ГОСУДАРСТВЕННАЯ КОРПОРАЦИЯ «РОСТЕХНОЛОГИИ»

ОТКРЫТОЕ АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО «РОССИЙСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА»

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

СЕРИЯ 1 **СВЧ-ТЕХНИКА**

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ СБОРНИК

Главный редактор

д.т.н. А.А. Борисов

Редакционная коллегия:

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

Журнал зарегистрирован Министерством Российской Федерации по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций (свидетельство ПИ № ФС 77-24651 от 6 июня 2006 г.) и включен в перечень ВАК (перечень ведущих рецензируемых научных журналов и изданий, в которых должны быть опубликованы

основные научные результаты диссертаций на соискание ученых степеней кандидата и доктора наук)

© ОАО «НПП «Исток» им. Шокина», 2014 г.

JOINT STOCK COMPANY Ruselectronics

ELEKTRONNAYA TEKHNIKA

(Electronic Engineering)

SERIES 1 SVCH-TEKHNIKA

(Microwave Engineering)

COLLECTION OF RESEARCH & TECHNICAL ARTICLES

Issue 3(522)

2014

Founded in 1950 r.

Editor-in-chief

D.T.Sc. A.A. Borisov

Editorial staff:

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

The journal is registered by the Ministry on mass media of the Russian Federation (certificate $\Pi H \ge \Phi C$ 77-24651 dated June 6, 2006) and included in HCC list (a list of the leading reviewed scientific journals and publications in which the main scientific results of the theses nominated for doctoral and candidate's theses are to be published).

СОДЕРЖАНИЕ

Твердотельная электроника

Лукашин В.М., Пашковский А.Б., Лапин В.Г., Щербаков С.В., Капралова А.А., Журав- лев К.С., Торопов А.И. – Мощные гетероструктурные полевые транзисторы с донорно- акцепторным легированием, эффективно работающие при нулевом смещении на затворе	5
Лябин Н.А., Ляпин Л.В., Семенюк С.С., Клименко В.И., Парамонов В.С., Парамонова Г.М. – Применение технологии прецизионной лазерной микрообработки при макетиро- вании и производстве многослойных керамических плат LTCC для изделий CBЧ- электроники	15
Козлов В.И. – Сигнал ФМР как «носитель» информации о неоднородности пленки по площади.	23
Кяргинский Б.Е. – Генерация и смешивание сигналов	28
Иовдальский В.А., Манченко Л.В., Моргунов В.Г., Герасименко С.В. – Дальнейшее со- вершенствование геометрии плоских балочных выводов компонентов ГИС СВЧ- диапазона	35
Электровакуумные приборы	
Васильев В.И. – Численное моделирование передачи мощности через объемный СВЧ-	

резонатор, соединенный с коаксиальными линиями передачи	40
Вашин С.А., Корепин Г.Ф. – О динамике сорбционного равновесия газов отпаянного	
высоковольтного ЭВП	48

Антенны

Перов В.В. –	Антенны интегрального	ОСВЧ-локатора малой дистанции	55
1	1	1	

Технология и материаловедение

Ершова Т.Н., Смирнова Г.В., Хахин Н.Б., Смирнова Е.Н. – Исследование тонкодиспер-	
сных порошков серебра для электропроводных клеевых композиций	61

Краткие сообщения

Балыко А.К., Балыко И.А.	- Теория чисел и к	ристаллография	
--------------------------	--------------------	----------------	--

ROSTEC STATE CORPORATION JSC «Ruselectronics» JSC «RPC «ISTOK»

ELEKTRONNAYA TEKHNIKA

(Electronic Engineering)

SERIES 1

SVCH-TEKHNIKA

(Microwave Engineering)

