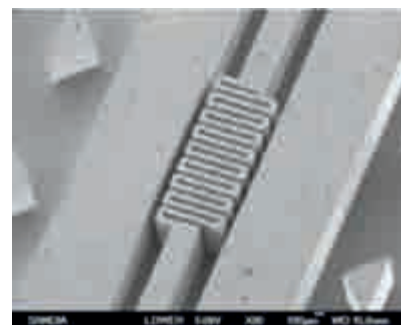


Рис. 14. Фотография части ЗС, изготовленной с помощью LIGA

Технология DRIE основана на многократном чередовании ионного травления и пассивации. При этом достигается высокое разрешение, однако стенки получаются слегка волнистыми. Для травления используются мощные источники плазмы. К недостаткам этой технологии относится необходимость использования специализированного дорогостоящего оборудования.

Новые технологии позволяют избавиться от необходимости прецизионной юстировки, сборки и пайки множества деталей ЗС, что в коротковолновых диапазонах становится серьезной проблемой. Они могут изготавливать трехмерные детали с высокой точностью, однако их возможности ограничены созданием только «вертикальных» стенок в заготовке лампы, что заметно ограничивает выбор типа ЗС. В результате в подавляющем большинстве разработок, доведенных до изготовления и испытаний, используется ЗС типа «петляющий волновод». Она позволяет обеспечить широкую рабочую полосу (до 20 ГГц и более) и относительно нечувствительна к разбросам при изготовлении.

Поскольку для изготовления электродинамической системы терагерцовой ЛБВ требуется достаточно дорогое прецизионное оборудование, то реальные разработки выполняются только в немногих научно-технических центрах США, Германии, Китая.

4.3. Разработки терагерцовых ЛБВ

Первые реальные разработки субмиллиметровых ЛБВ были начаты в США в рамках правительственной программы HIFIVE по созданию терагерцовой электроники [47–58]. Компа-





ния Northrop Grumman разработала ЛБВ с выходной мощностью 50 Вт в диапазоне 220 ГГц. В первых образцах данная мощность получалась суммированием трех ЛБВ в общем корпусе, впоследствии за счет увеличения тока пучка и КПД лампы удалось обеспечить этот уровень мощности в одной ЛБВ. Параметры лампы следующие [59]:

Усиление	23 – 24 дБ
Мощность:	
в полосе 232,6 – 234,6 ГГц.....	79 Вт
в полосе 2,4 ГГц.....	50 Вт
Скважность.....	2
Напряжение.....	21 кВ
Ток.....	114 мА
Магнитная система.....	постоянный магнит
Токопрохождение.....	95 – 98 %
Плотность токоотбора.....	17 А/см ²

ЗС типа «петляющий волновод» вместе с волноводами изготовлена с помощью технологии нано-ЧПУ (рис. 15)



Рис. 15. Фотографии части ЗС, изготовленной с помощью нано-ЧПУ [59]

Данный успех был развит разработкой ЛБВ в диапазоне 660 ГГц [44, 60, 61]. В этом и более высокочастотных диапазонах использовались технологии LIGA и DRIE. Целью работ является создание радара на основе новой элементной базы. Параллельно был разработан и твердотельный предварительный усилитель для данной ЛБВ. Были также продемонстрированы образцы ЛБВ в диапазоне 850 и 1030 ГГц [62–65].

5. ПРЕЦИЗИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ЛБВ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

Для изготовления ЗС ЛБВ мм-диапазона требуются тонкие технологии, позволяющие выполнять детали размерами от единиц до сотен микрон с допуском в десятые доли микрона и шероховатостью поверхности не более 160 нм. Одной из таких технологий является технология nanoCNC (нано-ЧПУ) – прецизионное фрезерование микрофрезой. Компания DMG MORI разработала станок NN1000 DCG, позволяющий изготавливать электродинамические узлы электровакуумных приборов мм-диапазона длин волн, обеспечивая механическую обработку с допуском ~ 5 нм и поверхностной шероховатостью, не превышающей ~ 1 нм. В основном эта



технология используется для изготовления ЗС типа «петляющий волновод» и позволяет в едином процессе изготовить ЗС и выходные волноводы.

При выполнении резонаторной системы клистрона использовался инструмент с алмазным покрытием, диаметр которого составил 0,457 мм. В результате шероховатость внутренней поверхности резонаторов составила 115 нм при глубине скин-слоя 210 нм на частоте 94 ГГц. Полный цикл проб и изготовления восьмirezонаторной системы занял около трех месяцев. Для изготовления ЗС типа ЦСР использовалась фреза диаметром 0,254 мм из AlTiN, покрытая алмазом. Шероховатость поверхности в ЦСР составила 96 нм. При изготовлении ЗС типа «петляющий волновод» использовался алмазный инструмент диаметром 0,076 мм. Шероховатость поверхности в данном случае составила 163 нм.

Технологии DRIE и LIGA по техническим характеристикам превосходят нано-ЧПУ, и прежде всего для мелкоструктурных ЗС (рис. 16), однако по экономическим показателям последняя является более эффективной, особенно при массовом производстве приборов.

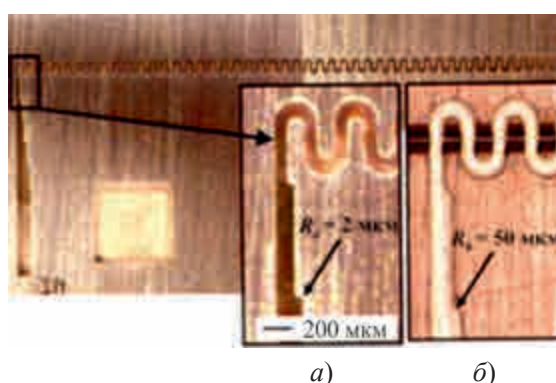


Рис. 16. Фрагменты ЗС ЛБВ, изготовленные по технологии LIGA (а) и с помощью станка с ЧПУ (б)

Поиск технологии для изготовления ЛБВ мм-диапазона привел к исследованию возможности трехмерной печати. Используют полимерные материалы как основу, далее наносится металлическое покрытие толщиной в несколько скин-слоев для обеспечения требуемой проводимости. В NRL исследовали технологию трехмерной печати для изготовления из полимеров инверсных форм под металлические волноводные структуры. Инверсная форма печатается на тонком металлическом основании. Затем со всех сторон формы гальванически наращивается медь, образуя медную объемную ЗС. Далее полностью удаляется полимер из металлической структуры ЗС химическими или термическими средствами.

На коммерческом трехмерном принтере с цифровой оптической стереолитографией с разрешающей способностью 10×10 мкм по координатам XY и 15 мкм по координатам Z исследовали возможность печати ЗС типа «петляющий волновод». На рис. 17 представлена фотография ЗС с глубиной волновода 2 мм.

Технология трехмерной печати делает поверхность заготовки слоистой, поэтому после гальванического процесса стенки волновода имеют «гофрированную» форму. Также есть вероятность неравномерного покрытия стенок металлом.

Следует заметить, что пока технология 3D-печати не решила проблемы вакуумной плотности изготовленных деталей, качества поверхности и точности изготовления, необходимой для работы в миллиметровом и терагерцовом диапазонах.

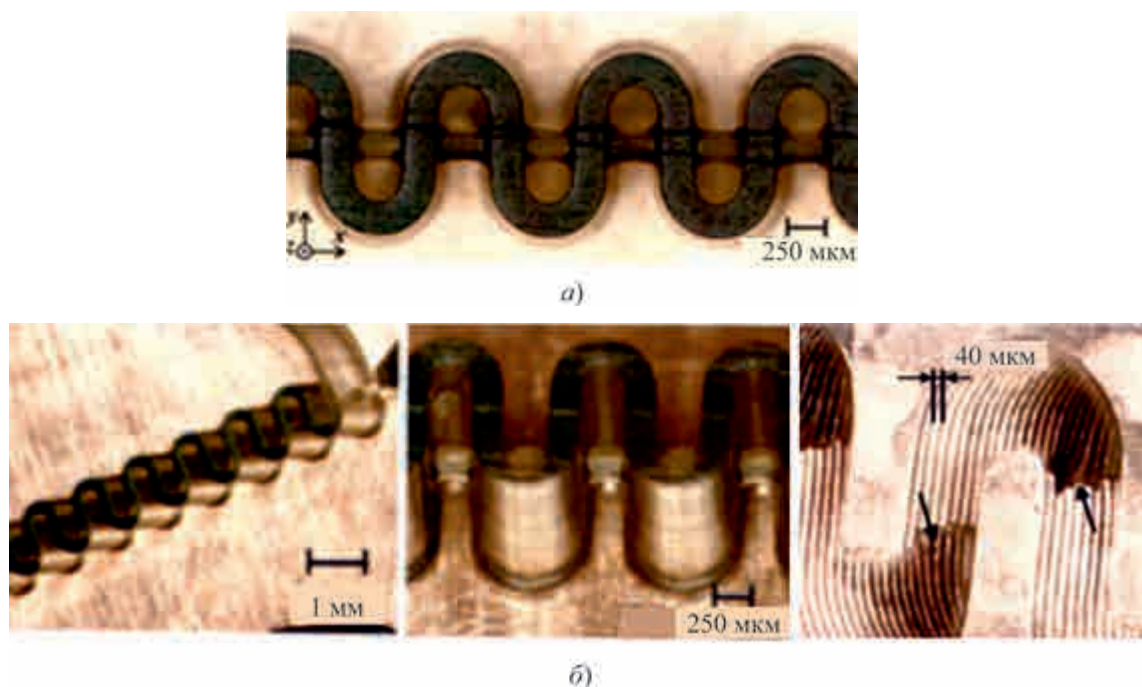


Рис. 17. ЗС типа «петляющий волновод», изготовленная методом 3D-печати (а), и ее фрагменты (б)

В [66] подробно исследовали технологию изготовления планарной ЗС типа «меандр» на алмазном теплоотводе. Топология меандра изготавливалась с помощью прецизионной технологии лазерной резки, точность составила ± 5 мкм (рис.18).



Рис. 18. Фотография части медного меандра (а) и изображение элемента заготовки ЗС после лазерной резки с оптического микроскопа (б)

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной статье представлены тенденции развития ЛБВ мм-диапазона длин волн. Показано, что продвижение в коротковолновую часть мм-диапазона в значительной мере связано с поиском и реализацией эффективных конструкций основных ее узлов, и в первую очередь ЗС. В связи с мелкоструктурностью элементов ЗС требуется также разработка новых технологий и мате-



риалов для их реализации в мощных широкополосных ЛБВ мм-диапазона с высоким уровнем выходной мощности и КПД.

Представленный обзор характеристик различных ЗС для ЛБВ мм-диапазона и технологий их изготовления предоставляет разработчикам выбор конструкции ЗС для создания эффективных широкополосных ЛБВ – усилителей коротковолновой части мм-диапазона.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Wang, J.** UNIPIC code for simulations of high power microwave devices / J. Wang, D. Zhang, C. Liu et al. // *Physics of Plasmas*. – 2009. – Vol. 16, No 3. – P. 0331081 – 03310810.
2. CST Studio Suite – Electromagnetic Field Simulation Software: Dassault Systemes. URL: https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/?utm_source=cst.com&utm_medium=301&utm_campaign=cst.
3. Understand, Predict and Optimize Physics-Based Designs and Processes with COMSOL Multiphysics: Comsol. URL: <https://www.comsol.com/comsol-multiphysics>.
4. **Starinshak, D. P.** Using COMSOL multiphysics software to model anisotropic dielectric and metamaterial effects in folded-waveguide traveling-wave tube slow-wave circuits / D. P. Starinshak, N. D. Smith, J. D. Wilson // *Vacuum Electronics (IVEC)*, 2008. IEEE International Conference. – 2008. – P. 162 – 163.
5. HFSS 3D Electromagnetic Field Simulator for RF and Wireless Design: Ansys. URL: <https://www.ansys.com/Products/Electronics/ANSYS-HFSS>.
6. **Antonsen, T. M. J.** A multifrequency parametric simulation code for traveling wave tube amplifiers / T. M. J. Antonsen, B. C. Levush // *NRL Internal report*. – 1997. – P. 39.
7. **Chernyavskiy, I. A.** Modeling of the wide-band coupled-cavity TWTS with the large-signal code TESLA-CC / I. A. Chernyavskiy, D. Chernin, A. N. Vlasov et al. // *Plasma Science (ICOPS)*, 2011: Abstracts. IEEE International Conference. – 2011. – P. 1.
8. **Chernyavskiy, I. A.** Parallel simulation of independent beam-tunnels in multiple-beam klystrons using TESLA / I. A. Chernyavskiy, S. J. Cooke, A. N. Vlasov et al. // *IEEE Transactions on Plasma Science*. – 2008. – Vol. 36, No 3. – P. 670 – 681.
9. **Chernyavskiy, I. A.** End-to-end analysis using MICHELLE and TESLA codes / I. A. Chernyavskiy, J. J. Petillo, A. N. Vlasov et al. // *Plasma Science (ICOPS)*, 2009: Abstracts. IEEE International Conference. – 2009. – P. 1.
10. **Chernyavskiy, I. A.** Validation study of the TESLA model for extended interaction klystron / I. A. Chernyavskiy, A. N. Vlasov, T. M. Antonsen et al. // *Vacuum Electronics (IVEC)*, 2011. IEEE International Conference. – 2011. – P. 89 – 90.
11. **Chernyavskiy, I. A.** Modeling of a G-band extended interaction klystron using the large-signal code TESLA / I. A. Chernyavskiy, A. N. Vlasov, T. M. Antonsen et al. // *35th International Conference on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves*. – 2010. – P. 1 – 2.
12. **Chernyavskiy, I. A.** TESLA modeling of the linear-beam amplifiers / I. A. Chernyavskiy, A. N. Vlasov, S. J. Cooke et al. // *Vacuum Electronics (IVEC)*, 2009. IEEE International Conference. – 2009. – P. 121 – 122.
13. **Cooke, S. J.** GPU-accelerated 3D time-domain simulation of vacuum electron devices / S. J. Cooke, A. N. Vlasov, B. Levush et al. // *2011 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC)*. – 2011. – P. 305 – 306.
14. **Vlasov, A. N.** Simulation of microwave devices with external cavities using MAGY / A. N. Vlasov, T. M. Antonsen, D. Chernin et al. // *Third IEEE International Vacuum Electronics Conference (IEEE Cat. No.02EX524)*. – 2002. – P. 79 – 80.
15. **Vlasov, A. N.** 16.1: 2D modeling of beam-wave interaction in coupled cavity TWT with TESLA / A. N. Vlasov, S. J. Cooke, B. Levush et al. // *Vacuum Electronics (IVEC)*, 2010. IEEE International Conference. – 2010. – P. 405 – 406.
16. **Borisov, A. A.** The development of vacuum microwave devices in Istok / A. A. Borisov, U. A. Budzinsky, S. V. Bykovsky et al. // *Vacuum Electronics (IVEC)*, 2011. IEEE International Conference. – 2011. – P. 437 – 438.
17. **Dayton, J. A.** Microfabricated mm-wave TWT platform for wireless backhaul / J. A. Dayton, C. L. Kory, G. T. Me-arini // *Vacuum Electronics (IVEC)*, 2015. IEEE International Conference. – 2015. – P. 1 – 2.
18. **Zaginaylov, G. I.** Full-wave analysis of the field distribution of natural modes in the rectangular waveguide grating based on singular integral equation method / G. I. Zaginaylov, Y. V. Gandel, O. P. Kamyshan et al. // *IEEE Transactions on Plasma Science*. – 2002. – Vol. 30, No 3. – P. 1151 – 1159.
19. **Каретникова, Т. А.** Линейная теория многосекционных широкополосных ЛБВ с неоднородной спиральной замедляющей системой / Т. А. Каретникова // *Известия вузов. ПНД*. – 2012. – Т. 20, № 6. – С. 148 – 159.

20. **Рожнёв, А. Г.** Исследование характеристик замедляющей системы лампы бегущей волны миллиметрового диапазона с ленточным электронным пучком / А. Г. Рожнёв, Н. М. Рыскин, Т. А. Каретникова и др. // Изв. вузов. Радиофизика. – 2013. – Т. 56, № 8. – С. 601 – 613.
21. **Бушуев, Н. А.** Расчет собственных мод диафрагмированного волновода для giroприборов с замедленными волнами / Н. А. Бушуев // Труды 4-й конф. «Машинное проектирование в прикладной электродинамике и электронике». 26 сентября 1999, Саратов – Пенза. – 2000. – С. 87 – 91.
22. **Rozhnev, A. G.** New 2.5D code for modeling of nonlinear multisignal amplification in a wideband helix traveling wave tube / A. G. Rozhnev, N. M. Ryskin, D. V. Sokolov et al. // Fifth IEEE International Vacuum Electronics Conference (IEEE Cat. No.04EX786). – 2004. – P. 144 – 145.
23. **Гольденберг, Б. Г.** Базовые принципы LIGA-технологии. URL: www.ssrc.inp.nsk.su/CKP/lectons/Theory_of_LIGA-tecnology.pdf.
24. **Thevenoud, J. M.** Drie technology: from micro to nanoapplications / J. M. Thevenoud, B. Mercier, T. Bourouina et al. – 2017. URL: www.researchgate.net/publication/228781147_Drie_Technology:from_Micro_to_Nanoapplications.
25. MEMS and MOEMS Technology and Applications / Ed. P. Rai-Choudhury. – 2000. – P. 528. URL: www.SPIEdigitallibrary.org/ebooks/pm/MEMS_and_MOEMS_Technology_and_Applications/EISBN-9781510607941/10.1117/3.2265068.
26. **Siegel, P. H.** Terahertz technology / P. H. Siegel // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2002. – Vol. 50, No 3. – P. 910 – 928.
27. **Carlsten, B. E.** Technology development for a mm-wave sheet-beam traveling-wave tube / B. E. Carlsten, S. J. Russell, L. M. Earley et al. // IEEE Transactions on Plasma Science. – 2005. – Vol. 33, No 1. – P. 85 – 93.
28. **Кириченко, Д. И.** Направления разработки и производства в АО «НПП «Алмаз» ламп бегущей волны для спутниковой связи / Д. И. Кириченко, П. Д. Шалаев, В. И. Роговин // Материалы XXII Международной научно-практической конференции «Решетнёвские чтения», Москва, 2018. – С. 309 – 311.
29. **Barsotti, T.** 40 W Q wideband space TWT / T. Barsotti, J. Gastaud, J. Pontic et al. // 2018 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC). – 2018. – P. 15 – 16.
30. **Andre, F.** 80 to 100 Watts TWT in Q -band for space downlink communication / F. Andre, J. Demory, J. Gastaud et al. // 2019 International Vacuum Electronics Conference (IVEC). – 2019. – P. 1 – 2.
31. **Бакунин, Г. В.** Многолучевая «прозрачная» ЛБВ миллиметрового диапазона / Г. В. Бакунин, А. А. Батраков, А. В. Галдецкий и др. // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2015. – Вып. 1 (524). – С. 54 – 67.
32. **Иванов, А. А.** Результаты разработки и перспективы дальнейшего развития ЛБВ Ka - и W -диапазонов с замедляющей системой типа «петляющий волновод» / А. А. Иванов // Материалы XIX Координационного научно-технического семинара по СВЧ-технике. – 2017. – С. 18.
33. **Ivanov, A. A.** W -band pulsed TWT family with different output power / A. A. Ivanov, M. S. Nagornyuk, A. E. Smirnov et al. // 44th International Conference on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 2019. – 2019. – P. 1.
34. **Галдецкий, А. В.** Мощная ЛБВ миллиметрового диапазона с прецизионной технологией изготовления согласующих элементов конструкции / А. В. Галдецкий, Е. А. Богомолова, Л. А. Сапрынская и др. // Радиотехника. – 2019. – Т. 83, № 7 (10). – С. 73 – 82.
35. **Wei, Y.** Novel W -band ridge-loaded folded waveguide traveling wave tube / Y. Wei, G. Guo, Y. Gong et al. // IEEE Electron Device Letters. – 2014. – Vol. 35, No 1. – P. 1058 – 1060.
36. **Белявский, Б. А.** Мощные импульсные лампы бегущей волны миллиметрового диапазона / Б. А. Белявский, В. А. Бородин, А. Ф. Носовец // Радиотехника и электроника. – 2014. – Т. 51, № 8. – С. 766 – 769.
37. **Белявский, Б. А.** Мощная усилительная цепочка миллиметрового диапазона / Б. А. Белявский, К. Л. Фокин // Сборник статей Всероссийской конференции «Электроника и микроэлектроника СВЧ», С.-Петербург. – 2018. – С. 138 – 142.
38. **Галдецкий, А. В.** Исследование и оптимизация замедляющей системы на цепочке связанных резонаторов для ЛБВ W -диапазона / А. В. Галдецкий, Е. А. Богомолова, Н. М. Коломийцева // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2019. – Вып. 3 (542). – С. 29 – 35.
39. **Ullisse, G.** W -band traveling wave tube amplifier based on planar slow wave structure / G. Ullisse, V. Krozer // IEEE Electron Device Letters. – 2017. – Vol. 38, No 1. – P. 126 – 129.
40. **Yubin, G.** Study of ridge-loaded ring-plane TWT and its modification / G. Yubin, W. Wenxiong, S. Jiahong // Infrared and Millimeter Waves, 2000. Conference Digest. 25th International Conference. – 2000. – P. 283 – 284.
41. **Ракова, Е. А.** Проектирование и исследование технологии изготовления перспективной замедляющей системы для ЛБВ W -диапазона / Е. А. Ракова, Г. Ф. Корепин, В. А. Смирнов и др. // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2016. – Вып. 3 (530). – С. 8 – 13.