COLLECTION OF RESEARCH & TECHNICAL ARTICLES

CONTENTS

Solid-state electronics

Lukashin V.M., Pashkovsky A.B., Lapin V.G., Scherbakov S.V., Kapralova A.A., Zhuravlev K.S., Toropov A.I. – High power heterostructure field-effect transistors with donor-acceptor doping operating efficiently at zero gate bias	5
 Lyabin N.A., Lyapin L.V., Semenyuk S.S., Klimenko V.I., Paramonov V.S., Paramonova G.M. The use of precision laser microprocessing technology when prototyping and manufacturing LTCC multilayer ceramic boards for microwave electronic devices 	15
<i>Kozlov V.I.</i> – FMR signal as a «carrier» of information about film inhomogeneity along the area.	23
Kyarginsky B.E. – Generation and mixture of signals	28
<i>Iovdalsky V.A., Manchenko L.V., Morgunov V.G., Gerasimenko S.V.</i> – Further improvement of flat beam leads geometry of microwave HIC components	35

Electrovacuum devices

<i>Vasilyev V.I.</i> – Computational modeling of power transfer through microwave cavity connected to coaxial transmission lines	40
<i>Vashin S.A., Korepin G.F.</i> – On dynamics of gases sorption balance of sealed-off high vol- tage electrovacuum devices.	48

Antennas

Perov V.V. – Antennas of a short range integrated microwave locator		
Technology and material science		
<i>Ershova T.N., Smirnova G.V. Khakhin N.B., Smirnova E.N.</i> – Investigation of fine-dispersed silver powders for electroconductive adhesive compositions	61	
News in brief		
Balyko A.K., Balyko I.A. – Theory of numbers and crystallography	69	

ТВЕРДОТЕЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

УДК.621.385.6

МОЩНЫЕ ГЕТЕРОСТРУКТУРНЫЕ ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ С ДОНОРНО-АКЦЕПТОРНЫМ ЛЕГИРОВАНИЕМ, ЭФФЕКТИВНО РАБОТАЮЩИЕ ПРИ НУЛЕВОМ СМЕЩЕНИИ НА ЗАТВОРЕ

В. М. Лукашин, А. Б. Пашковский, В. Г. Лапин, С. В. Щербаков, А. А. Капралова

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

К. С. Журавлев, А. И. Торопов

ИФП им. А. В. Ржанова СО РАН, г. Новосибирск

Представлены первые результаты разработки экспериментальных образцов мощных полевых транзисторов на гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием, эффективно работающих при нулевом смещении на затворе. Транзисторы при длине Г-образного затвора около 0,3 мкм и ширине 0,8 мм на частоте 10 ГГц в импульсном режиме при напряжениях на затворе от +0,2 до -2 В демонстрируют удельную мощность более 1,6 Вт/мм при коэффициенте усиления более 11 дБ и КПД по добавленной мощности более 40 %. Исследована возможность уменьшения сопротивлений истока и стока в таких приборах за счет формирования омических контактов в заглублениях с удаленными акцепторными слоями.

КС: <u>гетероструктура, мощный полевой транзистор, донорно-акцепторное легирование, нулевое</u> <u>смешение на затворе</u>

The first results of zero gate bias operation power pHEMTs have been submitted. High power transistors with Γ -type gate with gate length and width about 0,3 µm and 0,8 mm demonstrate specific output power higher than 1.6 W/mm associated gain higher than 10 dB and efficiency higher than 40 % at 10 GHz in pulse mode at +0,2 to -0,2 V gate bias operation. The possibility of lowering the input resistance in such devices by introducing a special embedment in the field of ohmic contacts has been investigated.

Keywords: heterostructure, high power field-effect transistor, donor-acceptor doping, zero gate bias

Усилители мощности на основе гетероструктурных полевых транзисторов типа PHEMT (pseudomorphic high electron mobility transistor) активно востребованы для разработки и производства систем связи, в том числе для стационарной и мобильной телекоммуникационной аппаратуры, для высокоскоростной оптоволоконной связи, спутникового и кабельного телевидения, в частности телевидения высокой четкости, устройств радиолокации на основе активных фазированных антенных решеток, радиоастрономии, телеметрии, контрольно-измерительной аппаратуры и др. Часто при использовании в аппаратуре различного назначения к усилителям мощности кроме основных (выходная мощность, коэффициент усиления, КПД, полоса рабочих частот) предъявляется большой набор совершенно различных дополнительных требова-

ний. К таким дополнительным требованиям могут быть отнесены, например, величины напряжения источников питания, величины токов в цепи затвора и т. д. В то же время практически все полевые транзисторы на основе традиционных гетероструктур эффективно работают (демонстрируют максимальные величины выходной мощности, коэффициента усиления и КПД) при отрицательных напряжениях на затворе. В ряде изделий это не имеет практически никакого значения. Однако существует ряд систем, например некоторые виды АФАР, для которых разработка мощных полевых транзисторов, наиболее эффективно работающих при нулевом смещении на затворе, могла бы быть очень полезной.

Создать мощный полевой транзистор на обычных AlGaAs–InGaAs–GaAs-гетероструктурах как с объемным (n)-PHEMT, так и планарным (дельта) легированием (n)-DPHEMT, эффективно работающий при нулевом смещении на затворе, крайне проблематично. Положение рабочей точки, обеспечивающей получение максимальной СВЧ-мощности в нагрузке на выходе транзистора и (или) максимального КПД, в каждом конкретном случае зависит от многих факторов, включающих в себя особенности и самого транзистора, и цепей согласования и питания. Однако, по элементарным оценкам, чтобы транзистор обеспечивал максимальную выходную СВЧмощность, рабочая точка (по напряжению на затворе) должна быть выбрана так, чтобы при максимальных положительных смещениях на затворе, вызванных СВЧ-сигналом, ток через транзистор был максимальным, а при максимальных отрицательных смещениях на затворе транзистор был полностью перекрыт [1]. Важное дополнительное условие - при максимальном токе в канале транзистора при прямом смещении на затворе поток электронов из канала в затвор должен быть ещё достаточно мал (иначе СВЧ-мощность, выделяемая в нагрузке на выходе транзистора, начинает сильно уменьшаться). Обеспечению малости величины тока затвора в широком диапазоне изменения амплитуды напряжения на затворе сильно мешает термополевой разогрев электронов в канале транзистора. Действительно, электроны в канале транзистора в рабочих режимах разогреваются и приобретают дополнительную энергию величиной не менее энергии междолинного зазора (в гетероструктурах на основе GaAs она равна примерно 0,3 эВ) – начало насыщения ВАХ как раз и соответствует началу интенсивных междолинных переходов в канале транзистора. Естественно, в том случае, когда величина потенциального барьера на границе металл – полупроводник становится сравнимой с этой величиной (например, при прямом смещении на затворе), горячие электроны приобретают возможность беспрепятственного перехода в затвор. Высота барьера Шотки в серийных транзисторах на основе GaAs-гетероструктур составляет всего около 0,7...1 эВ, поэтому разогрев электронов заметно уменьшает эффективную высоту барьера Шотки. При этом напряжение перекрытия типичных транзисторов составляет более 1,5 В даже при малых напряжениях на стоке. При напряжениях на стоке, сравнимых с напряжениями пробоя, напряжение перекрытия обычно увеличивается до величин более 3 В, а для получения максимальной выходной СВЧ-мощности транзистор должен перекрываться именно при высоких напряжениях на стоке. Соотношение высоты барьера Шотки и напряжения перекрытия, даже с учетом автосмещения и энергии разрыва зон на границах гетеропереходов, приводит к необходимости подачи постоянного отрицательного напряжения на затвор, гарантирующего оптимальность выбора рабочей точки такой точки, в которой обеспечивается максимум мощности, выделяемой в нагрузке на выходе транзистора. Кроме того, даже при выборе такой оптимальной рабочей точки, подача СВЧ положительного смещения на затвор приводит к интенсивному поперечному переносу горячих электронов из канала в широкозонный материал и, как следствие, к резкому падению подвижности горячих электронов [2], которое, в свою очередь, ведет к падению крутизны прибора и потере управляемости. Поэтому полевой транзистор, как правило, имеет оптимальную рабочую точку при постоянном отрицательном напряжении на затворе, с током стока, меньшим половины максимального тока стока, протекающего при максимальной амплитуде СВЧ положительного смещения на затворе. Ситуация усугубляется при необходимости настройки прибора не на максимальную мощность, а на достаточно высокий КПД, то есть при необходимости уменьшения тока стока в рабочей точке.