42. **Патент 2653573 Россия.** Замедляющая система планарного типа / А. В. Галдецкий, Е. А. Богомолова. – 06.03.2017.
43. **Essen, H.** High-band width 220 GHz experimental radar / H. Essen, A. Wahlen, R. Sommer et al. // *Electronics Letters*. – 2007. – Vol. 43, No 20. – P. 1114 – 1116.
44. **Deal, W. R.** A 666 GHz demonstration crosslink with 9.5 Gbps data rate / W. R. Deal, T. Foster, M. B. Wong et al. // 2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS). – 2017. – P. 233 – 235.
45. **Bhattacharjee, S.** Folded waveguide traveling-wave tube sources for terahertz radiation / S. Bhattacharjee, J. H. Boske, C. L. Kory et al. // *IEEE Transactions on Plasma Science*. – 2004. – Vol. 32, No 3. – P. 1002 – 1014.
46. **Backer, E. W.** Production of separation-nozzle systems for uranium enrichment by a combination of X-ray lithography and galvanoplastics / E. W. Backer, W. Ehrfeld, D. Münchmeyer et al. // *Naturwissenschaften*. – 1982. – Vol. 69, No 11. – P. 520 – 523.
47. **Field, M.** 1.3: 220 GHz 50 W sheet beam travelling wave tube amplifier / M. Field, R. Borwick, V. Mehrotra et al. // *Vacuum Electronics (IVEC)*, 2010. IEEE International Conference. – 2010. – P. 21 – 22.
48. **Tucek, J.** Millimeter wave vacuum power booster development / J. Tucek, P. Frawley, B. Gannon et al. // *Vacuum Electronics (IVEC)*, 2002. Third IEEE International Conference. – 2002. – P. 350.
49. **Tucek, J. C.** LIGA fabrication of folded waveguide circuits / J. C. Tucek, D. R. Whaley, D. A. Gallagher et al. // *Vacuum Electronics (IVEC)*, 2003. 4th IEEE International Conference. – 2003. – P. 320 – 321.
50. **Heinen, V. O.** Vacuum electronics development at Northrop Grumman / V. O. Heinen, K. E. Kreischer, M. A. Basten et al. // *Vacuum Electronics (IVEC)*, 2003. 4th IEEE International Conference. – 2003. – P. 319.
51. **Heinen, V. O.** Vacuum electronics development at Northrop Grumman [TWTs] / V. O. Heinen, K. E. Kreischer, M. A. Basten et al. // *Vacuum Electronics (IVEC)*, 2004. Fifth IEEE International Conference. – 2004. – P. 288.
52. **Tucek, J.** 220 GHz folded waveguide circuits for high power amplifiers / J. Tucek, M. Basten, D. Gallagher et al. // *Vacuum Electronics (IVEC)*, 2009. IEEE International Conference. – 2009. – P. 108 – 109.
53. **Basten, M.** A multiple electron beam array for a 220 GHz amplifier / M. Basten, J. Tucek, D. Gallagher et al. // *Vacuum Electronics (IVEC)*, 2009. IEEE International Conference. – 2009. – P. 110 – 111.
54. **Qiu, J. X.** Vacuum tube amplifiers / J. X. Qiu, B. Levush, J. Pasour et al. // *IEEE Microwave Magazine*. – 2009. – Vol. 10, No 7. – P. 38 – 51.
55. **Makarova, O. V.** 9.3: Fabrication of solid copper 220 GHz folded waveguide circuits by UV lithography / O. V. Makarova, R. Divan, J. Tucek et al. // *Vacuum Electronics (IVEC)*, 2010. IEEE International Conference. – 2010. – P. 183 – 184.
56. **Basten, M. A.** THz power amplifier development at Northrop Grumman / M. A. Basten, J. C. Tucek, D. A. Gallagher et al. // *Plasma Science*, 2010: Abstracts. IEEE International Conference. – 2010. – P. 1.
57. **Tucek, J.** 1.2: Sub-millimeter and THz power amplifier development at Northrop Grumman / J. Tucek, M. Basten, D. Gallagher et al. // *Vacuum Electronics (IVEC)*, 2010. IEEE International Conference. – 2010. – P. 19 – 20.
58. **Basten, M. A.** 220 GHz power amplifier development at Northrop Grumman / M. A. Basten, J. C. Tucek, D. A. Gallagher et al. // *Plasma Science (ICOPS)*, 2011: Abstracts. IEEE International Conference. – 2011. – P. 1.
59. **Basten, M. A.** 233 GHz high power amplifier development at Northrop Grumman / M. A. Basten, J. C. Tucek, D. A. Gallagher et al. // 2016 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC). – 2016. – P. 1 – 2.
60. **Tucek, J. C.** 670 GHz power amplifier development at Northrop Grumman / J. C. Tucek, M. A. Basten, D. A. Gallagher et al. // *Plasma Science (ICOPS)*, 2011: Abstracts. IEEE International Conference. – 2011. – P. 1.
61. **Tucek, J. C.** A 100 mW, 0.670 THz power module / J. C. Tucek, M. A. Basten, D. A. Gallagher et al. // *Vacuum Electronics (IVEC)*, 2012. Thirteenth IEEE International Conference. – 2012. – P. 31 – 32.
62. **Basten, M. A.** A 0.85 THz vacuum-based power amplifier / M. A. Basten, J. C. Tucek, D. A. Gallagher et al. // *Vacuum Electronics (IVEC)*, 2012. Thirteenth IEEE International Conference. – 2012. – P. 39 – 40.
63. **Tucek, J. C.** Testing of a 0.850 THz vacuum electronic power amplifier / J. C. Tucek, M. A. Basten, D. A. Gallagher et al. // *Vacuum Electronics (IVEC)*, 2013. 14th IEEE International Conference. – 2013. – P. 1 – 2.
64. **Tucek, J. C.** 0.850 THz vacuum electronic power amplifier / J. C. Tucek, M. A. Basten, D. A. Gallagher et al. // *Vacuum Electronics (IVEC)*, 2014. IEEE International Conference. – 2014. – P. 153 – 154.
65. **Tucek, J. C.** Operation of a compact 1.03 THz power amplifier / J. C. Tucek, M. A. Basten, D. A. Gallagher et al. // 2016 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC). – 2016. – P. 1 – 2.
66. **Богомолова, Е. А.** Замедляющая система на алмазном основании для ЛБВ миллиметрового диапазона и технология ее изготовления / Е. А. Богомолова, А. В. Галдецкий, М. П. Духновский и др. // *Радиотехника*. – 2019. – Т. 83, № 7 (10). – С. 72 – 81.

Статья поступила 25 августа 2020 г.



ТЕХНОЛОГИЯ И МАТЕРИАЛОВЕДЕНИЕ

УДК 533.924

ВЛИЯНИЕ МЕХАНИЧЕСКОГО УТОНЕНИЯ И ПЛАЗМОХИМИЧЕСКОГО ТРАВЛЕНИЯ НА МОРФОЛОГИЮ ПОВЕРХНОСТИ КРЕМНИЕВЫХ ПЛАСТИН

И. В. Коняев¹, И. И. Бородин¹, Г. А. Велигура¹, Е. Н. Бормонтов²

¹АО «Научно-исследовательский институт электронной техники», г. Воронеж

²Воронежский государственный университет

Представлены результаты исследований влияния на качество поверхности технологических режимов процесса утонения кремниевых пластин на установке DTG 8440, а также на станке прецизионного шлифования с полировальным станком и травления на установке SPTS Versalis FxP в плазме SF_6 и бинарной смеси SF_6/Ar . Методом атомно-силовой микроскопии проведена количественная оценка шероховатости поверхности образцов кремния после механического утонения и плазмохимического травления в различных режимах. Отработан режим плазменной обработки в бинарной смеси SF_6/Ar , позволяющий получить поверхность со средней шероховатостью не более 5 нм, который может быть применен при изготовлении ВЧ- и СВЧ-транзисторов.

КС: плазмохимия, кремний, полирование, морфология поверхности, атомно-силовая микроскопия

INFLUENCE OF GRINDING AND PLASMA CHEMICAL ETCHING ON SURFACE MORFOLOGY OF SILICON WAFERS

I. V. Konyaev¹, I. I. Borodkin¹, G. A. Veligura¹, E. N. Bormontov²

¹JSC «Scientific Research Institute of Electronics», Voronezh

²Voronezh State University (VSU)

The influence of technological conditions of the process of grinding silicon wafers on a DTG 8440 installation as well as on a precision grinding machine with a polishing machine, and etching on an SPTS Versalis FxP installation in SF_6 plasma and binary SF_6/Ar mixture is presented in the article. A quantitative assessment of the surface roughness of silicon wafers was carried out after mechanical grinding and plasma-chemical etching in various modes using atomic force microscopy. The mode of plasma-chemical etching in binary mixture SF_6/Ar was developed. It provides surface with an average roughness not more than 5 nm, which can be used for producing high frequency and microwave transistors.

Keywords: plasma chemistry, silicon, polishing, surface morphology, atomic force microscopy

1. ВВЕДЕНИЕ

Разработка и производство мощных DMOS- и LDMOS-транзисторов, широко востребованных в силовой электронике в силу их уникальных характеристик, а именно больших токов и зна-



чительной мощности, требует решения ряда задач, связанных с отводом тепла при работе приборов [1]. В технологии производства электронной компонентной базы на современном этапе предъявляются все более высокие требования к качеству и надежности. Критерии качества, в свою очередь, напрямую определяются набором используемых технологических операций и их влиянием на выходные характеристики приборов, а при более глубоком анализе – установлением вкладов конкретных физико-химических факторов технологической операции на параметры приборов. Таким образом, целенаправленное управление технологическим процессом выступает в качестве гибкого инструмента при получении заданных характеристик приборов.

На этапах производства еще до разделения на кристаллы пластина кремния уже изогнута из-за воздействия прошедших операций. Остаточные напряжения минимизируются отжигом, но на этапе сформированной топологии высокотемпературные операции провести невозможно. В связи с чем после разделения на кристаллы на этапе монтажа их кривизна и качество поверхности могут оказывать существенное влияние на качество пайки [2].

В данной статье будут рассмотрены вопросы подготовки обратной стороны кремниевых пластин различными методами с целью повышения качества поверхности и, как следствие, минимизации остаточных напряжений. Критерием для анализа выступает параметр шероховатость поверхности.

В [3, 4] приводится исследование влияния процесса утонения в различных режимах на качество поверхности. При этом наилучших результатов авторам удалось достичь с применением химико-механической полировки.

2. ОБОРУДОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ РЕЖИМЫ

Механическое утонение является неотъемлемой операцией в цикле производства ВЧ- и СВЧ-транзисторов. Исходные пластины кремния диаметром 100 мм, используемые в технологии производства, имеют толщину более 400 мкм. Рабочий объем структуры при планарной технологии производства транзисторов на порядок меньше. Для лучшего теплоотвода в качестве одной из финишных операций применяется технология утонения пластин.

Технологические особенности проведения операции на современном оборудовании позволяют получить значения шероховатости поверхности в несколько нанометров. Методы сухого травления используются для разных кристаллографических ориентаций кремния и являются на данный момент одними из самых гибких с точки зрения технологии и перспективных в производстве твердотельной электроники.

В работе представлены наиболее перспективные результаты технологических режимов, достигнутые при совместном применении методик механического утонения и плазмохимического травления в различных газовых смесях с целью получения полированной поверхности высокой степени качества и чистоты.

В качестве объекта исследования использовались пластины монокристаллического кремния марки КДБ 10 (100) диаметром 100 мм и толщиной (460 ± 20) мкм. После отмывки в деионизованной воде и сушки в центрифуге проводилась серия экспериментов по механическому утонению и последующей плазменной обработке.

Первая из исходных кремниевых пластин, предварительно приклеенная с помощью церазина на металлическую оправку, шлифовалась на станке прецизионного шлифования (СПШ) алмазным диском с зерном 40/50 мкм. После чего на полировальный станок с замшей наноси-



лась алмазная паста АСМ ½, и оправка с пластиной под грузом вращалась со скоростью 50...60 об/мин в течение часа.

Четыре кремниевые 100-мм пластины утоняли на установке DTG 8440 с применением различных шлифовальных и полировальных дисков. Две из них подвергались в дальнейшем плазменному травлению. Перед утонением на лицевую сторону пластин наносилась защитная пленка UHP-1080AT для предотвращения механических повреждений сформированной топологии приборов.

Процесс утонения обратной стороны пластины № 2 включал грубое утонение на шпинделе Z1 алмазным диском с абразивом #320 (mesh) и мягкое утонение на шпинделе Z2 с абразивом #2500 (средний размер зерна – 12,5 мкм). Скорость вращения шпинделя Z1 составляла 4500 об/мин, Z2 – 4000 об/мин. Скорость вращения стола – 120 об/мин. Скорость опускания шпинделя – 0,5 мкм/мин на Z1 и 0,1 мкм/мин на Z2.

Процесс утонения обратной стороны пластин № 3...5 включал грубое утонение на шпинделе Z1 алмазным диском с абразивом #320 и применение полировального диска «Poligrind» производства DISCO Corp. Скорость вращения шпинделя Z1 – 4500 об/мин, Z2 – 1700 об/мин. Скорость вращения стола – 120 об/мин. Скорость опускания шпинделя – 0,5 мкм/мин на Z1 и 0,1 мкм/мин на Z2.

Две пластины (№ 4 и № 5) после утонения на DTG 8440 подвергались плазменной обработке на кластерной установке SPTS Versalis FxP с применением SF₆ и бинарной смеси SF₆/Ar.

Эксперимент по плазменной обработке в SF₆ проводился при ВЧ-мощности 3000 Вт, давлении в камере 25 Па, потоке газа 400 см³/мин, температуре 5 °С, с применением гелиевого охлаждения подложкодержателя. Скорость травления составляла 6 мкм/мин, длительность процесса – 10 с.

Плазменный разряд при травлении в SF₆/Ar зажигался при подаче ВЧ-мощности 3000 Вт, давлении в камере 25 Па, потоке SF₆ 200 см³/мин, потоке Ar 200 см³/мин, температуре 5 °С, с применением гелиевого охлаждения подложкодержателя. Скорость травления составляла 5 мкм/мин, длительность процесса – 1 мин.

Анализ качества поверхности проводился методом атомно-силовой микроскопии (АСМ) на установке SOLVER P47 (NT-MDT, Россия) совместно с ЦКПНО ВГУ. Для подтверждения воспроизводимости результатов каждый образец сканировался в двух областях площадью 20×20 и 40×40 мкм².

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТА И ОБСУЖДЕНИЕ

После применения традиционной технологии полировки на замше с алмазной пастой АСМ ½ была просканирована поверхность методом АСМ. Результаты представлены на рис.1.

При данной технологии полирования наблюдается хаотичное распределение рисок по поверхности. Результаты, полученные в экспериментах, являются вполне удовлетворительными, но особенности технологии, связанные с необходимостью нанесения в качестве защитного слоя фоторезиста перед наклейкой пластин на оправку, а также отклейка пластин и последующая отмывка от церезина в трихлорэтилене вносят дополнительные загрязнения и влияют на процент выхода приборов.

АСМ-изображения шлифовки на установке DTG 8440 с применением шлифовального диска с зерном #2500 (mesh) и «Poligrind» продемонстрировали схожую картину распределения профиля. Из-за конструктивных особенностей оборудования наблюдается радиальное рас-



пределение рисок на поверхности. При этом изменение скорости опускания и направления вращения шпинделя не дает существенного вклада в изменение качества поверхности. Таким образом, можно сделать вывод, что основным критерием, оказывающим существенное влияние на качество поверхности, является структура шлифовального диска, а именно размер абразивного зерна.

Как видно из рис. 1, б и 2, б, во втором случае меньше пиков с сильными перепадами высот. Таким образом, наблюдается более равномерная картина профиля по линии сечения, что объясняется направленностью рисок на поверхности, подвергшейся шлифовке.

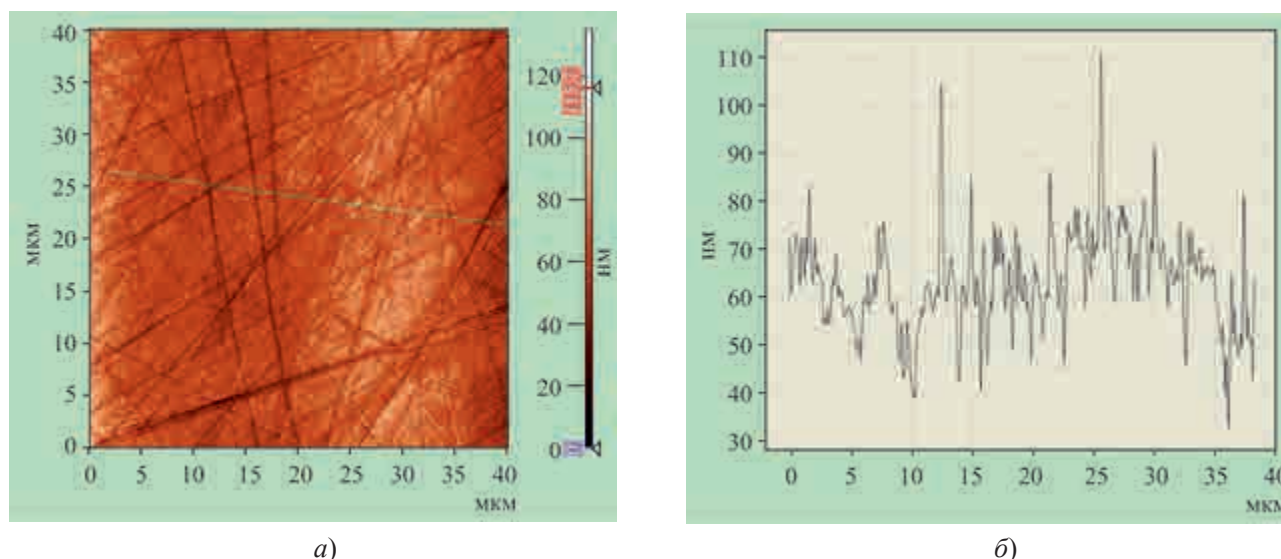


Рис. 1. АСМ-изображения поверхности после полирования с алмазной пастой АСМ ½:
а – топография; б – сечение

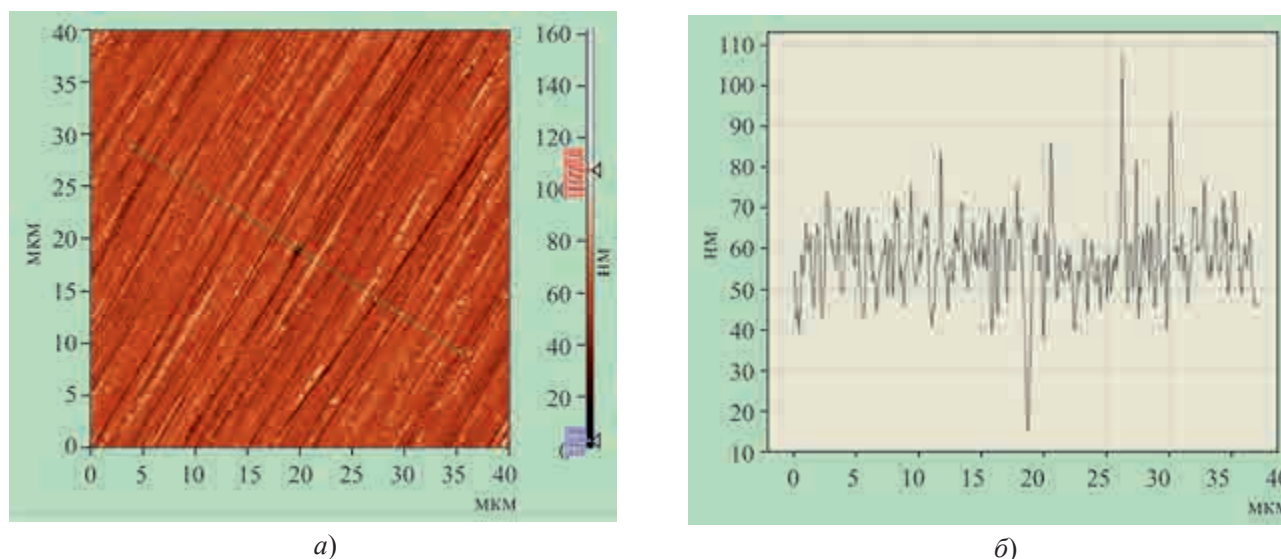
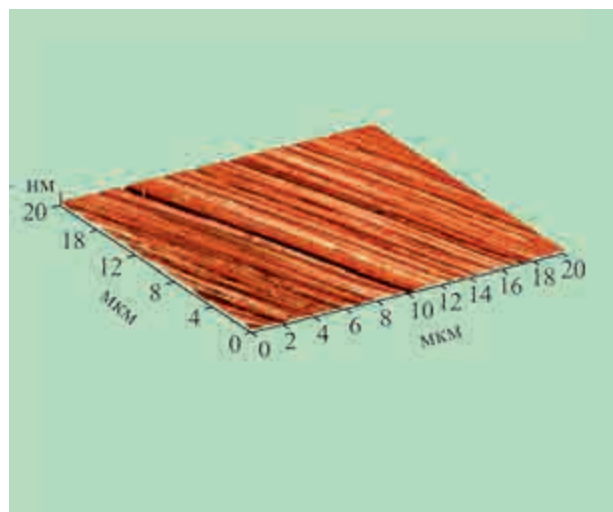


Рис. 2. АСМ-изображения поверхности после утонения с применения диска «Poligrind»:
а – топография; б – сечение

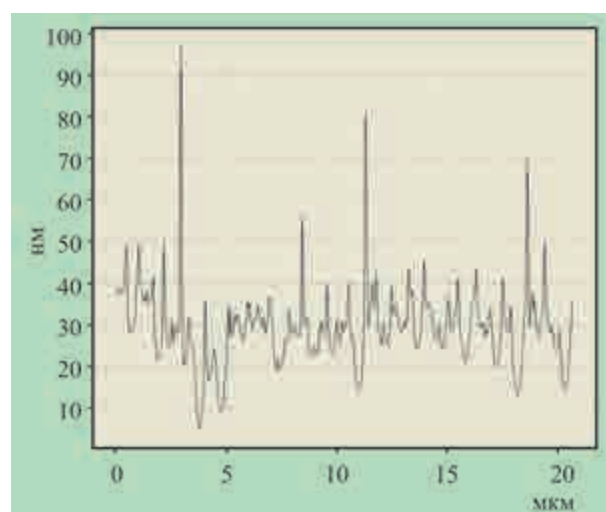


Для дальнейших экспериментов по подбору оптимального режима плазменного травления были выбраны два образца после утонения с применением диска «Poligrind». Подбор технологического режима плазменной обработки позволил сгладить поверхность.

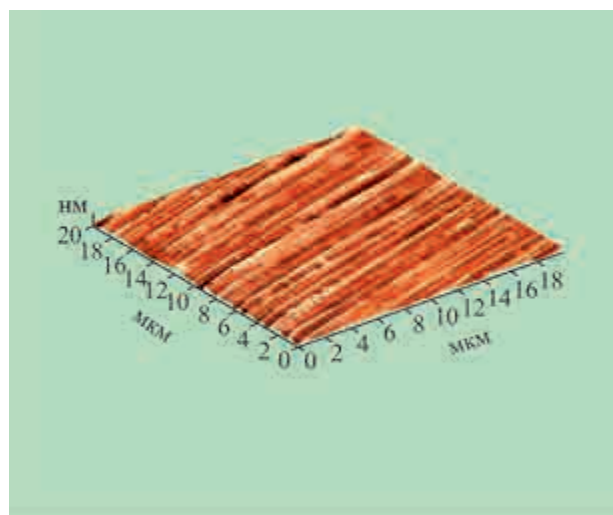
На рис. 3 представлены результаты после травления на установке SPTS Versalis FxP. 3D АСМ-изображение и сечение поверхности после травления в SF_6 в течение 10 с представлены на рис. 3, а, б. При анализе изображений видно, что проявляется игольчатая структура пиков.



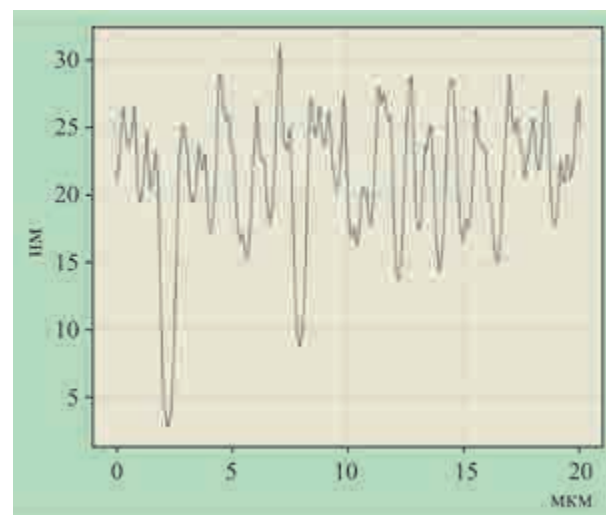
а)



б)



в)



г)

Рис. 3. АСМ-изображения полированной поверхности кремния после травления в SF_6 (а – 3D-изображение; б – сечение) и после травления в бинарной смеси SF_6/Ar (в – 3D-изображение; г – сечение)

Применение бинарной смеси SF_6/Ar позволяет активно задействовать не только механизм химического травления, но и физического воздействия на поверхность обрабатываемого материала ионами аргона. Скорость травления при выбранных технологических параметрах составляла 5 мкм/мин. Результаты АСМ представлены на рис. 3, в, г. Видно, что полученный про-



филь травления является более сглаженным и не имеет игольчатых пиков. Таким образом, можно сделать вывод, что данная газовая смесь и режим травления хорошо подходят для получения полированной поверхности кремниевых пластин высокого качества.

Обобщенные количественные сведения проведенных экспериментов по механическому утонению и плазмохимическому травлению образцов кремния представлены в таблице.

Параметры качества поверхности кремния

Режим утонения	Используемая установка	Максимальный перепад высот, нм		Среднее значение по 10 точкам, нм		Среднее значение, нм		Средняя шероховатость, нм	
		Площадь сканирования, мкм							
		20×20	40×40	20×20	40×40	20×20	40×40	20×20	40×40
Традиционная технология полировки	СПШ + полировальный станок	102	134	51	69	51	63	6	8,5
Шлифовка Z2, #2500	DTG 8440	742	1018	364	508	223	253	20,8	21,2
Полировка «Poligrind»	DTG 8440	171	163	84	82	76	60	7,5	7,2
Полировка «Poligrind» + ПХТ в SF ₆	DTG 8440 + SPTS Versalis FxP	164	204	75	100	29	64	5,6	10,4
Полировка «Poligrind» + ПХТ в SF ₆ /Ar	DTG 8440 + SPTS Versalis FxP	38	59	19	25	23	23	3,6	5

Тепловое сопротивление является важнейшим параметром полупроводниковых приборов, от значения которого напрямую зависит надежность работы устройства. Одним из наиболее распространенных параметров для анализа и оценки эффективности является тепловое сопротивление переход-корпус $R_{т\text{-}к}$. При данном подходе оценивается перегрев кристалла относительно температуры корпуса [5].

В настоящее время наиболее востребованным является оптический метод измерения температуры кристалла, осуществляемый с помощью тепловизора. Данная методика позволяет добиться разрешения ~ 1 К. Стоит учитывать многофакторность при анализе данного параметра. Помимо качества обработки обратной стороны кристаллов существенное влияние оказывают: технология нанесения аморфного кремния или металлизации на обратную сторону перед напайкой, технология золочения корпуса, технология пайки, качество поверхности корпуса.

По результатам измерений, проводимых на приборе 2П819А, собираемом в металлокерамическом корпусе КТ-82, значения $R_{т\text{-}к}$ при шлифовке с Z2 (#2500) составляли 0,38...0,4 °C/Вт. Применение традиционной технологии полировки и полировки с применением диска «Poligrind» позволяет получать значения $R_{т\text{-}к}$ 0,34...0,36 °C/Вт.

В настоящее время проводится дальнейшее совершенствование технологии, которое направлено, прежде всего, на внедрение технологии плазмохимического травления после меха-



нического утонения, а также изучение влияния на параметры приборов структуры и толщины золотой металлизации на обратной стороне пластин, технологии золочения корпусов и напайки.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Необходимость получения высокого качества поверхности после механического утонения пластин кремния приводит к совершенствованию технологии проведения процесса. Одним из возможных вариантов является последовательное проведение механического утонения и плазмохимического травления. В результате проведенных исследований удалось получить структуры со значениями средней шероховатости не более 5 нм с применением диска «Poligrind» и плазмохимического травления в смеси SF_6/Ar .

Авторы статьи выражают благодарность ведущему инженеру ЦКПНО ВГУ Гречкиной Маргарите Владимировне за проведение съемки на атомно-силовом микроскопе.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Дикарев, В. И.** Мощные LDMOS импульсные транзисторы для авиационных и радарных применений / В. И. Дикарев, В. А. Кожевников, А. Н. Цоцорин, С. В. Грищенко, В. С. Горохов // Электронные компоненты. – 2015. – № 6. – С. 78 – 81.
2. **Аносов, В. С.** Исследование технологии монтажа кремниевых кристаллов пайкой эвтектическим сплавом золото-кремний / В. С. Аносов, Д. В. Гомзинов, М. В. Пашков, Л. А. Сейдман, Р. И. Тычкин, В. М. Фомин // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. – 2016. – № 3 (242). – С. 4 – 12.
3. **Nakamura, T.** Influence of wafer thinning process on backside damage in 3D integration / T. Nakamura, Y. Mizushima, H. Kitada, Y. S. Kim, N. Maeda, S. Kodama, R. Sugie, H. Hashimoto, A. Kawai, K. Arai, A. Uedono, T. Ohba // IEEE International 3D Systems Integration Conference. – 2013. – P. 1 – 6. DOI: 10.1109/3DIC.2013.6702400.
4. **Sun, J.** Modelling and experimental study of roughness in silicon wafer self-rotating grinding / Jinglong Sun, Pei Chen, Fei Qin, Tong An, Huiping Yu, Baofeng He // Precision Engineering. – 2018. – Vol. 51. – P. 625 – 637.

Статья поступила 3 июля 2020 г.



УДК 546.26:621.385.6

О ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ПЛАСТИН CVD-АЛМАЗА В КАЧЕСТВЕ КОНСТРУКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ В ПРИБОРАХ СВЧ

П. М. Мелешкевич, С. А. Вашин, М. П. Духновский, Е. Н. Куликов

АО «НПП «Исток» им. Шокина», г. Фрязино

Рассмотрена возможность применения пластин CVD-алмаза в качестве конструктивных элементов в некоторых типах приборов СВЧ. Приведены результаты исследований изменения поверхностного сопротивления поликристаллического алмаза под воздействием температур, типичных для базовых технологических операций пайки и откачки приборов, а также при воздействии поверхностных электрических пробоев.

КС: CVD-алмаз, поверхностное сопротивление, графитизация алмаза, высоковольтные пробои

ON THE POSSIBILITY OF USING CVD-DIAMOND PLATES AS STRUCTURAL ELEMENTS IN MICROWAVE DEVICES

P. M. Meleshkevich, S. A. Vashin, M. P. Dukhnovsky, E. N. Kulikov

JSC «RPC «Istok» named after Shokin», Fryazino

The possibility of using CVD-diamond plates as a structural elements in some types of microwave devices is considered. The results of studying the changes in the surface resistance of polycrystalline diamond under the influence of temperatures typical for basic technological operations of soldering and evacuating devices, as well as under the influence of surface electrical breakdowns are presented.

Keywords: CVD-diamond, surface resistance, diamond graphitization, high-voltage break-downs

1. ВВЕДЕНИЕ

Развитие технологии изготовления алмаза методом химического осаждения из газовой фазы (CVD) привело к возможности получения сравнительно недорогих алмазных пластин с параметрами, близкими к параметрам монокристаллического алмаза, из которых можно выделить высокую твердость и теплопроводность, хорошие изоляционные свойства, а также низкие диэлектрические потери.

CVD-алмазы широко применяются в промышленности. Большая часть применений связана с механообработкой – в качестве режущего, шлифовального и полировального материала. Кроме того, CVD-алмазы широко применяются в качестве теплоотвода мощных транзисторов, диодов, лазерных диодов, окон выводов энергии в мощных CO₂-лазерах и гиротронах, а также рассматриваются как перспективный полупроводниковый материал.

Постепенное снижение стоимости пластин CVD-алмаза приводит к расширению возможности их применения в качестве различных конструктивных элементов приборов СВЧ.

Так, в работе [1] предложена замедляющая система (ЗС) планарной ЛБВ, выполненная на пластине CVD-алмаза. Высокая теплопроводность пластины обеспечивает высокую расчетную выходную мощность ЛБВ.

Можно также рассматривать пластины CVD-алмаза в качестве опорных стержней спиральной ЗС ЛБВ или в качестве изолятора коллектора ЛБВ с рекуперацией. Чрезвычайно высокая теплопроводность пластин CVD-алмаза может обеспечить хороший теплоотвод от ЗС и коллектора и тем самым обеспечить увеличение выходной мощности ЛБВ и уменьшение габаритных размеров коллектора.

Однако применение пластин CVD-алмаза в СВЧ-электронике имеет и ряд ограничений. К ним можно отнести следующие:

- относительно высокая стоимость пластин;
- технологические проблемы (хрупкость материала, проблемы нанесения покрытий, проблемы высокотемпературной пайки и пр.);
- возможная потеря изолирующих свойств CVD-алмаза за счет графитизации поверхности пластин.

Под графитизацией алмаза понимается процесс преобразования алмаза в графит под действием температуры или химических каталитических процессов. Известно [2], что при температуре 1400...1600 °С развивается объемная графитизация алмаза, при меньших температурах – поверхностная. Установлено, что поверхностная графитизация происходит неравномерно. Сначала она развивается по ребрам кристаллов, а на гранях она развивается предпочтительно на ростовых ступенях, ямках травления, трещинах.

При применении CVD-алмаза в приборах СВЧ графитизация алмаза может происходить при проведении различных термических операций, при этом большой практический интерес представляет информация о влиянии поверхностной графитизации алмаза на его изолирующие свойства.

Графитизация алмаза исследовалась разными авторами. Так, в работе [3], проведены исследования графитизации природных алмазов при нагреве в вакууме.

Установлено, что графитизация алмаза происходит при температуре 800 °С и выше, что подтверждается потерей массы алмаза после нагрева; при температуре свыше 1200 °С графитизация приводит к ухудшению оптических и прочностных характеристик алмаза; при температуре свыше 1400 °С скорость графитизации резко возрастает. Изменение массы алмаза за счет графитизации по сравнению с начальной массой после нагрева в вакууме и удаления образовавшегося графита показано в табл. 1.

Таблица 1

Температура отжига, °С	Изменение массы, %, при начальном значении		
	0,84 кар	0,3 кар	0,18 кар
800	0,13	0,15	0,17
1000	0,15	0,17	0,19
1200	0,17	0,19	0,20
1400	0,19	0,20	0,23
1600	12,23	18,95	22,97

В работе [4] упоминается, что при отжиге в водороде пластин CVD-алмаза происходит объемная (островковая) графитизация, что может приводить к снижению пороговой температуры графитизации.

Очевидно, что появление на поверхности алмаза тонкой проводящей графитовой пленки при-

водит к потере его изоляционных свойств, однако конкретные работы в этом направлении авторам неизвестны. Также неизвестны работы о возможной потере изоляционных свойств алмазных пластин при поверхностных высоковольтных пробоях.

В данной работе приведены результаты проверки изменения поверхностного сопротивления пластин CVD-алмаза при имитации типичных технологических операций изготовления электровакуумных приборов и поверхностных высоковольтных пробоев.

2. ВЛИЯНИЕ НАГРЕВА НА ИЗМЕНЕНИЕ ПОВЕРХНОСТНОЙ ПРОВОДИМОСТИ CVD-АЛМАЗА

Имитация пайки проводилась нагревом пластин CVD-алмаза в вакуумных и водородных печах до температуры 820 °С. Температурный режим соответствует режиму пайки узлов электровакуумных приборов припоем ПСрМПд 68-27-5В, который широко применяется при изготовлении приборов СВЧ.

Режимы нагрева для водородной и вакуумной печей

Время подъема температуры до 740 °С.....	75 мин
Выдержка при 740 °С.....	20 мин
Время подъема температуры до 820 °С.....	10 мин
Выдержка при 820 °С.....	2 мин
Время снижения температуры до 80 °С:	
в водородной печи.....	180 мин
в вакуумной печи.....	360 мин

Исследования проводились на пластинах CVD-алмаза, которые изготавливались с использованием различных технологических режимов и, как следствие, сильно отличались по своей структуре и шероховатости. Для примера на рис. 1 приведены фотографии поверхности пластин с минимальными (а) и максимальными (б) размерами структуры.

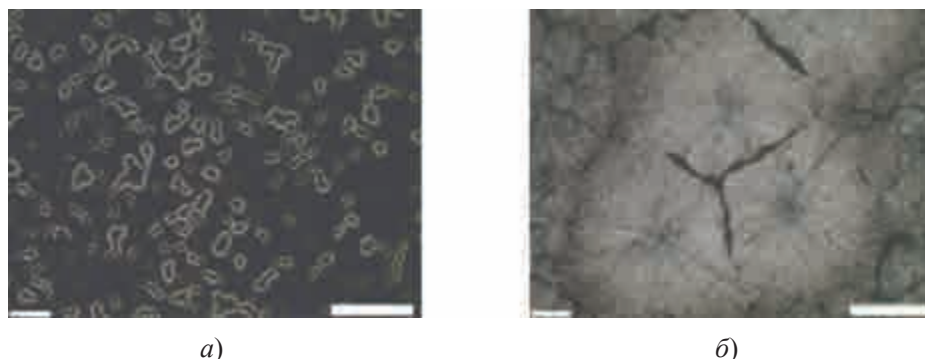


Рис. 1. Мелкозернистая и крупнозернистая структура поверхности образцов CVD-алмаза при наблюдении в оптическом микроскопе:
а – образец № 1; б – образец № 3

Для контроля токов утечки на пяти пластинах CVD-алмаза были нанесены контактные площадки из вольфрама толщиной 0,1 мкм методом магнетронного напыления через маску. Токи утечки проверялись подачей напряжения на контактные площадки в пределах 0,5...5 кВ.

После нагрева в водородной печи на образцах CVD-алмаза № 3...5 (образцы с крупнозернистой структурой) наблюдалось частичное разрушение контактных площадок (рис. 2).

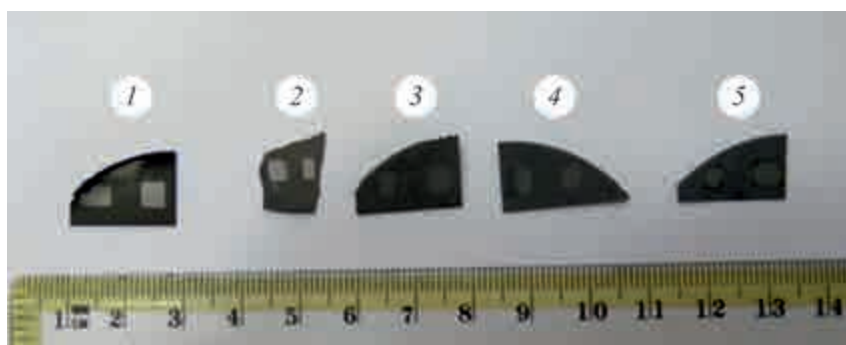


Рис. 2. Внешний вид пластин CVD-алмаза с контактными площадками после нагрева в водороде

В табл. 2 приведены результаты замера токов утечки до и после нагрева образцов алмаза в водороде.

Таблица 2

Образец	Расстояние между контактными площадками, мм	Ток утечки, мА	
		до нагрева ($U = 5$ кВ)	после нагрева в водороде (820°C , $U = 0,5$ кВ)
№ 1	5,3	0	1,60
№ 2	2,7		1,68
№ 3	5,2		1,57
№ 4	5,2		1,51
№ 5	5,2		1,21

До нагрева алмазные пластины представляли собой идеальный изолятор. Нагрев пластин в водороде привел к появлению значительных токов утечки. Измеренные значения токов не позволяют оценить удельную поверхностную проводимость образцов после нагрева, т. к. токи утечки протекают по всей поверхности пластин, но качественно показывают катастрофическое падение поверхностного сопротивления пластин CVD-алмаза.

Наблюдаемое разрушение контактных площадок свидетельствует о том, что графитизация алмаза может приводить к механическому разрушению тонких покрытий, наносимых на поверхность алмаза, причем характер этих разрушений зависит от зернистости (шероховатости) поверхности алмазных пластин.

Для контроля данные испытания повторили с образцами CVD-алмаза без напыления контактных площадок.

Пластины предварительно проходили очистку протравливанием в серной кислоте с добавкой 3 % CrO_3 при 180°C . Качество очистки поверхности пластин контролировалось на контрольных образцах. Для контроля поверхностного сопротивления пластин на их поверхности формировались (методом прижатия) две контактные площадки из мягкого припоя ПОИН-50 размерами примерно 5×5 мм с зазором около 5 мм. При напряжении 5 кВ токи утечки контрольных образцов были равны нулю. Аналогичным образом измерялись токи утечки на пластинах № 6 (с крупной структурой) и № 9 (с мелкой структурой) после нагрева в водородной печи до температуры 820°C . Затем пластины были повторно очищены, и по такой же методике был

проведен замер токов утечки после нагрева пластин в вакуумной печи до такой же температуры. Результаты измерения токов утечки приведены в табл. 3.

Таблица 3

Образец	После нагрева в водороде (820 °С)		После нагрева в вакууме (820 °С)	
	Напряжение, кВ	Ток утечки, мА	Напряжение, кВ	Ток утечки, мА
№ 6	0,5	2,9	5,0	0
№ 9	0,5	3,5	0,5	0,02

Данные эксперименты подтвердили резкое ухудшение поверхностного сопротивления алмазных пластин при нагреве в водороде.

После нагрева в вакууме ток проводимости между контактными площадками на образце № 9 примерно на 2 порядка меньше, чем после нагрева в водороде; на образце № 6 (образец с крупнозернистой структурой) ток утечки между контактными площадками отсутствует.

Полученная разница по токам утечки на образцах № 6 и 9 может быть связана с большим отличием структур образцов. Как указано в работе [2], графитизация начинается на ребрах алмазных кристаллов, затем переходит на их плоскость. Следовательно, на своей начальной стадии графитизация носит островковый характер и не перекрывает полностью поверхность пластины. Однако детально этот вопрос авторами не рассматривался.

Важным установленным фактом является то, что нагрев CVD-алмаза в вакууме приводит к значительно меньшей (судя по токам утечки – на два порядка) графитизации поверхности, чем нагрев в среде водорода.

Кроме процессов пайки, которые протекают сравнительно быстро, СВЧ-приборы проходят сравнительно длительный нагрев до температуры 500...550 °С в процессе откачки. Для оценки влияния такого нагрева на поверхностную проводимость алмаза были проведены испытания на нескольких образцах CVD-алмаза, которые после предварительной очистки поверхности размещались в вакуумном объеме откачного поста рядом с откачиваемым прибором. Нагрев проводился на откачном посту типа «вакуум в вакууме» при следующем режиме:

Время ступенчатого разогрева до 500 °С.....	22 ч
Время выдержки при температуре 500 °С.....	8 ч
Время остывания до 400 °С.....	2 ч
Время выдержки при 400 °С.....	12 ч
Время остывания до 100 °С.....	10 ч
Давление под колпаком откачного поста.....	не более $5 \cdot 10^{-3}$ Па

Проведенные эксперименты показали, что после данного температурного цикла на образцах CVD-алмаза также появляется небольшая проводимость (0,02 мА при напряжении 0,5 кВ), что свидетельствует о достаточно низком температурном пороге начала графитизации CVD-алмаза при длительном нагреве – порядка 500 °С.

3. ВЛИЯНИЕ ПОВЕРХНОСТНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРОБОВ НА ИЗОЛИРУЮЩИЕ СВОЙСТВА CVD-АЛМАЗА

В СВЧ-приборах используют различные типы керамических материалов для обеспечения высоковольтной изоляции между узлами прибора. Однако для этих целей пригодна не вся-



кая керамика. Например, керамика из нитрида алюминия, несмотря на свою высокую теплопроводность, не применяется в приборах СВЧ ни для держателей ЗС спиральных ЛБВ, ни для изоляции коллектора, ни в выводах энергии. Это обусловлено тем, что при поверхностных высоковольтных или СВЧ-пробоях на поверхности керамики за счет сильного локального разогрева происходит восстановление алюминия и образуются проводящие дорожки, при этом керамика теряет свои изолирующие свойства.

Температура плазменного шнура в зоне высоковольтного или СВЧ-пробоя достигает нескольких тысяч градусов, что значительно превышает порог начала графитизации алмаза. Известно, что при таких температурах происходит взрывообразное разрушение и графитизация алмазов [5]. Поэтому электрические пробой по поверхности алмаза также могут приводить к образованию проводящих дорожек за счет графитизации и, как следствие, к потере его изолирующих свойств.

Для проверки этого предположения было проведено несколько экспериментов с организацией поверхностных пробоев на воздухе.

На алмазных пластинах графитом были нарисованы контактные площадки с направленными навстречу друг другу прямыми линиями, образующими зазор 3-4 мм (рис. 3). Под микроскопом участки пластин, покрытые графитом, выглядят более светлыми (рис. 4).