Управление положением оптимальной рабочей точки, в которой обеспечивается максимум СВЧ-мощности, выделяемой в нагрузке, подключенной к выходу транзистора, можно обеспечить, используя донорно-акцепторное легирование гетероструктур [3, 4], позволяющее существенно уменьшить поперечный пространственный перенос и существенно увеличить высоту барьера вблизи границы гетероперехода. По сути, *i*–*p*–*i*–*n*-структура, контактирующая с затвором, является делителем напряжения, подаваемого на затвор (рис. 1), так что в принципе положение оптимальной рабочей точки можно вообще сдвинуть в диапазон положительных напряжений на затворе при сохранении малых токов затвора.



Рис. 1. Схематическая зонная диаграмма разработанной РНЕМТ-структуры: e – заряд электрона; φ_b – потенциал барьера Шотки; ••••• зонная диаграмма обычной (*n*)-DPHEMTструктуры без легирования акцепторами; *a* – напряжение на затворе равно 0; *б* – положительное напряжение на затворе, равное φ_b ; E_{F0} и E_F – соответственно положения равновесного и неравновесного уровней Ферми электронов, локализованных в квантовой яме канала

Из рисунка видно, что при больших прямых напряжениях на затворе, когда в серийных (*n*)-DPHEMT барьер Шотки полностью исчезает, в транзисторах с i-p-i-n-структурой сохраняется потенциальный барьер, препятствующий переносу электронов из InGaAs-канала в затвор. Ранее экспериментальные образцы транзисторов, изготовленные на основе (*np*)-DPHEMT-структур с донороно-акцепторным легированием, демонстрировали уникальные для псевдоморфных структур характеристики (двукратный рост удельной мощности и заметное увеличение коэффициента усиления по сравнению с традиционными гетероструктурами на основе GaAs), но оптимум положения рабочей точки находился при отрицательных напряжениях на затворе [4]. При этом главным недостатком таких приборов были высокие (почти в два раза больше, чем у обычных транзисторов на основе (*n*)-DPHEMT- структур) сопротивления истока и стока, которые существенно ухудшали характеристики приборов.

В процессе решения проблемы по уменьшению сопротивлений истока и стока были изготовлены экспериментальные образцы (*np*)-DPHEMT на основе гетероструктур с InGaAs-каналом и буфером на сверхрешетке (CP) (табл. 1), в которых между затвором и каналом была сформирована i-p-i-n-структура. Эти транзисторы показали возможность эффективной работы в режиме усиления CBЧ-мощности при нулевом смещении на затворе. В гетероструктуре использовалось объемное легирование акцепторами (Be) и дельта-легирование донорами (Si).

Таблица 1

Номер	Слой Назначение	Состав	Топшина	Уровни
слоя		coorab	Tomania	легирования
0	Полуизолирующая GaAs-подложка	—	625 мкм	SI, (WT)
1	GaAs, буферный слой	_	400 нм	Не легируется
2	CP AlGaAs (6 нм)/GaAs (5 нм \times 12)	—	—	Не легируется
3	Al _x Ga _{1-x} As, барьерный слой	0,25	100 нм	Не легируется
4	p^+ –Al _x Ga _{1-x} As, барьерный слой	0,25	15 нм	$4,0.10^{18} \text{ cm}^{-3}$
5	Al _x Ga _{1-x} As, барьерный слой	0,25	5 нм	Не легируется
6	δ-Si-слой	_	_	$8,0.10^{12} \text{ cm}^{-2}$
7	Al _x Ga _{1-x} As, спейсер	0,25	3 нм	Не легируется
8	GaAs, сглаживающий слой	—	3 нм	Не легируется
9	In _y Ga _{1-y} As, канал	0,165	14 нм	Не легируется
10	GaAs, сглаживающий слой	_	1,5 нм	Не легируется
11	Al _x Ga _{1-x} As, спейсер	0,25	3 нм	Не легируется
12	δ-Si-слой	_	_	$7,0.10^{12} \text{ cm}^{-2}$
13	Al _x Ga _{1-x} As, барьерный слой	0,25	7 нм	Не легируется
14	p^+ –Al _x Ga _{1-x} As, барьерный слой	0,25	8 нм	$5,0.10^{18}$ cm ⁻³
15	Al _x Ga _{1-x} As, барьерный слой	0,25	Варьируется	Не легируется

В экспериментальных образцах транзисторов специально использовалась конструкция серийного прибора, выпускаемого в ОАО «НПП «Исток» им. Шокина». Это позволило получать характеристики, как в мощных промышленных реальных приборах с развитой периферией и соответствущим тепловым сопротивлением. Фотография прибора приведена на рис. 2.