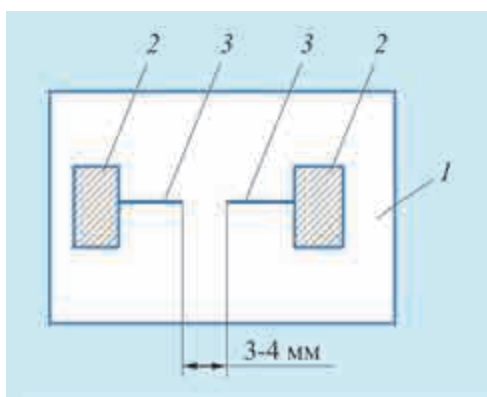


Рис. 3. Схема контактных площадок на CVD-алмазе:

1 – пластина CVD-алмаза; 2 – графитовые контактные площадки; 3 – графитовые линии

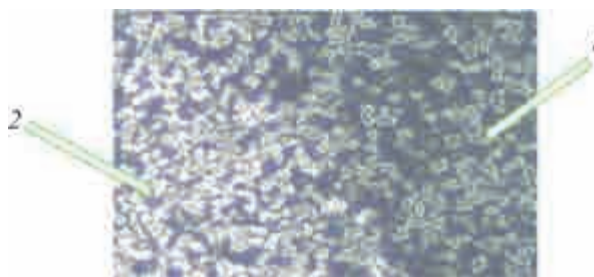


Рис. 4. Поверхность пластины под микроскопом ($\times 100$):

1 – чистая поверхность CVD-алмаза; 2 – поверхность, покрытая графитом

На контактные площадки подавалось высокое напряжение от накопительного конденсатора емкостью 1 мкФ через ограничительное сопротивление 10 Ом (рис. 5).



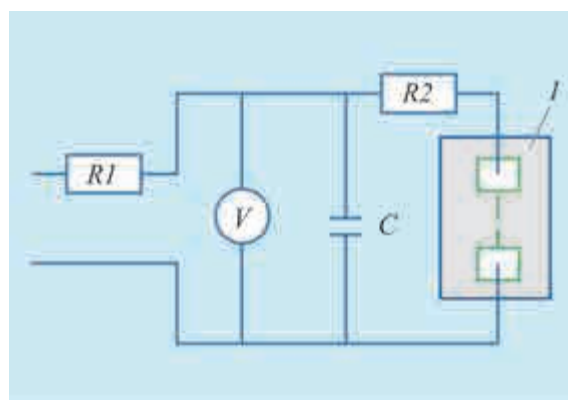


Рис. 5. Схема установки для организации высоковольтных пробоев:

I – алмазная пластина с контактами; $R1 = 100$ кОм; $R2 = 10$ Ом; $C = 1$ мкФ; V – киловольтметр

При постепенном увеличении напряжения до нескольких киловольт возникал электрический пробой между контактными площадками. Пробойный ток протекал по нарисованным графитовым проводникам и замыкался через воздушный промежуток между ними. Величина зазора между проводниками определяла напряжение пробоя. После прохождения пробоя поверхность пластины в зоне пробоя фотографировалась.

Импульсный ток пробоя, протекающий по графитовым проводникам, должен приводить к их сильному разогреву. С одной стороны, это должно стать причиной сгорания этих графитовых линий в атмосфере, а с другой – этот же локальный разогрев алмаза в зоне пробоя может приводить к его графитизации.

Проведенные эксперименты показали, что на поверхности пластин в зоне пробоя образуются характерные участки с цветами побежалости (рис. 6).



Рис. 6. Цвета побежалости на поверхности образцов CVD-алмаза после высоковольтных пробоев

Известно [6], что цвета побежалости – это радужные цвета, образующиеся на поверхности металла или минерала в результате формирования на гладкой поверхности тонкой (толщиной в несколько молекул) прозрачной оксидной пленки и интерференции света в ней.

В нашем случае цвета побежалости появляются, видимо, из-за формирования на поверхности алмаза при высоковольтных пробоях тонкой пленки графита, плотно прилегающей к поверхности алмаза.

При увеличении энергии пробоя (как за счет отключения резистора $R1$, так и при прохождении многократных пробоев) картина качественно не меняется, состояние поверхности в зоне пробоя имеет такой же характерный вид. Это позволяет предположить, что при мощных электрических



пробоях одновременно происходят и сгорание избыточного углерода на поверхности алмазных пластин, и графитизация поверхности алмаза.

Аналогичные эксперименты с контактными площадками, выполненными на керамике ХС-22, показали отсутствие цветов побежалости в зоне пробоя; визуально наблюдаются только частично выгоревшие в графите дорожки (по-видимому, непосредственно в зоне пробоя) (рис. 7).



Рис. 7. Состояние поверхности керамики ХС-22 после пробоев:

1 – чистая поверхность; 2 – контактная площадка; 3 – выгоревшие в графите дорожки в зоне пробоя

Для контроля изменения поверхностной проводимости пластин непосредственно в зоне пробоя были дополнительно проведены эксперименты с нанесением на пластины трех контактных площадок из графита (рис. 8).

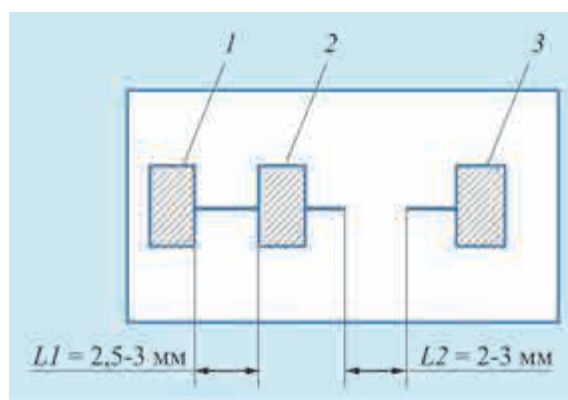


Рис. 8. Схема контактных площадок

Напряжение подавалось на контактные площадки 1 и 3. Ток пробоя проходил по линиям между контактными площадками и замыкался через воздушный промежуток $L2$. Напряжение пробоя определялось величиной зазора $L2$. До и после пробоев измерялось сопротивление между контактными площадками 1 и 2. Для сравнения данные эксперименты были проведены с керамикой ХС-22 и CVD-алмазом.

Результаты замеров сопротивления между площадками 1–2 на керамике ХС-22 приведены в табл. 4.

Результаты показывают, что на керамике ХС-22 высоковольтные пробойи приводят к увеличению сопротивления между площадками 1–2, что обусловлено выгоранием графитовой полоски между контактами. При этом с увеличением количества пробоев сопротивление между контактными площадками возрастает.



Таблица 4

Образец	Исходные значения			Режим испытаний	После пробоев		
	I , мА	U , кВ	R , МОм		I , мА	U , кВ	R , МОм
№ 1	2,1	0,5	0,24	4 пробоя при 10 кВ	0,23	0,5	2,17
№ 2	1,3	0,5	0,384	5 пробоев при 5 кВ	0,16	0,5	3,13
№ 3	1,5	0,2	0,133	7 пробоев при 7 кВ	0,03	4	133

Результаты замеров сопротивления между площадками 1–2 на CVD-алмазе приведены в табл. 5.

Таблица 5

Образец	Исходные значения			Режим испытаний	После пробоев		
	I , мА	U , кВ	R , МОм		I , мА	U , кВ	R , МОм
№ 9	0,47	0,7	1,48	20 пробоев при 4-5 кВ	0,93	0,2	0,21
№ 9 (повторные испытания)	0,04	1	25	20 пробоев при 4-5 кВ	1,07	0,3	0,21

Высоковольтные пробой на CVD-алмазе приводят к уменьшению сопротивления между площадками 1–2, что может быть объяснено только графитизацией поверхности алмаза при электрических пробоях.

Проверка на воздействие электрических пробоев в вакууме не проводилась из-за сложности организации таких экспериментов. Однако можно ожидать, что вакуумные пробой будут приводить к более сильной потере изолирующих свойств алмазных пластин, т. к. в вакууме (при отсутствии кислорода) не будет происходить сгорание образующего графита, он будет частично распыляться, частично оставаться на поверхности пластин.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенные эксперименты показали, что к использованию пластин CVD-алмаза в качестве конструктивных элементов в СВЧ-приборах следует подходить крайне осторожно, т. к. при технологических операциях пайки и откачки изделий при температурах 500...800 °С на поверхности пластин может появляться тонкий проводящий слой за счет графитизации алмаза.

Особенно опасны технологические операции в среде водорода, наличие которого резко (примерно на 2 порядка) ускоряет процесс графитизации поверхности по сравнению с нагревом в вакууме.

Графитизация поверхности алмазных пластин при высокотемпературных технологических операциях может приводить как к потере изолирующих свойств пластин, так и к нарушению прочности сцепления с нанесенными плёночными покрытиями.

По мнению авторов, CVD-алмаз не пригоден для применения в качестве высоковольтного изолятора, т. к. высокотемпературные технологические операции провоцируют возникновение поверхностной проводимости за счет графитизации пластин, а возможные поверхностные пробой приводят к полной потере его поверхностной электрической прочности.



ЛИТЕРАТУРА

1. **Галдецкий, А. В.** Проектирование и исследование технологии изготовления перспективной замедляющей системы для ЛБВ W -диапазона / А. В. Галдецкий, Е. А. Ракова, Г. Ф. Корепин, В. А. Смирнов, Н. П. Зубков, Н. А. Лябин, В. С. Парамонов, А. В. Дерябкин, Е. Н. Куликов, М. П. Духновский // *Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника.* – 2016. – Вып. 3 (530). – С. 8 – 13.
2. **Сонин, В. М.** Поверхностная графитизация алмаза в расплаве K_2CO_3 при высоком давлении / В. М. Сонин, А. И. Чепуров, Е. И. Жимулев, А. А. Чепуров, Н. В. Соболев // *Доклады академии наук.* – 2013. – Т. 451, № 5. – С. 556 – 559.
3. **Сибиряков, М. М.** Исследование графитизации природного алмаза при высоких температурах в вакууме / М. М. Сибиряков, С. А. Кузьмин, П. П. Шарин, П. П. Тарасов // *Актуальные проблемы гуманитарных и естественных наук.* – 2014. – № 3-4. – С. 98 – 102.
4. **Хомич, А. В.** Исследование состояний и роли водорода в алмазе, полученном химическим осаждением из газовой фазы (Аннотация к отчету по результатам реализации проекта) / А. В. Хомич. – Номер гранта: 03-03-32396. – 2003.
5. **Андреев, В. Д.** Спонтанная графитизация и термодеструкция алмаза при $T > 2000$ К / В. Д. Андреев // *Физика твердого тела.* – 1999. – Т. 41, вып. 4. – С. 695 – 701.
6. Цвета побежалости. <https://ru.wikipedia/wiki>.

Статья поступила 3 августа 2020 г.

НОВЫЕ КНИГИ

Радиолокация для всех / В. С. Верба, К. Ю. Гаврилов, А. Р. Ильчук, Б. Г. Татарский, А. А. Филатов; под ред. В. С. Вербы. – М.: ТЕХНОСФЕРА, 2020. – 504 с.

Представленный в научно-популярной книге материал можно назвать начальным курсом по радиолокации. В издании рассмотрены основные физические и теоретические вопросы радиолокации, принципы построения радиолокационных систем и основные области их практического использования. Рассмотренные в книге примеры типовых радиолокаторов и области их применений не исчерпывают весь возможный диапазон использования радиолокационной техники и принципов получения информации радиолокационными методами в повседневной жизни человека.

Изложение материала ведется в форме беседы специалиста в области радиолокации – профессора кафедры радиолокации и студента, мало знакомого с радиотехникой и ее областью радиолокации.

Книга ориентирована в первую очередь на выпускников школ и студентов младших курсов технических вузов, может быть интересна и для студентов более старших курсов радиотехнических факультетов, а также для всех интересующихся радиолокацией.



УДК 621.327.7: 621.791.378.2

ОСОБЕННОСТИ ТЕХНОЛОГИИ ПАЙКИ МЕТАЛЛИЧЕСКИМИ ПРИПОЯМИ ЭЛЕКТРОДОВ ГАЗОРАЗРЯДНЫХ ПРИБОРОВ

С. В. Гавриш, Д. Н. Кугушев, Д. Ю. Пугачев, С. В. Пучнина, С. Г. Киреев

ООО «НПП «Мелитта», г. Москва

Представлены результаты исследований по созданию конструкции составного электрода импульсных газоразрядных ламп посредством пайки его составных элементов. На основе научного анализа условий работы газоразрядной лампы, эмиссионных свойств материалов и температурных полей катода и анода предложено для соединения молибденовых деталей электрода в качестве припоя использовать никель. Приведены результаты рентгенофлуоресцентного анализа образовавшихся в процессе пайки сплавов и промежуточных фаз в спале никеля с молибденом. Сделано предположение об одновременном протекании динамического и статического механизмов формирования спае.

КС: газоразрядная лампа, электрод, пайка, спай, молибден, никель, сплав, краевой угол смачивания, рентгенофлуоресцентный анализ, микроструктура

THE TECHNOLOGY FEATURES OF SOLDERING ELECTRODES OF GAS-DISCHARGE DEVICES WITH METAL SOLDERS

S. V. Gavrish, D. N. Kugushev, D. Yu. Pugachev, S. V. Puchnina, S. G. Kireev

JSC Ltd «RPE «Melitta», Moscow

The results of research on the creation of composite electrode design of pulsed gas-discharge lamps by soldering its constituent components are presented. On the basis of scientific analysis of operating conditions of gas-discharge lamp, the emission properties of materials and the temperature fields of cathode and anode, it is proposed to use nickel as a solder for joining the electrode molybdenum parts. The results of X-ray fluorescence analysis of alloys and intermediate phases formed in the process of soldering in nickel-molybdenum junction are presented. An assumption was made about simultaneous occurrence of dynamic and static mechanisms of the junction formation.

Keywords: gas-discharge lamp, electrode, soldering, junction, molybdenum, nickel, alloy, limiting wetting angle, X-ray fluorescence analysis, microstructure

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в производстве приборов плазменной электроники, в частности газоразрядных ламп УФ- и ИК-излучения, широко используются методы пайки конструктивных элементов [1, 2]. Данная работа посвящена изучению возможности изготовления электродов (анода и катода) пайкой их составных частей металлическими припоями. Электроды являются основными конструктивными элементами, обеспечивающими поддержание плазменного канала в газоразрядных лампах. Явления на катоде и в областях, прилегающих к его поверхности, определяют форму разряда, его эффективность и срок службы газоразрядной лампы. В большинстве газоразрядных ламп, в частности с импульсным разрядом в инертном газе [3], используются катоды, нагретые до высоких температур, которые обеспечивают эмиссию электронов, поступающих в разрядный промежуток за счет приложенного ускоряющего электрического поля.



Явления на аноде менее важны для поддержания разряда, но тепловой режим этого электрода влияет на скорость испарения материала и, следовательно, на долговечность газоразрядной лампы [3–5]. В итоге надежность газоразрядной лампы определяется тепловым состоянием, конструкцией и свойствами материалов электродов. Поэтому поиск новых технических решений электродных элементов газоразрядной лампы остается актуальной задачей. В данной работе формируются основные принципы разработки конструкции, подбора материалов и исследуются физические и химические процессы, происходящие при пайке комбинированного катода импульсной ксеноновой лампы [3].

2. ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТИ СОЗДАНИЯ КОМБИНИРОВАННЫХ ЭЛЕКТРОДОВ ПОСРЕДСТВОМ ПАЙКИ

До настоящего времени в качестве материала электродов наибольшее распространение получил торированный вольфрам марок ВТ-15 и ВТ-50 [3–5]. Сегодня в силу вредных условий технологии изготовления и сложности воспроизводства свойств указанных материалов на первый план выходит технология порошковой металлургии для получения спеченных металло-керамических электродов на основе вольфрама с присадкой скандата бария [6, 7].

В то же время, независимо от используемого эмиссионного материала, конструкции катода и анода мало изменяются в случае импульсных ксеноновых ламп (рис. 1). Рабочая поверхность электрода, сопряженная с импульсной ксеноновой плазмой, представляет собой участок L_1 полусферы (зоны *A*) или торцевую часть цилиндра (зона *B*). Далее следует последовательность цилиндрических участков различного диаметра: участок L_2 снижает сброс тепла с рабочей части электрода, обеспечивая поддержание температуры катода для эффективной эмиссии электронов, а участок L_3 предназначен для соединения с токовводом газоразрядной лампы.

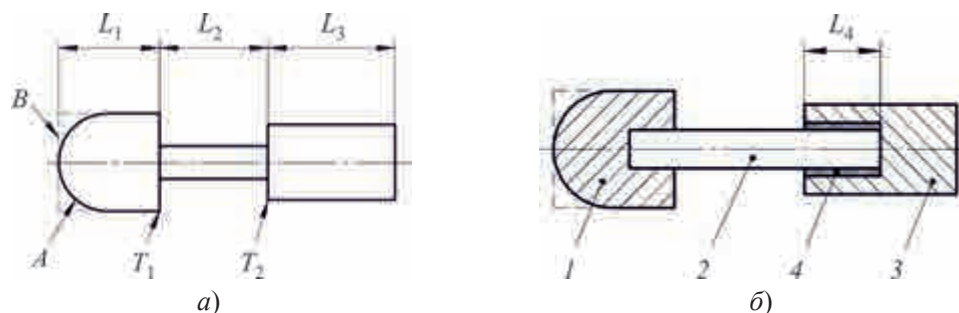


Рис. 1. Конструкция электрода, изготовленного токарной обработкой (а) и посредством предлагаемой технологии (б):

1 – катод (анод); 2 – молибденовый держатель; 3 – молибденовая втулка; 4 – никелевый припой

Представленная на рис. 1, а конструкция электрода выполняется точением из цельнометаллического прутка торированного вольфрама, либо рабочая часть катода L_1 за счет усадки спрессованного эмиссионного материала на основе вольфрама с добавлением скандата бария при спекании жестко фиксируется на держателе, изготовленном токарной обработкой.

С целью уменьшения технологических потерь предлагается конструкция катода, приведенная на рис. 1, б. Катод 1, как и в предыдущем случае, фиксируется усадкой на молибденовом держателе 2, который посредством металлического припоя припаивается к втулке из тугоплавкого материала.



Для выбора припоя и спаиваемых материалов необходимо прежде всего оценить рабочую температуру T_2 в зоне примыкания держателя катода к втулке. Проведенный анализ литературных источников показал, что данных по величине температуры T_2 немного, в то время как T_1 исследована при различных токовых нагрузках довольно детально (см. табл. 1).

Таблица 1

Рабочие температуры конструктивных элементов электрода

№ п/п	L_1 , мм	L_2 , мм	T_1 , °C	T_2 , °C	Материал катода	Литература
1	2,6	—	1350 – 1550	—	B5CB	[6]
2	2,6	—	1000 – 1250	—	M5CB1	[6]
3	2,6	—	1100	—	M5CB	[6]
4	1,8	—	1650 – 1900	—	BT-50	[8]
5	1,8	—	2300 – 2450	—	BT-15	[5]
6	10	7	1450 – 1950	1100	BT-50	[7]
7	17*	—	1950	1600	BT-50	[6]

* Электрод представляет собой круглый протяженный стержень без проточки в зоне L_2 .

Анализ приведенных в табл. 1 расчетных и экспериментальных результатов позволяет сделать следующие заключения:

- Несмотря на различную протяженность катода L_1 , расчетные данные работы [8] и экспериментальные результаты публикации [7] дают близкие значения температуры T_1 (см. п. 4 и 6 табл. 1) при использовании в качестве эмиссионного материала BT-50.
- Уменьшение диаметра электрода в зоне L_2 приводит к более существенному падению температуры T_2 в зоне примыкания держателя электрода (см. п. 6 и 7 табл. 1);
- Использование металлокерамических катодов на основе вольфрама со скандатом бария позволяет добиться более низкой температуры T_1 , чем в случае более массивного электрода из BT-50.

На основе приведенных рассуждений можно сделать вывод, что в случае использования металлокерамического катода при наличии уменьшенного диаметра в зоне L_2 температура T_2 не превысит величину 1100 °C.

Выполним анализ материалов, пригодных для конструирования спая на участке L_4 (см. рис. 1, б), исходя из требований, определяемых функциональными особенностями газоразрядных приборов [3, 4, 9, 10]:

- Конструкционные металлы и припои должны обладать хорошими вакуумными свойствами, иметь малое газоотделение, обладать низкой упругостью паров и незначительной скоростью испарения при температурах до 1100 °C. Ограничения по температурным свойствам конструкционных металлов и припоев связаны с напылением металлов на поверхность оболочки газоразрядной лампы из-за значительных скоростей испарения, например, при эрозии электродов [2 – 5]. Поэтому упругость паров конструкционных металлов и припоев в этом случае должна быть на 1-2 порядка ниже разряжения в разрядном объеме лампы [9, 10].
- Необходимо, чтобы температура плавления припоев $T_{пл}$ была по меньшей мере на 80...100 °C ниже температуры плавления спаиваемых деталей [9, 10]. Это требование ограничивает выбор

припоев со стороны высоких температур. В то же время температура плавления припоя не должна быть ниже 1100 °С, что связано с тепловым режимом работы электрода, описанным ранее.

- Расплавы припоев должны обладать хорошей смачивающей способностью (низким краевым углом смачивания θ) и малой вязкостью, чтобы обеспечить быстрое затекание их в зазоры между спаиваемыми металлами [9, 10].

Особым требованием, предъявляемым к материалам элементов конструкции электродного узла газоразрядной лампы, является наличие у них низких эмиссионных свойств, т. е. все применяемые металлы должны иметь работу выхода электронов $e\phi$ больше, чем у катода на основе прессованного вольфрама с добавкой скандата бария ($e\phi = 1,6 \dots 2,4$ эВ [6]) или торированного вольфрама ($e\phi = 3,0$ эВ [5]). В противном случае разряд будет соприкасаться с элементами спая и приводить к разрушению газоразрядной лампы из-за перегрева токоввода.

В итоге проведенного анализа свойств материалов, применяемых в вакуумной технике, можно сделать вывод, что наиболее пригодными для получения требуемого спая являются молибден, титан и никель, используемые в элементах конструкции электрода, согласно табл. 2.

Таблица 2

Свойства материалов конструкции составного электрода

Свойство	Материал			Литература
	Mo	Ti	Ni	
Работа выхода электронов, эВ	4,3	3,95	4,5	[5, 11]
Температура плавления, °С	2630	1660	1453	[9]
Температурный коэффициент расширения при температуре 1000 °С, 10^{-6} K^{-1}	11,43	11,95	20,3	[11]
Давление пара при температуре 1000 °С, мм рт. ст.	< 10 ⁻¹⁰	< 10 ⁻⁸	< 10 ⁻⁴	[9]
Газовыделение после термообработки при 1000 °С, л·мм рт. ст./г	1,3·10 ⁻³	1,2·10 ⁻³	2·10 ⁻³	[9]
Использование материала в элементах конструкции, в соответствии с рис. 1, б	Держатель и втулка	Втулка или припой	Припой	—

Из табл. 2 видно, что в случае никеля наблюдается значительное превышение коэффициента расширения в сравнении с остальными металлами, но данный металл обладает высокой пластичностью и применяется в виде припоя, образующего при капиллярной пайке тонкий слой, который не создает больших напряжений в спае. Кроме этого, согласно диаграммам состояния сплавов никеля с молибденом и титаном:

- в системе Mo–Ni образуются три стабильные промежуточные фазы: MoNi, MoNi₃, MoNi₄ – и твердые растворы на основе Mo и Ni;
- в системе Ti–Ni образуются три соединения: Ti₂Ni, TiNi и TiNi₃.

Поэтому величина давления паров никеля над образовавшимися сплавами будет снижаться в силу правила аддитивности.

В ходе дальнейших наших исследований от использования титана в качестве материала держателя электрода и припоя пришлось отказаться, так как при изготовлении импульсных ксеноновых ламп по существующей технологии в ходе огневой обработки происходит распыление

титана, которое препятствует получению герметичного спая с кварцевой оболочкой и отрицательно влияет на эмиссионные свойства материала катода.

Таким образом, для окончательного выбора конструкции и разработки технологии комбинированного электрода требуется провести исследование спаев Мо с Мо посредством расплавления никелевого припоя.

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ СПАЕВ ЭЛЕМЕНТОВ ЭЛЕКТРОДА

Работы по созданию соединений пайкой металлов Мо–Мо никелевым припоем проводились в несколько этапов. Сначала нами было выполнено исследование краевого угла смачивания θ расплавом никеля молибденовой пластины. Методика данного эксперимента подробно рассмотрена в работе [1]. Известно [12], что θ припоев зависит от температуры и времени пайки, поэтому в этом эксперименте нами выбран режим нагрева не более 5 мин при температуре, превышающей $T_{\text{пл}}$ никеля на 50 °С, как это рекомендуется в работах [9, 10]. После расплавления никелевой таблетки при температуре 1490 °С и выдержки в течение 3 мин в вакуумной печи СШВЭ 1.2,5/25 наблюдается высокая растекаемость припоя по поверхности молибденовой пластины. В результате расчета по формуле К. Симагоки [1] краевой угол смачивания расплавом никеля поверхности молибдена составил 10...15°.

Вторым этапом было проведение расчета величины зазора между спаиваемыми деталями (см. рис. 1, б), исходя из уравнения высоты подъема жидкости за счет капиллярных сил (уравнение Лапласа) [10]:

$$d = \frac{2\sigma \cos \theta}{g\rho L_4}, \quad (1)$$

где L_4 , d – высота и ширина зазора (см. рис. 1, б); σ , ρ – поверхностное натяжение и плотность расплава припоя; θ – краевой угол смачивания; g – ускорение силы тяжести. Данные по поверхностному натяжению и плотности расплава заимствованы из [11] и составили для никеля: $\sigma = 1735$ мН/м, $\rho = 7,1$ г/см³. В результате вычисления по формуле (1) для высоты спая $L_4 = 5,0$ мм получена величина зазора $d = 0,1$ мм.

Третьим этапом было проведение пайки составного электрода. Для этого в высверленную полость втулки 3 перед установкой собранного с катодом 1 держателя 2 (рис. 1, б) закладывался никелевый припой в виде таблетки высотой 2 мм (образец 1) или кусочка фольги толщиной 200 мкм (образец 2). Собранные электроды устанавливались вертикально, катодом вверх. При этом на катоде размещался груз, обеспечивающий вытеснение расплава никеля в капиллярный зазор на высоту L_4 . Режим пайки составного электрода был аналогичен указанному выше ($T = 1490$ °С, 3 мин).

В результате проведения технологического процесса получены различные результаты пайки исследуемых образцов. В случае образца 1 наблюдалось образование вокруг держателя 2 мениска застывшего расплава на торцевой поверхности втулки 3, что связано с избыточной массой таблетки никелевого припоя и малым значением краевого угла смачивания. В то же время полученный нами результат позволил определить количественный состав материала образовавшегося мениска. Исследования проводились на рентгенофлуоресцентном анализа-

торе FISCHERSCOPE X-RAY, зонд которого перемещался по окружности сформированного пайкой мениска. В итоге проведенных измерений выявлено два состава образовавшихся сплавов: 94,3 % Мо, 5,7 % Ni (сплав 1) и 87,5 % Мо, 12,5 % Ni (сплав 2). Согласно диаграмме состояния системы молибден-никель [13], в нашем случае образовалась стабильная промежуточная фаза MoNi_4 (сплав 2) и твердый раствор никеля в молибдене. Учитывая тот факт, что исследуемые составы сформировались в ходе подъема расплава никеля по капиллярному зазору и постепенного растворения молибдена в никеле, то однозначного ответа о природе образовавшегося сплава на данном этапе получить не удалось. По этой причине нами были исследованы шлифы зоны продольного разреза электрода L_4 (см. рис 1, б). Одновременно был изготовлен шлиф для образца 2, у которого не наблюдалось выхода расплава никеля на торцевую поверхность втулки 3. В обоих случаях картина взаимодействия припоя с молибденовой втулкой и держателем электрода идентична, только в случае образца 2 полное заполнение капиллярного зазора (линия С, рис. 2) не произошло.



Рис. 2. Микроструктура паяного соединения молибденовых элементов никелевым припоем

Анализ приведенного на рис. 2 шлифа позволяет сделать следующие заключения.

1. В нашем случае процесс пайки происходит одновременно по двум механизмам [12]:
 - Путем статического взаимодействия, когда часть расплава никеля не перемещается относительно поверхности основного металла, а в зоне спая с молибденом образуется лунка D (см. рис. 2).
 - За счет динамического взаимодействия, когда вторая часть расплава никеля поднялась по капиллярному зазору (линия C на рис. 2) и образовался мениск на торцевой поверхности втулки 3 вокруг держателя 2 (см. рис. 1).
2. При динамическом взаимодействии, как и в случае капиллярного подъема припоя, по мере растворения никеля в молибдене наблюдается образование сплавов различных составов. Например, в точке A рентгенофлуоресцентный анализ показал наличие фазы следующего состава: 53,4 % (вес.) молибдена и 46,6 % (вес.) никеля; в то время как в точке B наблюдается уже другое соотношение: $\text{Mo/Ni} = 79,9/20,1$.
3. Наличие значительных зон взаимной растворимости никеля в молибдене требует проведения дополнительных технологических исследований, направленных на оптимизацию массы припоя.
4. Согласно диаграмме состояния системы никель-молибден, все исходные вещества и образовавшиеся сплавы обеспечивают целостность паяной конструкции при температурах ниже 1100 °С, что удовлетворяет рассмотренным выше требованиям, предъявляемым к электродному узлу.

Проведенные испытания разработанной конструкции электрода в составе импульсной ксеноновой газоразрядной лампы УФ-излучения подтвердили правомочность заложенных технических решений.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе предложены конструкция и технология изготовления составного электродного узла газоразрядной лампы, изготавливаемого пайкой молибденовых держателя электрода и втулки посредством расплава никеля. Преимущества предложенных конструкции и технологии заключаются в возможности повысить надежность газоразрядного прибора путем размещения в зоне L_2 (см. рис. 1, а) перед пайкой дополнительного высокотемпературного элемента (втулки) из электроизоляционного материала (керамика, сапфир), обеспечивающего концентрацию плазменного шнура на рабочей поверхности электрода L_1 и исключающего привязку разряда к конструктивным элементам в зонах L_2 и L_3 . Авторы выражают надежду, что представленные результаты будут полезны разработчикам различных приборов вакуумной и плазменной электроники.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гавриш, С. В. Исследование физико-химических процессов пайки конструктивных элементов газоразрядных ламп с сапфировой оболочкой / С. В. Гавриш, В. В. Логинов, С. В. Пучнина и др. // Сварочное производство. – 2019. – № 9. – С. 25 – 30.
2. Gavrish, S. V. Technology for producing permanent joints between sapphire and metals / S. V. Gavrish, V. V. Loguinov, S. V. Puchnina // Welding International. – 2015. – Vol. 29, No 1. – P. 78 – 80.
3. Маршак, И. С. Импульсные источники света / И. С. Маршак, А. С. Дойников, В. П. Жильцов и др. – М.: Энергия, 1978. – 472 с.
4. Рохлин, Г. Н. Разрядные источники света / Г. Н. Рохлин. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 720 с.
5. Амосов, В. М. Электродные материалы на основе тугоплавких металлов / В. М. Амосов, Б. А. Карелин, В. В. Кубышкин. – М.: Металлургия, 1976. – 224 с.
6. Баранова, В. И. Металлокерамические катоды на основе вольфрама со скандатом бария для газоразрядных приборов / В. И. Баранова, В. А. Коновалов, В. И. Шабуркина // Электронная техника. Сер. Электровakuумные и газоразрядные приборы. – 1984. – Вып. 6 (105). – С. 34 – 35.
7. Баранова, В. И. Методика и некоторые результаты исследования температурного поля электродов дуговых ламп сверхвысокого давления / В. И. Баранова, С. Ф. Лебедева, Г. С. Леонов и др. // Электронная техника. Сер. Электровakuумные и газоразрядные приборы. – 1984. – Вып. 1 (124). – С. 69 – 72.
8. Белоусова Л. Е. Расчет температуры электрода ксеноновой лампы / Л. Е. Белоусова // Светотехника. – 1983. – № 6. – С. 9.
9. Батыгин, В. Н. Вакуумно-плотная керамика и ее спаи с металлами / В. Н. Батыгин, И. И. Метелкин, А. М. Решетников. – М.: Энергия, 1973. – 408 с.
10. Гладков, А. С. Пайка деталей электровakuумных приборов / А. С. Гладков, О. П. Подвигина, О. В. Чернов. – М.: Энергия, 1967. – 288 с.
11. Григорьев, И. Е. Физические величины: Справочник / Под ред. И. Е. Григорьева, Е. З. Мейлихова. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 1232 с.
12. Петрунин, И. Е. Металловедение пайки / И. Е. Петрунин, И. Ю. Маркова, А. С. Екатова. – М.: Металлургия, 1976. – 264 с.
- 13д. Лякишев, Н. П. Диаграммы состояния двойных металлических систем / Под ред. Н. П. Лякишева. – М.: Машиностроение, 1997. – 514 с.

Статья поступила 14 августа 2020 г.

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

УДК 51

СВОЙСТВА ПЕРИОДИЧЕСКИХ ДРОБЕЙ

А. К. Балыко, Е. В. Терешкин, И. А. Балыко

АО «НПП «Исток» им. Шокина», г. Фрязино

Описаны удивительные свойства периодических дробей, в том числе и полезные в технике.

КС: простые числа, периодические дроби, длина периода

PROPERTIES OF RECURRENT FRACTIONS

A. K. Balyko, E. V. Tereshkin, I. A. Balyko

JSC «RPC «Istok» named after Shokin», Fryazino

The amazing properties of recurrent fractions, including those useful in technology, are described.

Keywords: prime numbers, recurrent fractions, period length

С периодическими дробями начинают знакомиться еще в начальной школе, когда рассматривают представление обыкновенных дробей десятичными дробями. Обыкновенная дробь $1/3$ имеет в десятичном представлении бесконечное число цифр $0,33333\dots$, и эти цифры повторяются. Запись $1/3 = 0,(3)$ получила название периодической дроби. Если в школе периодические дроби еще изучали, то в институтах, кроме математических, им вообще не уделялось внимание. Между тем периодические дроби обладают удивительными свойствами, в том числе и полезными в технике.

Периодические дроби получаются от деления 1 на простое число p .

Простые числа 2 и 5 не имеют периода, поскольку $1/2 = 0,5$ и $1/5 = 0,2$ – конечные десятичные дроби, остальные простые числа имеют период $1/p = 0,(a_1 a_2 \dots a_l)$, период обозначен в скобках, длина периода равна $L(p)$. Для простого числа $p = 3$ дробь $1/3 = 0,33333\dots = 0,(3)$; период равен 3; длина периода $L(3) = 1$. Для $p = 7$ дробь $1/7 = 0,(142857)$; период равен 142857; $L(7) = 6$. Для простых чисел натурального ряда ($N_0 = 600$) длины периодов приведены в табл. 1. Видно, что длина периода может принимать различные, в том числе и повторяющиеся, значения. При этом для больших простых чисел длина периода может быть и небольшой. Например: $L(239) = 7$, $L(271) = 5$, $L(521) = 52$, но в среднем с ростом p величина $L(p)$ увеличивается. Если для небольших p определить L сравнительно просто с помощью калькулятора или компьютера, то для больших p найти период непросто, поскольку разрядность даже мощных компьютеров не превышает 50 знаков, а уже для $p = 61$ длина периода $L = 60$. Найти длину такого периода с помощью, например, 30-разрядного компьютера невозможно.

Один из возможных путей определения периода L для простого числа p с помощью калькулятора, имеющего H разрядов при $H \ll L$, сводится к следующим действиям.

Таблица 1

p	3	7	11	13	17	19	23	29	31	37	41	43	47	53
$L(p)$	1	6	2	6	16	18	22	28	15	4	5	21	46	13
q	2	1	5	2	1	1	1	1	2	9	8	2	1	4
r	1	5	10	4	12	2	7	3	28	26	37	13	33	16
p	59	61	67	71	73	79	83	89	97	101	103	107	109	113
$L(p)$	58	60	33	35	8	26	41	44	96	4	34	53	108	112
q	1	1	2	2	9	3	2	2	1	25	3	2	1	1
p	127	131	137	139	149	151	157	163	167	173	179	181	191	193
$L(p)$	42	130	8	46	148	75	78	81	166	43	178	180	95	192
q	3	1	17	3	1	2	2	2	1	4	1	1	2	1
p	197	199	211	223	227	229	233	239	241	251	257	263	269	271
$L(p)$	98	99	30	222	113	228	232	7	30	50	256	262	268	5
q	2	2	7	1	2	1	1	34	8	5	1	1	1	54
p	277	281	283	293	307	311	313	317	331	337	347	349	353	359
$L(p)$	69	28	141	142	153	310	312	79	110	336	173	116	32	358
q	4	10	2	2	2	1	1	4	3	1	2	3	11	1
p	367	373	379	383	389	397	401	409	419	421	431	433	439	443
$L(p)$	366	186	378	382	388	99	200	204	418	420	215	432	438	221
q	1	2	1	1	1	4	2	2	1	1	2	1	1	2
p	449	457	461	463	467	479	487	491	499	503	509	521	523	541
$L(p)$	32	152	460	154	233	478	486	490	498	502	508	52	261	540
q	14	3	1	3	2	1	1	1	1	1	1	10	2	1
p	547	557	563	569	571	—	—	—	—	—	—	—	—	—
$L(p)$	91	278	562	568	570	—	—	—	—	—	—	—	—	—
q	6	2	1	1	1	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Сначала на калькуляторе находится дробь $1/p = 0, a_1 a_2 \dots a_{H-1} a_H$.

Если простое число p однозначное (3 и 7), то число a_H умножается на p ; из 10 вычитается число единиц полученного произведения, результат делится на p и находится продолжение периодической дроби.

Если простое числа p двухзначное (11, 13, 17, 19, ...), то число $a_{H-1} a_H$ умножается на p ; из 100 вычитается число десятков и единиц полученного произведения; результат делится на p и находится продолжение периодической дроби.

Если простое числа p трехзначное (101, 103, 107, 109, ...), то число $a_{H-2} a_{H-1} a_H$ умножается на p ; из 1000 вычитается число сотен, десятков и единиц полученного произведения, результат делится на p и находится продолжение периодической дроби. И так далее.

Пример. Калькулятор имеет 9 разрядов ($H = 9$). Простое число $p = 47$.

1. Начальная десятичная дробь, полученная на калькуляторе, $1/47 = 0,021276595$.

2. Находим произведение $95 \cdot 47 = 4465$, разность $100 - 65 = 35$ и частное $35/47 = 0,744680851$.

Далее продолжаем:

$$51 \cdot 47 = 2397, \quad 100 - 97 = 3, \quad 3/47 = 0,063829787;$$

$$87 \cdot 47 = 4089, \quad 100 - 89 = 11, \quad 11/47 = 0,234042553;$$

$$\begin{aligned} 53 \cdot 47 &= 2491, \quad 100 - 91 = 9, \quad 9/47 = 0,191489361; \\ 61 \cdot 47 &= 2867, \quad 100 - 67 = 33, \quad 33/47 = 0,702127659. \end{aligned}$$

3. Собираем цифры всех найденных десятичных разложений:

0,02127659**5**7446808**5**10638297**8**72340425**5**31914893**6**1702127659.

4. В этом десятичном разложении после 617 цифры начинают совпадать с начальными цифрами десятичной дроби, поэтому период заканчивается цифрой 7.

5. Таким образом, длина периода $L(47) = 46$.

При рассмотрении табл. 1 можно сделать следующие выводы.

1. Длина периода $L(p)$ всегда кратна $p - 1$ (теорема Гаусса).

2. Коэффициенты кратности $q = (p - 1)/L(p)$ приведены в табл. 1.

Для большинства простых чисел $q = 1$. Так, для натурального ряда ($N_0 = 600$) число простых чисел $N = 109$ (см. табл. 1), а число чисел n_1 с $q = 1$ равно 48 (44 %); число чисел n_2 с $q = 2$ равно 30 (27,5 %); число чисел n_3 с $q = 3$ равно 8 (7,3 %); число чисел n_4 с $q = 4$ равно 5 (4,6 %) и т. д. Общее число простых чисел с q , равным 1, 2, 3, 4 и 5, составляет 88 % от числа всех простых чисел в натуральном ряду до 600.

3. Длина периода L может быть любым числом, как четным, так и нечетным. От четности периода зависят свойства периодических дробей.

4. Чем больше q , тем меньше простых чисел с таким q . Неизвестно, может ли q быть любым натуральным числом в бесконечном ряду чисел.

5. Неизвестно, может ли $L(p)$ быть любым натуральным числом.

6. С ростом N_0 число чисел n_1 с периодом $L(p) = p - 1$ увеличивается, но закон возрастания неизвестен.

Из перечисленного видно, что в теории периодических дробей имеется еще много нерешенных задач. Некоторые из них мы рассмотрим.

Если периодическую дробь $1/p$ умножить на натуральное число $m < p$, то получается также периодическая дробь, с тем же периодом, порядок чисел внутри периода не меняется, но первое число меняется. Так, для $p = 7$ имеем $1/7 = 0,(142857)$, $2/7 = 0,(285714)$, $3/7 = 0,(428571)$, $4/7 = 0,(571428)$, $5/7 = 0,(714285)$, $6/7 = 0,(857142)$. Видно, что внутри периода получается перестановка одних и тех же чисел. В ряду таких перестановок существует циклическая перестановка, в которой каждая последующая десятичная дробь отличается от предыдущей сдвигом ровно на одну позицию вправо, при этом последнее число становится первым. Для рассматриваемого примера имеем: $1/7 = 0,(142857)$, $5/7 = 0,(714285)$, $4/7 = 0,(571428)$, $6/7 = 0,(857142)$, $2/7 = 0,(285714)$, $3/7 = 0,(428571)$.

Видно, что, для того чтобы получить циклическую перестановку, нужно первоначальную периодическую дробь последовательно умножать на последовательность чисел **1, 5, 4, 6, 2, 3**.

Как для простого числа p определить эту последовательность чисел? Оказывается, что для любого простого числа p , не равного 2 и 5, существует число r , такое, что циклическая перестановка чисел внутри периода достигается путем умножения дроби $1/p$ на последовательность чисел $r_1, r_2, \dots, r_L$, каждое из которых находится из формулы $r_k = r^{k-1} \pmod{p}$, где $k = 1, 2, \dots, L$, при этом число $r = (1 + p \cdot a_L)/10^*$.

Доказательство этого утверждения несложное, но мы его опустим, ограничиваясь только числовым примером для $p = 7$: $L = 6$, $1/p = 0,(142857)$, $a_6 = 7$, $r = (1 + 7 \cdot 7)/10 = 5$,

*Понятие модуля $v \pmod{p}$ – остатка от многократного деления v на p – впервые ввел великий русский математик Леонард Эйлер.

$$\begin{aligned}
r_1 &= 5^0(\bmod 7) = 1, \quad r_2 = 5^1(\bmod 7) = 5, \\
r_3 &= 5^2(\bmod 7) = 25(\bmod 7) = 4, \quad r_4 = 5^3(\bmod 7) = 125(\bmod 7) = 6, \\
r_5 &= 5^4(\bmod 7) = 625(\bmod 7) = 2, \quad r_6 = 5^5(\bmod 7) = 3125(\bmod 7) = 3.
\end{aligned}$$

Поскольку наибольшее число чисел p имеют длину периода $L = p - 1$ (см. табл. 1), то рассмотрим подробнее свойства этих дробей.

1. Сумма чисел периода $S_1 = \sum a_i = 9(p-1)/2$. Покажем это опять для $p=7$. $1/p = 0,(a_1 a_2 a_3 a_4 a_5 a_6) = 0,(142857)$. Из определения периодической дроби $1/p = 0,a_1 a_2 a_3 a_4 a_5 a_6 a_1 a_2 a_3 a_4 a_5 a_6 \dots = 0,a_1 a_2 a_3 a_4 a_5 a_6 (1 + 10^{-6} + 10^{-12} + \dots) = a_1 a_2 a_3 a_4 a_5 a_6 / (10^6 - 1) = a_1 a_2 a_3 a_4 a_5 a_6 / 999999$. Отсюда $p(a_1 a_2 a_3 a_4 a_5 a_6) = 999999$.