Транзистор имеет ширину затвора $W_{3} = 0,8$ мм при длине Г-образного затвора [5] около 0,3 мкм и пробивное напряжение 25...28 В. В табл. 2 представлены первые типичные результа-

ты измерений таких приборов, эффективно работающих при нулевом смещении на затворе. Измерения проводились в импульсном режиме на частоте 10 ГГц.



Рис. 2. Исследуемый транзистор

	Таблица	2
--	---------	---

Номер транзистора	<i>Р</i> _{вх} , мВт	Р _{вых} , мВт	<i>К</i> _{<i>P</i>} , дБ	<i>I</i> _c , мА	<i>U</i> ₃ , B	<i>U</i> _c , B	кпд	$P_{\rm вых}/W_{3}, \ { m Bt/mm}$
	10	190	12,8	195	-0,3	8	_	_
	100	925	9,7	200	-0,3	8	51,5	1,15
	125	1345	10,3	250	-0,45	12	40,7	1,68
1	125	1380	10,4	260	0	12	40,2	1,72
1	125	1325	10,3	240	0	11	45	1,66
	125	1160	9,7	220	0	10	47	1,45
	125	1390	10,5	260	0,1	12	40,5	1,73
	125	1380	10,4	260	0,2	12	40,2	1,72
2	30	640	13,3	210	0	12	_	—
	50	905	12,6	210	0	12	40	1,13
	70	1215	12,4	220	0	12	43	1,52
	100	1315	11,2	235	0	12	43	1,64
	125	1345	10,3	240	0	12	42	1,68
	125	1340	10,3	225	-0,3	12	45	1,68
	100	1005	10	180	-0,3	10	50	1,25

Здесь $P_{\rm вx}$, $P_{\rm вых}$ – соответственно входная и выходная мощности исследуемого транзистора; U_3 , U_c – напряжения на затворе и стоке; K_p – коэффициент усиления; I_c – ток стока. Видно, что разработанные приборы показывают высокие удельную мощность и коэффициент усиления при работе в районе нулевых смещений на затворе и при напряжениях на стоке 11...12 В. Максимальный КПД достигается при уменьшении напряжения на стоке до величин менее 10 В и при небольших отрицательных напряжениях на затворе. Стоит отметить несколько интересных особенностей разработанных приборов. В отличие от большинства транзисторов, с ростом входной мощности выходная растет практически линейно очень долго, а затем наступает резкое насыщение (разница мощности при 1 и 3 дБ компрессии мала). При удельной мощности более 1,5 Вт/мм транзистор может иметь коэффициент усиления около 12,5 дБ. Интересно, что транзисторы демонстрируют максимальный КПД при не слишком высоких напряжениях на стоке. При уменьшении напряжения на стоке до 8...10 В и коэффициента усиления до 10 дБ КПД по добавленной мощности возрастает до 50 %.

Было сделано предположение, что увеличенные сопротивления истока и стока транзисторов, наблюдаемые в предыдущих экспериментах, были связаны с наличием в гетероструктурах слоев, легированных примесью р-типа. Омические контакты в этих транзисторах изготавливались на основе эвтектического сплава Au:Ge, такой контакт предусматривает дополнительное легирование донорной примесью Ge рекристаллизованной области контакта. Присутствие в гетероструктуре слоя № 14, имеющего сильное акцепторное легирование, может привести к тому, что в области этого слоя примеси Ge окажется недостаточно много для сильной перекомпенсации акцепторов, что приведет к увеличению сопротивлений истока и стока и даже к смене вида ВАХ омических контактов – ВАХ станут диодного типа. Действительно, в рекристаллизованном слое, в области расположения акцепторных слоев, образуются потенциальные барьеры, при этом верхний барьер препятствует потоку электронов из металла омического контакта в канал транзистора. Этот барьер и приводит к появлению диодного типа ВАХ контактов. В случае если концентрация акцепторов в области расположения акцепторного слоя достаточно мала, потенциальный барьер не образуется и вместо него формируется слой с повышенным сопротивлением. Эти две возможные ситуации наблюдались на практике в предыдущих экспериментах: имели место нелинейные BAX контактов и омические BAX с повышенным сопротивлением омического контакта.