Раскроем произведение:

$$\begin{aligned}
p \cdot a_6 &= 9 + b_5 \cdot 10, \\
b_5 + p \cdot a_5 &= 9 + b_4 \cdot 10, \\
b_4 + p \cdot a_4 &= 9 + b_3 \cdot 10, \\
b_3 + p \cdot a_3 &= 9 + b_2 \cdot 10, \\
b_2 + p \cdot a_2 &= 9 + b_1 \cdot 10, \\
b_1 + p \cdot a_1 &= 9.
\end{aligned}$$

Суммируя равенства, приходим к уравнению $\sum_{k=1}^{L-1} b_k + p \sum_{k=1}^L a_k = 9(p-1) + 10 \sum_{k=1}^{L-1} b_k$. Отсюда

$$\sum_{k=1}^L a_k = 9 \left(p-1 + \sum_{k=1}^{L-1} b_k \right) / p.$$

Поскольку $\sum_{k=1}^{L-1} b_k$ – это сумма чисел от 1 до $L-1$, то $\sum_{k=1}^{L-1} b_k = L(L-1)/2$.

Таким образом, $S_1 = \sum_{k=1}^L a_k = 9 \cdot L/2 = 9 \cdot (p-1)/2$. Для $p=7$ сумма $S_1 = 9 \cdot 3 = 27$.

2. Сумма пар чисел в периоде $S_2 = \sum a_i a_{i+1} = 99 \cdot (p-1)R$. Коэффициент R для ряда простых чисел приведен в табл. 2.

Таблица 2

p	7	17	19	23	29	47	59	61	97
R	1/6	1/4	2/9	2/11	1/4	11/46	13/58	1/4	1/6

3. Если L делится на 3, то сумма $S_3 = \sum a_i a_{i+1} a_{i+2} = 999 \cdot (p-1)/6$.

4. Для простого числа $p=61$, длина периода которого (60) имеет 12 делителей, имеем: $S_1 = 30 \cdot 9$; $S_2 = 15 \cdot 99$; $S_3 = 10 \cdot 999$; $S_4 = 7 \cdot 9999$; $S_5 = 6 \cdot 99999$; $S_6 = 5 \cdot 999999$; $S_{10} = 3 \cdot 9999999999$; $S_{12} = 2 \cdot 999999999999$; $S_{15} = 2 \cdot$ (число из 15-ти девяток); S_{20} – число из 20-ти девяток; S_{30} – число из 30-ти девяток.

5. В середине периода располагается число **9** (см. пример с $p=23$, приведенный далее).

6. Любой период содержит числа от 0 до 9. Количество этих чисел симметрично относительно середины (табл. 3).

Таблица 3

0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$C1$	$C2$	$C3$	$C4$	$C5$	$C5$	$C4$	$C3$	$C2$	$C1$

Пример: $p = 23$. $1/p = 0,(0434782608695652173913)$, табл. 4.

Таблица 4

0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
2	2	2	3	2	2	3	2	2	2

7. Разность чисел между двумя половинами периода симметрична относительно середины. Для $p = 23$ две половины периода – это 04347826086 и 31937125659, разность между ними приведена в табл. 5.

Таблица 5

0	4	3	4	7	8	2	6	0	8	6
3	1	9	3	7	1	2	5	6	5	9
-3	3	-6	1	0	7	0	1	-6	3	-3

8. Разность между половинами чисел остатков в дроби $1/p$ симметрична относительно середины.

Для $p = 17$ имеем: $1/17 = 0,(0588235294117647)$, $q = 8$, остатки от деления $1/17$ и разность между половинами имеют вид

1	10	15	14	4	6	9	5	16
1	12	8	11	13	3	2	7	16
0	-2	7	3	-9	3	7	-2	0.

Для $p = 19$: $1/19 = 0,(052631578947368421)$, $q = 9$, остатки от деления $1/19$ и разность между половинами имеют вид

1	10	5	12	6	3	11	15	17	18
1	2	4	8	16	13	7	14	9	18
0	8	1	4	-10	-10	4	1	8	0.

9. Определенный интерес представляет определение остатков от деления b_n без применения самого действия деления. Эти остатки подчиняются формуле возвратной последовательности:

$$\begin{aligned}
 p = 7. \quad b_n &= (b_{n-1} + b_{n-2} + b_{n-3}) \bmod 7; \\
 p = 17. \quad b_n &= (b_{n-1} + b_{n-2} + b_{n-3} - b_{n-4}) \bmod 17; \\
 p = 19. \quad b_n &= (b_{n-1} + b_{n-2} - b_{n-3} - b_{n-4}) \bmod 19; \\
 p = 22. \quad b_n &= (b_{n-1} + b_{n-2} - b_{n-4}) \bmod 23; \\
 p = 29. \quad b_n &= (b_{n-1} + b_{n-2} - b_{n-5}) \bmod 29; \\
 p = 47. \quad b_n &= (b_{n-1} - b_{n-3} + b_{n-5}) \bmod 47; \\
 p = 59. \quad b_n &= (-b_{n-2} + b_{n-3} + b_{n-4}) \bmod 59; \\
 p = 61. \quad b_n &= (b_{n-1} - b_{n-2} + b_{n-3} + b_{n-4}) \bmod 61; \\
 p = 97. \quad b_n &= (-b_{n-1} + b_{n-3} - b_{n-5}) \bmod 97 \text{ и т. д.}
 \end{aligned}$$

В дальнейших работах будут рассмотрены свойства периодических дробей с $q = 2, 3, 4, 5$ и т. д., которые также оказываются весьма интересными.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Семенова, Л. А.** Периодические дроби / Л. А. Семенова // Квант. – 2000. – № 2. – С. 25 – 29.
2. **Ерошин, Е. А.** Периодические десятичные дроби / Е. А. Ерошин // Математическое просвещение. Сер. 3. – 2004. – Вып. 8. – С. 239 – 345.
3. **Горин, Е. А.** Задача часовщика / Е. А. Горин // Математическое просвещение. Сер. 3. – 2012. – Вып. 16. – С. 145 – 150.
4. **Войтицкий, В. И.** Дробная форма натурального числа и ее применение в задачах на циклические перестановки цифр / В. И. Войтицкий // Математическое просвещение. Сер. 3. – 2012. – Вып. 16. – С. 151 – 164.

Статья поступила 1 июня 2020 г.

=== НОВЫЕ КНИГИ ===

Векторные анализаторы цепей сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн / В. А. Богущ, А. В. Гусинский, Г. А. Шаров и др. – М.: Горячая линия – Телеком, 2019. – 656 с.

Приведен анализ методов и средств измерения параметров СВЧ-цепей, рассмотрены различные принципы и методы построения векторных анализаторов цепей (ВАЦ), а также сигнальные процессы и соответствующие устройства, используемые в ВАЦ (модулирование и детектирование сигналов, преобразование частоты, формирование квадратурных сигналов измерительной информации и др.). Рассмотрены вопросы, связанные с частотно-временными преобразованиями в ВАЦ и измерениями во временной области. Большое внимание уделено моделированию ошибок, методам и средствам калибровки ВАЦ, оценке точности измерений ВАЦ. Описаны волноводные компоненты ВАЦ миллиметровых волн. Приведены описания и технические характеристики некоторых современных типов ВАЦ и их применение в различных областях. Представлены теоретические материалы по рассматриваемым вопросам.

Приведены справочные данные о некоторых наиболее часто применяемых в СВЧ-измерениях физических единицах, таблицы перевода одной величины в другую, параметры и потери волноводов миллиметровых длин волн и др.

Для специалистов в области измерительной техники СВЧ. Книга будет полезна студентам вузов, обучающимся по радиотехническим, радиофизическим и инфокоммуникационным направлениям, аспирантам и преподавателям.

ИСТОРИЯ

УДК (09)

УЧЕНЫЕ «ИСТОКА» – ВЕТЕРАНЫ ВЕЛИКОЙ ОТЕЧЕСТВЕННОЙ ВОЙНЫ

Часть 3

А. К. Балыко

АО «НПП «Исток» им. Шокина», г. Фрязино

Т. А. Балыко, учитель истории

Общеобразовательная средняя школа № 16, г. Щелково

SCIENTISTS OF «ISTOK» – VETERANS OF THE GREAT PATRIOTIC WAR

Part 3

A. K. Balyko

JSC «RPC «Istok» named after Shokin», Fryazino

T. A. Balyko, history teacher

Comprehensive secondary school № 16, Shchelkovo

АЛЕКСАНДР ГРИГОРЬЕВИЧ ДУДКИН



А. С. Дудкин

На аллее Героев наукограда Фрязино, созданной в 1973 году при активном участии заместителя генерального директора «Истока» по общим вопросам Константина Алексеевича Амосова, силами комсомольской организации «Истока», возглавляемой Виталием Николаевичем Колодинским, стоит бюст Герою Советского Союза Александру Григорьевичу Дудкину.

Почтить память офицера, отдавшего свою жизнь за спасение нашей Родины, приходят горожане, приезжают его родственники, сослуживцы, а молодежь ежегодно возлагает к бюсту цветы и гирлянды из хвойных ветвей.

Бойцы роты, которой командовал наш земляк Александр Дудкин, первыми в Красной Армии выдворили фашистских захватчиков за пределы Советского Союза. Произошло это 17 августа 1944 года.

В те дни все воины, солдаты и офицеры 184-й дивизии, в которой служил Александр Дудкин, горели желанием выйти первыми к границе с Восточной Пруссией, но этой чести удостоилась рота гвардии старшего лейтенанта А. Г. Дудкина. Сам командир уже успел



пройти с боями от Сталинграда в 1942 году через сражения под Прохоровкой в июле 1943 года и под Смоленском в сентябре 1943 года, участвовал в освобождении Белоруссии и Литвы.

Той исторической ночью группа бойцов из 180 человек под руководством командира роты А. Дудкина форсировала реку Шешупа сквозь стену огня. Прорвавшись в глубину ожесточенной обороны противника, они овладели населенным пунктом Слобода и разрушили созданный там врагом центр обороны. Гитлеровцы бросили против советских бойцов свой ближайший резерв, но рота в рукопашной схватке разбила и этих фашистских захватчиков. Германские офицеры запаниковали, они в очередной раз почувствовали скорый конец гитлеровской империи, против группы бросили последние 300 солдат и 12 танков, но бойцы под командованием А. Дудкина, обретя второе дыхание, отсекали пехоту от танков. В этот момент немецкую технику уже взяли на себя подоспевшие артиллеристы Красной Армии, что позволило «дудкинцам» разбить превосходящих их по численности пехотинцев противника. Немцы признали свое поражение и окончательно успокоились. Весь этот решающий бой длился шесть часов, и в 5 часов утра обескровленная рота лейтенанта А. Дудкина вышла к государственной границе СССР и там закрепились. Весть о том, что немецкие оккупанты впервые были изгнаны с территории Советского Союза, быстро облетела все фронты.

– Товарищи бойцы, – говорил на митинге своим солдатам месяц спустя Александр Дудкин, удостоенный за блестяще проведенное сражение звания Героя Советского Союза, – это не мой подвиг. Это наш подвиг, каждого из вас, кто бился на реке Шешупа, кто прошел через весь этот ад. Это подвиг тех наших боевых товарищей, кто уже никогда не вернется к своим матерям, женам, сестрам, невестам. Да, мы первыми подошли к границе, мы начинаем выгонять немцев со своего отечества, а значит, день нашей победы близок, но до этого дня еще большой путь. До полной победы нам надо набраться сил и терпения. И не за себя мы сражаемся с врагом в развязанной им против нас войне. Мы отстаиваем священное для каждого из нас дело. Мы сражаемся за наш великий народ, за наших родителей, детей, внуков и правнуков. Мы сражаемся за наше отечество. Поэтому эта война для нас Священная, Великая, Отечественная. Я хотел бы, чтобы наш ратный путь был оценен не только звездами, орденами и медалями, а памятью потомков, которые после нашей победы будут продолжать рождаться на земле русской, на земле наших предков. Слава вам, дорогие мои однополчане!

Александр Дудкин говорил эти слова, когда ему было всего 22 года.

Сегодня его именем названа улица Фрязино, где на одном из домов в его честь установлена мемориальная доска. Во Фрязинской средней общеобразовательной школе № 3, носящей с 1973 года его имя, создан музей 184-й Духовщинской Краснознаменной орденов А. Суворова и М. Кутузова стрелковой дивизии, в которой служил А. Г. Дудкин.

– В 1983 году, – рассказывала руководитель музея Н. П. Алексеева, – я преподавала химию и была классной руководителем у 9 «А» класса. Мы съездили всем классом на встречу ветеранов в Москву, в Парк культуры. Детям понравилась царящая среди участников Великой Отечественной войны атмосфера, их рассказы, и школьники с радостью восприняли идею о создании в школе Музея боевой славы. Усиленная работа началась в 1984 году. Делалось все руками учеников, которые посвящали немалую долю свободного времени на поиск исторических материалов, ребята вели переписку с ветеранами дивизии, привозили с раскопок найденные военные трофеи, каски, штыки, фляжки. Бывший директор школы М. И. Ульянова поддержала нашу деятельность и задействовала все свои административные ресурсы. «Фрязинский завод им. 50-летия СССР» помог оборудовать помещение музея, предоставил стенды и столы, уста-



новил подсветку. Со всех концов страны в музей стали стекаться экспонаты, мы установили обширные контакты, что позволило периодически вывозить учеников школы на экскурсии по местам боев этой дивизии. Мальчики и девочки побывали на месте боев на Курской дуге, в Смоленске, в Брестской крепости. К нам в город на встречи со школьниками приезжали ветераны Великой Отечественной войны, которые делились с ребятами историей боевого пути легендарной дивизии и своим жизненным опытом. В нашей школе № 3, благодаря стараниям директора школы В. М. Жадовой и заместителя директора по воспитательной работе Т. М. Забуренной, очень хорошо поставлено военно-патриотическое воспитание школьников, поддерживается связь и с воинами, служившими в Афганистане и Чечне. В 2002 году на фасаде школы открыты мемориальные доски героям уже современных войн – фрязинцам Джону Зотову и Павлу Блинову, которые достойно защищали свою Родину и отдали за нее свои жизни.

А. Г. Дудкину воздвигнуты памятники далеко за пределами нашего города. Его бюст установлен в школе поселка Свердловский Щелковского района, где Александр получил семилетнее образование. Уже с детских лет мальчик зарекомендовал себя деловым и компанейским человеком. «Шурик, – делилась воспоминаниями его сестра Тамара Григорьевна, – отличался большой ответственностью, все свои обещания он старался выполнить, несмотря ни на какие препятствия. Огромную роль в этом сыграло воспитание, полученное от нашего отца Григория Федоровича Дудкина».

Александр Дудкин родился 7 сентября 1921 года в деревне Громково Ногинского района Московской области, в крестьянской семье. В доме Дудкиных 8 детей росли в постоянной помощи родителям, в повседневном труде и заботах, работая на приусадебном участке и в колхозе, где их отец был председателем. Трудолюбие сочеталось в детях с тягой к учению. Ежедневно Александр делал пешие семикилометровые марш-броски до школы и обратно. В 1937 году паренек поступает в Щелковское фабрично-заводское училище, где получил профессию слесаря-инструментальщика. С 1939 года Александр работает в инструментальном цехе фрязинского завода «Радиолампа» (на его территории в 1943 г. был организован НИИ-160, впоследствии НПП «Исток»). Однако в 1941 году начинается война, в октябре предприятие эвакуировалось в города Ташкент и Уфу, а Александр Дудкин, окончив учебу во Владимирском пехотном училище, сразу отправился в самое пекло – в Сталинград.



Бюст А. Г. Дудкина, установленный на аллее Героев г. Фрязино

Сейчас в инструментальном цехе НПП «Исток» создан Уголок боевой славы и установлен бюст Героя Советского Союза А. Г. Дудкина.

А. Г. Дудкин отмечен в городе Щелково на мемориальной доске 60-ти Героев Советского Союза.

В зале Славы Музея Великой Отечественной войны на Поклонной горе в Москве золотыми буквами высечено имя нашего земляка.

В Историческом музее областного города Калининграда установлена мемориальная доска с описанием выхода роты А. Дудкина к границе СССР.

Александр Григорьевич Дудкин умер после тяжелого ранения в Минском госпитале в 1944 г. В 1997 году его прах был перезахоронен на кладбище города Фрязино.

АНАТОЛИЙ СТЕПАНОВИЧ ОРЕШКИН

Выпускник Щелковского техникума электронного приборостроения Анатолий Степанович Орешкин в 1950 году был направлен во Фрязино на работу в НИИ-160, ныне АО «НПП «Исток» им. Шокина». Окончив затем радиофакультет в Московском авиационном институте, он в 1960 году возглавил на предприятии лабораторию и проработал в ней на этой должности 25 лет. Анатолий Степанович – почитаемый на «Истоке» и в городе ветеран Великой Отечественной войны, фронтовик.

Руководитель кружка радиотехники А. Смирнов работал главным киномехаником концертного зала автозавода в городе Нижний Новгород, что приводило к нему на занятия многих молодых любителей синематографа, в том числе и Анатолия Орешкина, который восторженно посмотрел фильм «Чапаев» 17 раз. Здесь же, в кружке А. Смирнова, началось его первое знакомство со схемами, радиолампами и антеннами. Он навсегда полюбил эту отрасль техники...

Когда в 1940 году он был призван на срочную службу в армию на Дальний Восток, то занял в артдивизионе 25-го укрепрайона, базировавшегося у города Лесозаводск, должность радиста. Это было время учений, маневров и тренировок. А по воскресеньям в дивизионе крутили фильмы, многие из которых Анатолий знал наизусть.

22 июня 1941 года показ очередного фильма был прерван – на сцену поднялся политработник и объявил, что на нашу советскую Родину вероломно напал страшный враг. «Немцы, фрицы, фашисты, гитлеровцы, звери, ублюдки...» – как только не называл впоследствии русский народ этих захватчиков. Началась священная для СССР война. Личный состав дивизиона отправили на курсы усовершенствования командного состава войск связи, и в декабре 1941 г. Анатолий Орешкин, получив звание младшего лейтенанта, стал командиром взвода связи артиллерийского полка. Только в мае 1943 года из дальневосточников стали формировать артиллерийскую бригаду для передислокации на Западный фронт. В это время Анатолий был уже заместителем начальника связи минометного полка. Бойцов погрузили в товарные вагоны и повезли к Москве. 12 суток в пути. Война к тому времени унесла у каждого солдата столько жизней родственников и знакомых, что каждый из них свыкся с мыслью о своей неминуемой смерти, никто не думал о ней. Невзрачная печушка в середине вагона, одна самокрутка по кругу и нескончаемые анекдоты в среде солдат. Еще в школе директор школы пытался отучить Анатолия от курения. В десятом классе перед выпускными экзаменами он поймал ребят с папиросами в зубах: «Выгоню из школы!». Юноши заволновались и пошли за советом к начальнику районного отдела народного образования. «Не беспокойтесь, – сказал тот, – ваш директор добрый человек, все будет нор-



А. С. Орешкин

мально, он просто хотел вас поругать». Экзамены прошли успешно, а на выпускном вечере директор подошел к компании мальчиков и предложил закурить. В шутку, конечно. Между тем в товарном вагоне, перевозившем бойцов с Дальнего Востока на Западный фронт, иногда было не до шуток. Под Омском к родителям сбежал солдат, с которым Анатолий много дней коротал путь. Спецслужбы его разыскали и посадили в следующий эшелон. Составы с бойцами к Западному фронту ехали непрерывно, один за другим, да так часто, что на железной дороге иногда создавались пробки. По всему было видно, что в войне наступал решительный перелом.

Анатолий Орешкин прибыл на фронт в январе 1944 года и сразу ощутил дыхание смерти. Разгрузившись, бригада в полном составе двинулась к линии фронта. Огромная колонна с техникой растянулась на несколько километров. Среди бела дня. Это была непозволительная оплошность. Немецкий разведывательный самолет заметил удобную добычу, через пять минут прилетели вражеские бомбардировщики. Бригада понесла серьезные потери, но впредь передвигалась только ночью.

Днем шли бои. Анатолий Орешкин – начальник связи 4-го дивизиона. В его задачу входит установка и поддержание связи.

– Когда мы приезжали на линию фронта, – пояснял Анатолий Степанович, – то командир дивизии выбирал наблюдательный пункт, откуда можно будет видеть и наши части, и вражеские позиции. Я тоже находился там же и обеспечивал связь командования с четырьмя артбатареями и пехотой, атаку которой призвана была поддерживать артиллерия. Мои солдаты с катушками на спинах тянули провод, радисты сидели в окопах. В случае нарушения связи, ее надо было срочно восстанавливать и нередко прямо во время боя. Ответственность за все это лежала на мне.

В составе 2-го Украинского фронта связист А. Орешкин принимал участие в Корсунь-Шевченковской операции. Советские войска тогда окружили и ликвидировали 15 крупных немецких соединений. Ощущалась нехватка снарядов. В Красной Армии во время войны по боеприпасам нередко существовал дефицит. Ответность перед высшим руководством была за каждый патрон. На учениях стреляли даже не холостыми, а просто целились и щелкали курком. Однажды, еще на Дальнем Востоке, Анатолий ночью наткнулся на волчий след и зарядил свое оружие боевыми патронами. Зверя не встретил, но разрядить ствол забыл. Утром на стрельбище прицелился по мишени, нажал на спусковой крючок и оглушил всех настоящим выстрелом. Это было категорически запрещено. Велась всеобщая экономия боеприпасов.

«Ну, ладно, – сказал командир полка, – пойдем, посмотрим, как ты стрелял. Если хорошо – прощу. Если нет – раскручу по полной». Все двинулись за нами. Пуля попала в «девятку». «Изыщи возможность, – сказал командир начальнику по вооружению, – списать этот патрон. Сейчас и на фронте патронов иногда не хватает, чтобы добить отступающего врага».

– Бывало, выскочишь на пригорок, – вспоминает Анатолий Степанович, – видишь, что немецкий обоз уходит, а выстрелить нечем. Ждем снарядов и продолжаем преследование...

В 1944 году фашисты уже всю бежали от нас. Помню, в городе Городище среди брошенной оккупантами техники одна машина была набита советскими и немецкими обгоревшими деньгами. В Молдавии нашей бригаде пришлось идти по лесу среди брошенных немцами боеприпасов. Как раз в этот момент враг начал бомбить с самолетов. Ужас! Взрывы и сверху, и снизу. Выбрались, слава богу, без потерь и дальше – на Берлин. Во время Ясско-Кишиневской операции в Румынии наблюдательный пункт был установлен в монастыре, вокруг него росла шикарная дубрава. После четырех месяцев боев дубравы здесь как не бывало. К сожалению, люди погибали гораздо быстрее, чем деревья....



...Приближаясь к Берлину, наша артиллерия стала работать прямой наводкой, так что растягивать проводочную связь уже надобности не было. У нас появилось свободное время. Я научился вождению на трофейной немецкой машине. На окраинах Берлина мы ходили достаточно спокойно, даже попробовали вина из так называемого «погребка Гитлера». Но в целом впечатление от немецкой столицы осталось неприятным...

...Немцы – народ организованный. Они создавали многочисленные народные дружины и беспрерывно тушили пожары в городе. Даже после сокрушительного поражения они с любовью относились к своей столице, своей стране. И нам, советским воинам, тем более с огромной гордостью за свою страну было ощущать себя победителями немцев, вероломно вторгнувшихся в нашу страну. Своей легендарной Победой русский народ показал всему миру, что, несмотря на всю организованность и практичность немцев, наши солдаты, офицеры и командиры оказались сильнее их. Я думаю, что мы были сильнее не только в организации военных сражений. Мы были сильнее их своим русским духом!

ВИКТОР ПЕТРОВИЧ СЕРЕБРОВ

Родившись в день рождения комсомола, 29 октября 1925 года, в деревне Карасиха Горьковской области, Виктор Петрович Серебров навечно в душе остался молодым. Постоянно стремился своим честным трудом и знаниями к достижению лучшей жизни, за которую всегда боролся. Он участвовал в защите нашей Родины от фашистских захватчиков, за что был заслуженно отмечен правительственными наградами.

Перед войной пятнадцатилетний Виктор закончил ремесленное училище в городе Горьком, на величественной Волге. В январе 1943 года, не достигнув призывного 18-летнего возраста, пришел в Воскресенский райвоенкомат Горьковской области и упросил комиссию послать его защищать Родину. Сколько таких же мальчишек уходили раньше призывного возраста на фронт! Кто из них думал тогда о смерти. Все они шли бить ненавистных немцев, фашистов, гитлеровцев.

Войну простой русский парень начал простым солдатом и закончил младшим сержантом. Природная смекалка русского паренька позволила ему досконально освоить воинскую специальность минометчика. Но боевой путь минометчика, как правило, очень короток – меньше года. Тем более что на долю Виктора пришлось бои в направлении Гжатск – Вязьма – Ельня – Ярцево. Уже под Смоленском в 1943 году он был тяжело ранен. После госпитализации и неполного выздоровления в декабре 1943 года Виктор Петрович был демобилизован. Было ему тогда чуть больше 18 лет. В эти-то годы его должны были только призвать в действующую армию, а он уже прошел нелегкий фронтовой путь, участвовал во многих военных операциях и был тяжело ранен. Такая вот непростая судьба у дорогого нам Виктора Петровича.



В. П. Серебров, 1943 г.



В. П. Серебров награжден медалями, а уже после окончания Великой Отечественной войны орденом Отечественной войны II степени.

Вернувшись с фронта, Виктор Петрович работал бригадиром в колхозе, поднимал сельское хозяйство в родной деревне Карасиха, но его молодая душа требовала перемен. Он поступил в Горьковский радиотехникум, по окончании которого был направлен работать во Фрязино на «Исток». 65 лет проработал он на одном месте – в НПК-17. С 1 сентября 1949 года Серебров В. П. прошел «двойной» трудовой путь: сначала от техника до старшего инженера, а после достижения пенсионного возраста обратно – от инженера до рабочего, став отличным регулировщиком радиоэлектронной аппаратуры и приборов и показав себя высококвалифицированным инициативным специалистом, способным реанимировать любой электронный прибор или установку. Ни один начальник НПК-17 даже и подумать не мог, чтобы коллектив славного подразделения «Истока» расстался бы с уважаемым участником Великой Отечественной войны и ветераном труда. За трудовые заслуги Виктор Петрович награжден юбилейной медалью «За доблестный труд. В ознаменование 100-летия со дня рождения В. И. Ленина» и медалью «Ветеран труда».



В. П. Серебров, 1991 г.

Виктор Петрович всегда занимал активную жизненную позицию и пользовался в коллективе всеобщим уважением и любовью. Он никогда не отказывал в помощи друзьям и сослуживцам. Ремонтировал любую бытовую технику – был «мастером – золотые руки».

Работая на «Истоке», познакомился он со своей женой и в браке прожил 51 год, отметив золотую свадьбу. Вырастил детей, внуков. Вся жизнь его прошла на «Истоке», но и дома не сидел без дела. Возделывал огород и выращивал сад. Умер в 2017 году в возрасте 92 лет.

НИКОЛАЙ МИХАЙЛОВИЧ ТЕРЕШИН

Тридцать лет назад физкультурники, занимавшиеся на фрязинском стадионе «Олимп», могли наблюдать, как ежедневно по вечерам уже немолодой мужчина круг за кругом шагает по беговой дорожке. И даже после ухода со стадиона последнего спортсмена он не покидал эту дорожку. Фрязинцы старшего поколения подходили к нему, здоровались, вели с ним беседу – он им был хорошо известен.

Николай Михайлович Терешин родился 11 марта 1920 года в д. Костюхино Щелковского района. С 14 лет начал работать на «Текстильной фабрике им. Красной Армии и Флота» в п. Красноармейске, а в 1938 г. уже мастером ткацкого цеха он перешел работать на фабрику в с. Трубино.

В 1940 году Н. М. Терешин был призван в Красную Армию и достойно прослужил в ней до 1946 г. Во время Великой Отечественной войны он сражался на различных фронтах, был награжден медалью «За боевые заслуги», орденом Отечественной войны II степени.

После демобилизации Николай Михайлович возвратился домой и устроился работать на набиравшее силу предприятие в поселке Фрязино – НИИ-160. Активная производственная и



общественная деятельность фронтовика не остались незамеченными. Сотрудники отдела 170 сначала избрали его в профсоюзный комитет предприятия, а через год он становится освобожденным членом профкома НПП «Исток». В это же время Николай Михайлович, ощущая нехватку своего образования, поступает учиться во Фрязинский электровакуумный техникум.

25 марта 1955 г. выходит Постановление ЦК КПСС и Совета Министров СССР о направлении в колхозы страны 30 тысяч активных производственников, названных в народе «тридцатитысячниками». Щелковский ГК КПСС с согласия руководства «Истока» 1 сентября 1955 г. направляет коммуниста Н. М. Терешина на руководящую должность в колхоз Вологодской области, где крестьяне избирают его председателем отстающего колхоза «Правда». Два с половиной года Николай Михайлович руководил колхозом. Как написано в данной ему по возвращении в 1958 г. характеристике, «...за время его работы колхоз «Правда» добился значительного экономического роста: поголовье крупного рогатого скота увеличилось на 35 %, прирост молока увеличился в 2,7 раза, мяса – в 5,2 раза, общий денежный доход колхоза увеличился в 3,4 раза».



Н. М. Терешин

В 1959 году Николай Михайлович оканчивает техникум по специальности «техник-электромеханик по оборудованию электровакуумного производства» и в течение последующих 18 лет работает на «Истоке» заместителем начальника отделов 160, 180, 210, 280, 290, начальником производства самого крупного подразделения «Истока» – отделения 2 и начальником производства научной части предприятия.

За заслуги перед отечественной наукой и техникой Н. М. Терешин награжден медалями «За доблестный труд», «За доблестный труд. В ознаменование 100-летия со дня рождения В. И. Ленина» и орденом Трудового Красного Знамени (1971 г.), а в 1969 г. – туристической путевкой в Чехословакию и Болгарию, что считалось тогда чем-то сверхвыдающимся. Из его характеристики тех лет: «Обладает большим трудолюбием, к обязанностям относится добросовестно, с присущей ему энергией и изобретательностью. Скромный, морально устойчивый, идеологически выдержанный» (подписи: генеральный директор С. И. Ребров, секретарь парткома Ю. И. Седенков, председатель профкома И. М. Панас).

В 1977 г. Николай Михайлович уволился из «Истока» и перешел работать директором Щелковского филиала ПО «Мособлавтотехобслуживание», а по достижении пенсионного возраста ушел на заслуженный отдых. Позднее он по несколько лет работал слесарем СУМР «Спецгазпромстроя», механиком завода «Старт» (г. Щелково), сторожем Фрязинского спортклуба «Олимп», чем и объясняется ежедневная многочасовая ходьба его по дорожке стадиона.

В 1985 г. Н. М. Терешин, как участник войны и фронтовик, был награжден орденом Отечественной войны II степени.

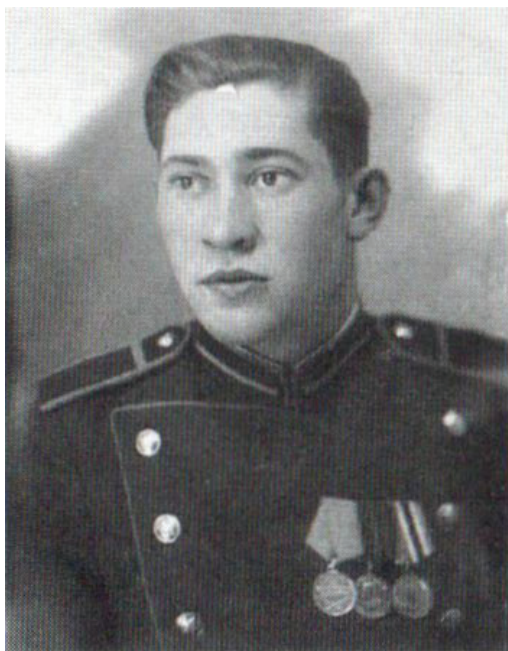
11 марта 2020 года Глава города Фрязино, друзья и соратники поздравили Николая Михайловича с его столетним юбилеем.

Мы восторгаемся величиим советского человека, фронтовика, ветерана труда, всей своей



жизнью показывающего неувядаемую жизнеспособность, выдающуюся деятельность, силу нестигаемого русского духа.

ЛЕВ АНДРЕЕВИЧ РАКЧЕЕВ



Л. А. Ракчеев

Лев Андреевич Ракчеев – автор герба наукограда Фрязино, который украшает городское знамя, многочисленные документы и книги о нашем городе. Это символ родного города.

По профессии Лев Андреевич художник-дизайнер. А потому его всегда окружали люди. Это – ученые, инженеры, рабочие, руководители научных и производственных подразделений «Истока», директора предприятия и завода. Всем им он помогал в их работе, внимательно и заботливо относился к их заказам. На протяжении многих лет Л. А. Ракчеев руководил лабораторией и отделом технической эстетики на «Истоке», сотрудники которой придавали разработанным на «Истоке» приборам товарный вид.

Лев Андреевич был человеком открытой души, очень внимательным к людям, отзывчивым на полезные дела, приятным собеседником. Честный, доброжелательный, справедливый, умеющий отделять добро от зла, порядочность от непорядочности, преданность от предательства

– это далеко не все положительные качества автора герба г. Фрязино.

Л. А. Ракчеев родился в 1926 году. Был пионером, комсомольцем, членом КПСС. Прошел трудные фронтовые дороги. После победного окончания Великой Отечественной войны закончил художественную студию-мастерскую при Омском Доме Советской Армии. 52 года Лев Андреевич с увлечением трудился на славном «Истоке».

Л. А. Ракчеев – автор многих первоклассных работ. За свою жизнь он выполнил много планшетов с наглядным изображением уникальных электронных приборов, различных сувениров, иллюстраций для книг и статей ученых «Истока». Лев Андреевич принимал активное участие в оформлении Музея трудовой славы «Истока», городского музея, музеев школ города, газеты «Истока» «За передовую науку», газеты РУСО «Голос ученого». Он художник от бога. В его прекрасных художественных произведениях видится он сам. Доброта и огромная любовь к людям исходят из его полотен и вселяются в души людей.



Герб г. Фрязино,
автор Л. А. Ракчеев

Из воспоминаний Льва Андреевича Ракчеева.

За годы работы на «Истоке» я встречался со многими интересными людьми и был очевидцем эпохальных событий. Надо отметить, что работа художника-графика в отделе эстетики «Истока» всегда была очень многогранна – от простых кривых диаграмм, радиосхем для отчетов и статей до технических рисунков сложных приборов для альбомов и докладов, а также оформление экспонатов для выставок...



В самом начале 50-х годов прошлого столетия на «Исток» свозились электровакуумные приборы со всех заводов страны и вывезенные из Германии. Сотрудники предприятия, в том числе и информационного отдела, готовились создать единственный в стране Музей электровакуумных приборов. Шел восьмой год от рождения предприятия, страна требовала новых надежных приборов для всех отраслей народного хозяйства и, в первую очередь, для обороны.

Однажды в наш отдел поступила команда: срочно подготовить планшеты с новыми разработками полупроводниковых приборов, которые в то время уже начали изготавливать на «Истоке». За эти приборы наши ученые Александр Васильевич Красилов и Александр Иванович Мельников были удостоены Сталинской премии. Приборы и планшеты предполагалось показать лично Л. П. Берия. Доставить экспонаты в Кремль дирекция «Истока» обязала начальника отдела информации Д. Д. Оленина. Он был человек с юмором. Грустно попрощавшись с сотрудниками отдела, на прощанье помахал им рукой и сказал: «Не поминайте лихом». На следующий день сотрудники с нетерпением ждали начальника: «Ну как, Берия видели?» «Слава Богу, нет, – ответил Д. Д. Оленин. – У Спасской башни нашу машину остановили, подошел человек в штатском, забрал чемодан с экспонатами и попросил дождаться его...»

Памятной для меня работой был большой плакат в цвете с изображением цепочки мощных клистронов отдела 150. Начальником этого отдела в то время был С. А. Зусмановский. После совещания мне выдали примерную схему клистронов с магнитами, которые соединялись волноводом большого сечения. Что это, не сказали. Позже Д. Д. Оленин пояснил, что это схема расположения «истоковских» клистронов в аппаратуре для ядерных исследований.

В 1954 году начальник отдела Н. В. Черепнин со своим коллективом по личному указанию Л. П. Берия разработал серию вибропрочных приемно-усилительных ламп серии «Анод». И на примере лампы типа 6Ж1П необходимо было развернуть так называемое «техническое дерево». В крупном масштабе я выполнил технический рисунок лампы, а ниже расположил схему, куда входили все материалы, технологические операции, детали, узлы, оборудование, контрольные процессы заканчивались системой испытаний. Такой наглядный материал о создании на нашем предприятии сложного прибора был выполнен впервые. «Дерево» размещалось на картонных пластинах, гибко соединенных между собой так, что была возможность транспортировки. При посещении «Истока» различными высокопоставленными гостями «дерево» не раз демонстрировалось и сыграло определенную роль в понимании ими работы электровакуумного прибора.

После победы Кубинской революции США прекратили все поставки на Кубу, в том числе комплектующих приборов для радиорелейных линий связи. Кубинское руководство обратилось к нашему правительству с просьбой помочь. Так появилось ответственное правительственное задание: в короткие сроки разработать усилительный клистрон. Работа была поручена Л. А. Парышкуро. В качестве прототипа доставили обгорелый деформированный клистрон американского производства. Мне необходимо было по этой «головешке» выполнить технический рисунок будущего прибора. К этому времени я освоил аэрограф (воздушную кисть), изготовленный умельцем отдела А. П. Пастушенко. Меня разместили в отдельной комнате, подвели сжатый воздух, и я приступил к выполнению задания. Лариса Анатольевна приносила мне эскизы узлов, и мы вместе с ней компоновали единое целое. Каждое утро директор предприятия М. М. Федоров приглашал Ларису Анатольевну с докладом о ходе работы. Торопили с рисунком. Рисунок клистронов нужен был, прежде всего, чтобы показать сложность конст-



рукции, наличие материалов и уникальность технологических процессов. Параллельно готовились чертежи в производство для выпуска прибора на нашем предприятии. Когда рисунок был готов, его сфотографировали на широкоформатную типографскую фотопленку. Рисунки демонстрировали Председателю Совета Министров СССР А. Н. Косыгину. Предприятие получило дополнительные возможности для выпуска приборов, а я – премию. Позднее была создана группа сотрудников отдела для такой графики.



Л. А. Ракчеев (первый справа) с сотрудниками возглавляемого им отдела технической эстетики (1987 г.). Слева направо: Ю. Н. Макаров, Л. С. Кротова, А. Богданова, Т. Волкова, неизвестная, И. Медушевский, А. Кулаковский, Н. М. Денисов, С. Лопашов, В. Степанищев, Т. Евсеева, Л. Л. Аказеев, сидит Л. В. Титова

К 100-летию со дня рождения В. И. Ленина планировалось проведение торжественного собрания с приглашением Генеральных секретарей компартий всех стран во Дворце съездов в Кремле. Всем участникам юбилейного собрания предполагалось вручить памятные значки и небольшие сувениры. Представлять передовую технологию предприятия и мастерство коллектива «Истока» выпало и на нашу долю. С. И. Ребров предложил изобразить на значке всем известное стилизованное изображение В. И. Ленина, которое располагалось в глубине сцены Кремлевского Дворца съездов. Когда образцы были готовы и одобрены министром электронной промышленности и членом ЦК КПСС А. И. Шокиным, предстояли еще нелегкие испытания: утверждение образцов в самом ЦК КПСС. Управляющий делами ЦК КПСС С. И. Цуканов дал согласие принять представителей и рассмотреть образцы значков и сувениров.

С. И. Ребров с одобрения А. И. Шокина поручил мне предоставить образцы на утверждение. Конечно, такое в жизни случается нечасто, но я, как фронтовик, был готов ко всему. Партбилет в кармане, и в точно назначенное время я подошел к зданию ЦК КПСС на Старой площади. Позвонил. Дверь открыл офицер, посмотрел на часы и сказал: «Извините, вам придется немного подождать». Через считанные минуты дверь открылась, и меня пригласили войти. Прежде всего



проверили партбилет. Один офицер проводил к лифту. В лифте был другой сопровождающий офицер. И так до самой приемной. Товарищ Цуканов любезно пригласил к столу и с большим интересом стал рассматривать значок и сувенир.

Значок был выполнен в виде пятиугольную пластины, с одной стороны имеющей слегка сферическую поверхность, на которой электроискровым способом было вырезано изображение вождя. Пятиугольник с помощью кольца крепился к колодке, на которой размещалась цифра 100 с лавровой веткой.

Сувенир представлял собой монумент В. И. Ленина, сделанный из магнитного сплава с направленной кристаллизацией. Одна сторона сплава была срезана под углом и отполирована, и на этой плоскости электроискровым способом отпечатано изображение вождя. Кристалл располагался на постаменте из темно-красной яшмы. Сувенир выглядел очень внушительно. На рассмотрение были также представлены радиоприемники из Зеленограда, но они как-то сразу отошли на второй план. Так коллектив «Истока» получил исторический заказ. Этим еще раз было доказано преимущество передовой технологии электронной промышленности на «Истоке».

ВЛАДИМИР ВАСИЛЬЕВИЧ ПУХОВ

В 2015 году исполнилось 90 лет Владимиру Васильевичу Пухову, славному защитнику нашей Родины, видному ученому, талантливому исследователю, строгому и доброжелательному преподавателю в «истоковском» вузе и просто замечательному человеку.

В год 75-летия Великой Победы советского народа над немецкими захватчиками мы с особой гордостью и признательностью отмечаем участие в этой победе дорогого нашего ученого и преподавателя В. В. Пухова. Хотя собственно фронтовая жизнь продлилась для него несколько часов. Дело в том, что призванного в армию в 1943 году молодого бойца Владимира Пухова направили в артиллерию. Командир артиллерийской бригады, окинув беглым взглядом невзрачного юношу, определил для него незамысловатую должность – наводчика. Роль наводчика В. Пухова состояла в том, что ему надо было залезть на вершину высокого дерева и оттуда, просматривая окрестность, передавать своим артиллеристам ближе или дальше от цели ложатся их снаряды. Практически сразу немцы выявили наблюдателя-наводчика и открыли по нему огонь. Он был тяжело ранен и в буквальном смысле свалился с дерева. Бог спас его от смерти. Владимир был госпитализирован и пробыл в госпиталях и на излечении до окончания войны. Несмотря на кратковременность участия его в боевых действиях, фронтовик В. В. Пухов на себе познал всю тяжесть войны. Был награжден медалью «За отвагу» и орденом Отечественной войны II степени.



В. В. Пухов

Работать на «Истоке» Владимир Васильевич начал после окончания Московского энергетического института. Инженер В. Пухов сразу же проявил себя в качестве глубокого исследователя тонких проблем СВЧ-электроники. Работая в теоретическом отделе, он занимался



не только теорией, но и экспериментом, венцом любой теории. Одним из выдающихся его достижений является теоретическое обоснование измерения сверхнизких шумов электронных приборов и создание первой в мире уникальной измерительной установки. Эта работа стала основой для его кандидатской диссертации. Для многих ученых настольными были печатные работы В. В. Пухова по изучению спектров флуктуаций импульсных сигналов.

С большим интересом Владимир Васильевич относился к преподавательской деятельности в филиале МИРЭА при «Истоке», которую не прерывал практически до конца жизни, а прожил он без малого век. На протяжении многих лет он был заместителем заведующего кафедрой института. К студентам доцент В. В. Пухов относится по-доброму строго, за что в студенческой среде пользовался искренне заслуженным уважением и непререкаемым авторитетом.

АЛЕКСАНДР ЯКОВЛЕВИЧ АСТАФЬЕВ



А. Я. Астафьев

Александр родился в 1921 году в г. Балаково Саратовской области. После окончания средней школы, в 1938 году, поступил в Московский химико-технологический институт им. Д. И. Менделеева.

В 1941 году добровольно ушел на фронт и до конца Великой Отечественной войны сражался на полях Калининского и Северо-Западного фронтов. День Победы встретил в звании офицера артиллерии в Прибалтике. Ратный путь Александра Яковлевича отмечен многочисленными наградами Родины, в том числе двумя орденами Александра Невского.

После демобилизации из рядов Красной Армии А. Я. Астафьев возвратился в стены родного Московского химико-технологического института и спустя некоторое время, успешно его окончив в 1947 г., прибыл работать на «Исток».

Инженер-технолог, начальник лаборатории отделов 160 и 200, начальник линии цеха 34, главный технолог и главный инженер опытного завода – вот основные

должности трудовой биографии А. Я. Астафьева на «Истоке», где плодотворно трудился он до последних дней жизни.

Глубокие теоретические знания и широкая эрудиция инженера, талант исследователя и оригинальность глубокого экспериментатора позволили А. Я. Астафьеву за многие годы творческого труда создать и успешно внедрить в производство качественно новые оригинальные конструктивно-технологические решения по существенному повышению эксплуатационных параметров, долговечности и надежности изделий электронной техники.

Трудовой путь А. Я. Астафьева на предприятии был отмечен высокими правительственными наградами и премией Совета Министров СССР.

Наряду с активной производственной деятельностью Александр Яковлевич всегда был страстным любителем природы. Десятки лет он активно занимался садоводством. При этом с присущим ему энтузиазмом и увлеченностью он, как грамотный селекционер, выводил новые сорта фруктовых деревьев как на своем участке и на садовых участках соседей по кооперативу,

так и на зеленых площадках предприятия и города. Он мечтал создать в городе кружок юных селекционеров и в перспективе с его помощью провести научно-практическую работу по озеленению города Фрязино и улучшению состояния в нем экологической обстановки.

АЛЕКСАНДР НИКОЛАЕВИЧ КОВТУНОВ

А. Н. Ковтунов родился 16 августа 1919 г. в с. Богородское Ростовской области. Участник финской войны 1939 г. и Великой Отечественной войны 1941 – 1945 годов. В январе 1944 года участвовал в прорыве блокады Ленинграда. Был тяжело ранен, потерял ногу. Награжден орденом Отечественной войны I степени, медалями.

В 1950 г. Александр Николаевич окончил Ростовский государственный университет и был распределен в НИИ-160 с опытным заводом (ныне АО «НПП «Исток» им. Шокина»). Работал инженером-технологом и старшим технологом практически во всех цехах предприятия.

С 1966 г. А. Н. Ковтунов руководил отделом главного технолога, с 1968 г. был заместителем главного технолога, а с 1975 по 1981 г. – главным технологом завода. Под его руководством и при непосредственном его участии сотрудниками «Истока» были освоены в серийном производстве более 150 новых типов электровакуумных приборов с уникальными физико-техническими параметрами, начато освоение в производстве гибридных интегральных схем и других изделий твердотельной электроники СВЧ.

За успешный выпуск изделий электронной техники и высокое качество этих приборов Александр Николаевич был удостоен звания лауреата Государственной премии СССР и награжден орденом Трудового Красного Знамени.

А. Н. Ковтунов умер 26 декабря 1995 г.



А. Н. Ковтунов

ДМИТРИЙ ЕВДОКИМОВИЧ САМСОНОВ

Первыми мощными генераторными СВЧ-приборами, созданными на «Истоке», были магнетронные генераторы.

У истоков этого направления на предприятии стояли выдающиеся советские ученые Савелий Александрович Зусмановский и Анатолий Павлович Федосеев.

Уже в начале 50-х годов прошедшего столетия в НИИ-160 (сейчас АО «НПП «Исток» им. Шокина») сложились коллективы талантливых молодых ученых-разработчиков, создавших первые отечественные образцы магнетронов, в которых были широко использованы оригинальные решения, позволявшие достичь самых высоких параметров. Это – магнетроны с выходной мощностью 2 МВт в десятисантиметровом диапазоне длин волн (главный конструктор Юлий Альфредович Вецгайлис), мощные трехсантиметровые магнетроны с быстрой перестройкой частоты в широком диапазоне частот (главный конструктор Эдуард Альбертович Гельвич), ставшие основой создания первых отечественных помехозащищенных корабельных



Д. Е. Самсонов

и самолетных РЛС, и быстроперестраиваемые магнетроны десятисантиметрового диапазона мощностью 2 МВт (главный конструктор Юрий Александрович Искренко).

Развитие магнетроностроения стимулировало интенсивное развитие технологических направлений: высокоэффективных катодов, СВЧ-керамики, электронной обработки металлов. Опираясь на эту технологическую базу, конструкторы «Истока» создали мощные магнетроны в трехсантиметровом и дециметровом диапазонах, серию магнетронов в средней части сантиметрового диапазона с быстрой перестройкой и малыми уходами частоты от импульса к импульсу. Была не только создана оригинальная базовая конструкция, но и заложены физико-теоретические основы создания мощных перестраиваемых магнетронов со сверхвысокой частотной стабильностью (главные конструкторы Леонид Георгиевич Некрасов и Дмитрий Евдокимович Самсонов). Эти магнетроны позволили создать первые отечественные высокоэффективные подвижные доплеровские РЛС ПВО страны и аналогичные корабельные РЛС.

Большая заслуга Д. Е. Самсонова перед отечественной электроникой состояла в том, что он, будучи высококлассным разработчиком магнетронов, вошедших в «золотой фонд» отечественной СВЧ-техники, кандидатом технических наук с уникальными идеями преобразования магнетронов в приборы СВЧ с еще более высокими параметрами, впервые в мире создал инженерные методы расчета сверхсложных магнетронов, которые опирались как на экспериментальные, так и на теоретические результаты исследований. В этом направлении им были досконально изучены все передовые исследования магнетронов и изданы в разделе «Обзоры электронной техники. Серия 1. Электроника СВЧ» пять научно-технических брошюр, равных которым по магнетронам нет в мировой литературе до настоящего времени.

Дмитрий Евдокимович, помимо послевоенного славного трудового пути, прошел ратный путь защитника Отечества. Во время Великой Отечественной войны он участвовал во многих операциях, но награжден был только одной медалью «За оборону Кавказа». Это не умаляет достоинства бойца Д. Е. Самсонова.

Фотография Дмитрия Евдокимовича Самсонова украшает стенд ветеранов Великой Отечественной войны отдела научно-технической информации «Истока», в котором он проработал более 10 лет. Уникальные аналитические работы Д. Е. Самсонова по СВЧ-приборам, во многом содержащие идеи будущего, всегда будут востребованы молодыми разработчиками магнетронов и других изделий электронной техники.

ВЛАДИМИР ИЛЬИЧ РОМАНОВ

В 1940 году Владимир Романов окончил школу ФЗУ города Крапивны Тульской области, переехал в общежитие подмосковного Железнодорожного и устроился работать в паровозное депо Москва – Горьковская на должность ремонтника.



22 июня 1941 года, как обычно по воскресеньям, Володя и его друг Жора Кузнецов вышли на дежурство. Осмотр и мелкий ремонт прибывающих с рейсов поездов начался в 8 утра. В полдень ребята услышали по радио, что началась война. «Как хорошо, – подумал Вова, – уйду добровольцем в армию, хоть сытым буду». Парнишке было 16 лет, уже три года как он остался без матери и отца. Все его сверстники, воспитанные на книгах Аркадия Гайдара, тоже рвались на фронт. Военная романтика пронизывала целые поколения. Молодые рабочие стали повально бежать из депо на войну. Но мужчины были нужны и в тылу, руководство железной дороги перестало отпускать ремонтников, Володю Романова это не остановило. Он проснулся в свой выходной и услышал предложение друга Ивана Глухова:

- Слушай, пойдем в армию.
- А, куда?
- Говорят, на «Динамо» сейчас берут.

Ребята направляются в Москву, возле стадиона «Динамо» идет прием добровольцев в армию через ЦК комсомола. Вова и Ваня пишут заявления и отправляются на комиссию.

- А сколько тебе лет? – спрашивает статный начальник призывной комиссии у Романова.
- Семнадцать.
- Документы есть?
- Да, – мальчик протягивает паспорт.

Офицер внимательно смотрит в свежий документ:

- Так тебе всего лишь 16. Не возьмем.
- Как так, – начинает качать свои права мальчуган, – я хочу Родину защищать, а вы меня не берете.

Статному начальнику понравилась напористость юноши, и его направили на медицинский осмотр. Врачи выставили к Володе повышенные требования, но все нормативы были им перевыполнены. Годен! Офицер выдал новобранцам справки о том, что они зачислены в Центральную школу НКВД.

- Поезжайте на работу, – сказал он, – и получите расчет.

В Отделе кадров депо расчет дать отказались, а предъявленные ребятами справки забрали и закрыли в ящик стола. Это уже не могло остановить тех, кто почувствовал запах армии. Володя возвращается в Москву, его распределяют в отдельную мотострелковую бригаду особого назначения (ОМСБОН). Выдали винтовки, патроны, гранаты и стали обучать подрывному делу. Первые военные задания: патрулирование Москвы, тушение бомб-зажигалок. «Даже если вас сегодня будут бомбить, – говорил им командир 7 ноября 1941 года, – без приказа с площади ни шагу назад».

На парад на Красной площади, посвященный празднованию дня революции, курсантов подняли по тревоге. Холод, вьюга, но солдатам уже выдали шапки, рукавицы и шинели. Пробыли куранты, выехал на коне Буденный, поздравил всех, объехал войска и поднялся на трибуну



В. И. Романов



к Сталину. Вожь стал произносить речь. Над площадью воцарилась тишина. Володя Романов прекрасно запомнил его последние слова: «Пусть осенит вас знамя Суворова, Кутузова, Александра Невского. Смерть немецким оккупантам!». И над головами солдат раздался взрыв. «Неужели бомба», – подумал Владимир. Это был салют. Парад маршем прошел по Васильевскому спуску и Китай-городу. В столовой солдатам впервые дали фронтовые сто грамм. Через неделю Владимир Романов вместе с сослуживцами прибыл на Калининский фронт. Стали минировать дороги. Опыт подобной работы у ребят уже был: в Москве на случай немецкой оккупации нашей столицы курсанты минировали Кремль. Разгружать машины с взрывчаткой и устанавливать взрывчатку было не так страшно, как разминировать уже установленные бомбы. 7 декабря 1941 года наши войска перешли в наступление, мины, которые должны были помешать атакам немецких танков, теперь мешали советским танкам идти вперед. Рота понесла серьезные потери. При разминировании взорвалось 6 человек, но земля была очищена, задание выполнено и В. Романова вместе с самыми молодыми подрывниками направляют в школу командиров. После шести месяцев учебы в Москве его переводят в Таджикский пограничный округ. Владимир Ильич становится начальником пограничной заставы в городе Термез, где служит до 1950 года. Война была далеко, но и здесь приходилось бдительно контролировать рубежи нашей родины. После объявлений очередной мобилизации отдельные группы дезертиров пытались скрыться в Афганистане. Все нарушения жестко пресекались, но куда больше беспокойства пограничникам доставляли климатические условия – летом земля нагревалась до +72 °С.

После окончания службы капитан Романов возвращается на родину своей жены, и они селятся во Фрязино. Свадьбы была сыграна еще в 1945 году, а знакомство состоялось в 1943 г. После окончания школы командиров Владимир некоторое время жил в Ивантеевке, здесь-то на киносеансе фильма «Дети капитана Гранта» он и подошел к симпатичной девушке с предложением познакомиться. Она сразу почувствовала в нем надежного и серьезного человека.

– Подрывник, – учили в начале войны Владимира в ОМСБОНе, – может ошибиться в жизни всего один раз.

Чуть позже, в школе командиров, молодым людям был дан еще один урок. Однажды начальник школы майор Гожух вывел своих подчиненных на лесную поляну и представил им офицера: «Павел Анатольевич Судоплатов. Старший майор государственной безопасности». Володя Романов сразу узнал в нем статного начальника призывной комиссии у стадиона «Динамо». Судоплатов рассказал о положении дел на фронте и о международной обстановке, а под конец разъяснил молодым мужчинам то, как надо относиться к женщинам.

«Рядом с вами, – сказал он, – располагается школа радистов. Вы наверняка знаете, что там учатся в основном девушки. Каждая из них очень важна нашей стране. Каждую из них уже ждет партизанский отряд. Девушки для нас бесценны. Вы – молодые парни. Имейте, пожалуйста, в виду, что если кто-нибудь из вас позволит себе воспользоваться слабостью женского пола, то вот вам моя рука, – офицер показал солдатам свою пятерню, другой рукой раздвинул шинель, – а вот вам мой пистолет, – рука уверенно легла на кобуру. – Суда не будет».

ТАИСИЯ АЛЕКСАНДРОВНА ДОНАКОВА

Таисия Александровна Донакова проработала в НПП «Исток» 41 год. Все эти годы сидела за одним столом в комнате управления отделением. Должность у нее была неброская – секретарь начальника. Но делать приходилось много различной работы: печатала документы и диссертации,



подсчитывала зарплату сотрудников, вела табель. Позднее эту большую работу разделили на трех человек, а Таисия Александровна осталась просто секретарем.

Родилась Т. А. Донакова в Подмосковье. Родители были неграмотные. Мама вела домашнее хозяйство, а отец работал на фарфоровом заводе. Закончив 7 классов и вступив в комсомол, Таисия пошла на тот же завод, где работал отец.

Война началась через две недели после её дня рождения – девушке исполнилось 16 лет. Родители не отпустили её одну даже за паспортом в Раменское, сопровождал дядя, считая её ещё совсем юной. Но уже в первые дни лихолетья Таисия, как и многие её сверстники, резко повзрослела. Общая беда сплотила молодежь. Без колебаний выполняла



Т. А. Донакова

она любую работу. Лазила в Раменском по крышам, спасая дома от фугасных бомб. Перевязывала раненых, кормила, ухаживала за ними. В рядах ополченцев строила оборонительные сооружения. За год работы появилось желание более существенно помочь нашей армии. Под Монино располагался большой аэродром. Туда и пошла осенью 1942 г. работать Таисия добровольцем.

Доброволец. Слово-то какое могучее, будто древнерусский богатырь. А ведь величали им так часто хрупких молоденьких девушек. На аэродроме не было дележа на женскую и мужскую работу. Приходилось готовить к полетам самолеты и стирать солдатское обмундирование, носить тяжелые ящики со снарядами и варить еду.

В начале 1943 года летную часть перевели в Смоленскую область и включили в состав действующей армии. Батальон, в котором служила Таисия, стал именоваться 760 батальоном аэродромного обслуживания. Началась настоящая фронтовая жизнь с многочисленными переездами и перелетами на различные участки фронтов. Почти год пробыли на Украине. Конотоп, Белая церковь, Винница – вот далеко не полный перечень городов, где располагалась летная часть, а с ней и батальон летного обслуживания. Ожесточенные бои были под Уманью. «Страшнее Умани не было ничего», – вспоминает Таисия Александровна. На Западной Украине при форсировании реки Дунай попали под бомбежку. Таисия стала тонуть, но бойцы вытащили ее на берег. Так она пережила второе свое рождение.

В 1945 году часть вошла в Польшу. Таисию Александровну к тому времени определили помощником заведующей столовой, женщине стало чуть легче служить. Здесь же, в Польше, встретила она День Победы. Все радовались окончанию войны, как дети. Однако служить на польской земле пришлось ей еще целый год и столько же затем в Умани.

За большие заслуги перед родиной Т. А. Донакова награждена боевыми медалями «За боевые заслуги» и «За победу над Германией».

Возвращаясь на родину в Подмосковье, увидела она следы прошедшей войны. Больно было смотреть на разрушенные города, сожженные деревни, видеть печальные глаза осиротевших детей.

С мая 1947 г. Т. А. Донакова жила в Щелково и работала, где придется. Время было тяжелое. И лишь когда 7 февраля 1950 г. устроилась в НПП «Исток», в теоретический отдел, почув-



ствовала облегчение. Большую моральную поддержку оказал ей начальник отдела В. С. Лукошков. 25 лет ездила Таисия Александровна на работу из Щелкова. «Шла на работу с таким вдохновением и подъемом, как ходят в гости, где тебя ждут с нетерпением. Коллектив отдела был очень хороший, доброжелательный. Все семейные и жизненные невзгоды уходили на второй план», – вспоминала Т. А. Донакова. Уважительно относились к секретарю отдела начальник отдела В. П. Сазонов, известные в стране ученые А. С. Тагер, Р. А. Силин, А. С. Победоносцев, Д. М. Петров, И. М. Блейвас и другие.

ЕВГЕНИЯ СТЕПАНОВНА ЕВТИФЕЕВА



Е. С. Евтифеева

В 2007 году ушла из жизни Евгения Степановна Евтифеева, одна из последних столпов знаменитой ленинградской «светлановской» школы, стоявшей у истоков родного предприятия «Исток».

Дед Е. С. Евтифеевой был священником, а отец, приехавший из далекого русского села в Санкт-Петербург, получил добротное образование и впоследствии стал известным в стране ученым.

Е. С. Евтифеева родилась в 1919 году в Ленинграде. В каждом столетии подобное симметричное сочетание цифр встречается лишь однажды. Редчайшее сочетание цифр, несомненно, сказалось на редчайших чертах характера, которыми природа одарила Евгению Степановну.

В тяжелейшем для страны 1941 году Е. С. Евтифеева завершила учебу и получила в Ленинградском электротехническом институте имени В. И. Ульянова (Ленина) диплом инженера. Евгения Степановна была направлена работать в ленинградский «номерной» институт 211. Однако проработать в нем пришлось недолго. Уже в марте 1942 года

в числе других сотрудников института она эвакуировалась в Новосибирск на завод № 617. И все же пусть непродолжительное время, но лихолетье блокады пришлось ей испытать.

Через год она вновь в пути. На Запад. Из Сибири Е. С. Евтифеева переехала в поселок Фрязино, где в 1943 году было организовано предприятие НИИ-160. На новом предприятии Евгения Степановна «специализируется в области разработки и исследования электронных приборов СВЧ» – так записано в ее давней характеристике. Ее незаурядные организаторские и научные качества заметили руководители предприятия, и в 1952 году она назначается начальником лаборатории отдела 170. В этой должности, скажем прямо, посильной далеко не каждой женщине, Е. С. Евтифеева работала до 1959 года. Причем работала чрезвычайно интенсивно и, главное, творчески. Последнее качество позволило ей подготовить и в 1954 году успешно защитить диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Заметим, что среди сотрудников ее лаборатории был И. И. Бродуленко, впоследствии начальник НПК-17, лауреат Ленинской премии, почетный гражданин г. Фрязино.

Примерно в это же время она начинает тесно сотрудничать с академиком Н. Д. Девятковым. С 1953 года она секретарь физической секции НТС предприятия, а с 1962 года назначается



ученым секретарем ученого совета предприятия. Позднее Е. С. Евтифеева утверждается ученым секретарем совета по защите кандидатских и докторских диссертаций при НПП «Исток».

В эти же годы по рекомендации Н. Д. Девяткова Евгения Степановна начинает важные исследования по применению лазеров в области медицины. Совместно с сотрудниками «лазерного» НПК-3 и при мощной поддержке Николая Дмитриевича она провела уникальную работу по внедрению созданных на «Истоке» методик в 20-ти различных клиниках страны.

Евгения Степановна относилась к тому редкому числу людей, которых время десятилетиями не меняло ни внешне, ни внутренне. Она прожила долгую, подчас трудную, но интересную жизнь. Неопенима та польза, которую принесла Е. С. Евтифеева предприятию, его сотрудникам и просто людям, ценившим и уважавшим ее за мудрость, доброту и отзывчивость.



Стела памяти павшим в боях за Родину в Великой Отечественной войне 1941 – 1945 гг.
сотрудникам АО «НПП «Исток» им. Шокина»

Статья поступила 1 июня 2020 г.





ПРАВИЛА НАПРАВЛЕНИЯ, РЕЦЕНЗИРОВАНИЯ И ОПУБЛИКОВАНИЯ НАУЧНЫХ СТАТЕЙ В НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОМ СБОРНИКЕ «ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА», СЕРИЯ 1, «СВЧ-ТЕХНИКА»

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

2. Статья должна содержать:

- соответствующий индекс универсальной десятичной классификации литературы (УДК);
- инициалы и фамилии авторов;
- название;
- реферат;
- ключевые слова;
- текст самой 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 .docs) по электронной почте, либо записанного на ФЛЭШ или оптическом (CD) носителе, и двух печатных экземпляров.

4. Форматирование статьи: одинарный межстрочный интервал, выравнивание текста по ширине, абзацный отступ – 0,7 см. При наборе текста используются только стандартные True Type шрифты – Times New Roman 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 программе 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 не менее 300 точек/дюйм (для полутоновых фотографий допускается формат JPEG); 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 (не более 18 × 24 см) принимаются 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. Полученная статья направляется редакцией на рецензирование ведущим специалистам в данной научно-технической области.

11. Итоговое решение об одобрении или отклонении представленных в редакцию материалов принимается редакционной коллегией на основании заключения рецензентов, о чем авторы ставятся в известность.

12. Редакция направляет авторам представленных материалов копии рецензий или мотивированный отказ, а также обязуется направлять копии рецензий в Министерство образования и науки Российской Федерации при поступлении в редакцию издания соответствующего запроса. Рецензии на все опубликованные статьи хранятся в редакции издания 5 лет.

13. Плата с аспирантов за публикацию рукописей не взимается.



ПРОВОДИТСЯ ПОДПИСКА

на научно-технический сборник «Электронная техника», серия 1, «СВЧ-техника» на 2021 г. (4 вып. в год). Стоимость подписки – 9600 руб., включая НДС (20 %).

Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций (регистрационный номер ПИ № ФС 77-73640 от 7 сентября 2018 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).

Для оформления подписки необходимо произвести оплату по указанным ниже банковским реквизитам: АО «НПП «Исток» им. Шокина», ОГРН 1135050007400, ИНН 5050108496, КПП 774550001, р/с 40702810840020011663, ПАО Сбербанк России, г. Москва, БИК 044525225, к/с 30101810400000000225 – и выслать копию платежного поручения и бланк-заказ по адресу: 141190, г. Фрязино, Московская обл., ул. Вокзальная, 2а, корпус 1, комната 65, этаж 2. АО «НПП «Исток» им. Шокина», ОНТИ; тел.: (495)465-86-12.

Счет-фактура высылается заказчику после получения оформленных документов на подписку.

ЗАКАЗ

Прошу принять подписку на научно-технический сборник «Электронная техника», серия 1, «СВЧ-техника» на 2021 г. и направлять по адресу:

Куда _____
(почтовый индекс, адрес)

Кому _____
(название организации)

Заказ оплачен платежным поручением № _____ дата _____
на сумму _____ за _____ экз.

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

СЕРИЯ 1

«СВЧ-ТЕХНИКА»

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ СБОРНИК

Редактор Хоточкина Л.Н.

Переводчик Барабанова Л.В.

Компьютерная верстка Земскова Л.А.

Коррекция рисунков Лазарева Т.В.

Подписано к печати 21.9.2020 г.
Отпечатано в ООО «КУТИНОВ ПРИНТ»
г. Москва

Усл. п. л. 16,5
Уч.-изд. л. 17,0
Индекс 36292

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

АО «НПП «Исток» им. Шокина» 141190, г. Фрязино, Московская обл., ул. Вокзальная, д. 2а,
корпус 1, комната 65, этаж 2. Тел.: (495)465-86-12
E-mail: stebunov@istokmw.ru; info@istokmw.ru



Электронная техника. Сер. 1, СВЧ-техника, 2020, вып. 3(546), с. 134

Подписной индекс 36292
в каталоге агентства «Роспечать»