На рис. З дано схематическое изображение фрагмента транзистора на гетероструктуре с донорно-акцепторным легированием.

При формировании омических контактов стандартным способом (см. рис. 3, a), когда сплав Au:Ge наносится напылением на поверхность слоя n^+ –GaAs, рекристаллизованная область пересекается слоями гетероструктуры, легированными примесью p-типа с весьма большой поверхностной плотностью. Это приводит к ряду нежелательных эффектов (появление потенциального барьера, заметное увеличение сопротивления).

Все преимущества гетероструктур с донорно-акцепторным легированием в наибольшей степени проявляются при использовании высоких уровней легирования акцепторами, что делает проблематичным формирование омических контактов для таких структур, обладающих линейными характеристиками и малым переходным сопротивлением.

Для улучшения омических контактов к таким структурам была изготовлена и исследована конструкция транзистора с заглублением положения нижней границы металла омического контакта в слой № 3 (см. табл. 1 и рис. 3, *б*). Исходное заглубление в структуре формировалось



Рис. 3. Особенности формирования омических контактов в транзисторах на основе гетероструктур с донорно-акцепторным легированием

методом анизотропного травления, что позволило сформировать стенки заглубления с боковым наклоном. Такая геометрия стенок заглубления позволяет обеспечить при напылении бездефектное покрытие боковых стенок металлом и осуществить на боковых стенках формирование омического контакта непосредственно к рекристаллизованному InGaAs-слою канала транзистора. В таком контакте встроенные потенциальные барьеры или области с повышенным сопротивлением не препятствуют протеканию электрического тока в канал, поэтому предполагалось, что в таком варианте конструкции контакта можно практически полностью исключить проблемы, связанные с наличием акцепторных слоев в гетероструктуре, и сформировать омический контакт с малым переходным сопротивлением.

С проблемой качества омических контактов сталкиваются при разработке мощных полевых транзисторов на основе нитрида галлия, но там её решают несколько другими способами (см., например, [6–10]).

Для оптимизации конструкции омических контактов, выполненных в заглублении, по той же технологии изготавливались транзисторы с шириной затвора 0,42 мм. В этих транзисторах омические контакты формировались с использованием напыления эвтектики Au:Ge при различных величинах L_c – расстояния от края металлизации до начала заглубления на поверхности слоя n^+ –GaAs (см. рис. 3, δ). При этом положение края металлизации было фиксировано (при уменьшении L_c заглубление приближается к затвору). Для всех величин L_c ВАХ контактов имели линейный вид, что говорит о полном подавлении нежелательных барьерных эффектов. Зависимость сопротивления транзистора «исток – канал – сток» от расстояния L_c , изме-

ренная при максимальном прямом смещении на затворе на омическом участке выходных ВАХ, приведена на рис. 4.



Рис. 4. Зависимость сопротивления транзистора «исток – канал – сток», измеренного при максимальном прямом смещении на затворе на омическом участке ВАХ, от длины выступа металлизации на слое *n*⁺–GaAs

Видно, что использование в конструкции омических контактов заглублений с наклонными боковыми стенками при достаточно малой длине выступа металлизации на поверхность слоя n^+ –GaAs может существенно уменьшать сопротивление омических контактов. Аппроксимация зависимости, представленной на рис. 4, к нулевой длине выступа металлизации дает уменьшение сопротивления транзистора до величины 3,8 Ом; этот эффект достигнут за счет уменьшения переходного сопротивления омических контактов и уменьшения сопротивлений истока и стока. Простейшие оценки показывают, что такое уменьшение сопротивления транзистора свидетельствует о достижении сопротивлений омических контактов величин, характерных для омических контактов в лучших образцах полевых транзисторов на традиционных (n)-DPHEMT-гетероструктурах без акцепторного легирования. Надо отметить, что транзисторы с шириной затвора 0,8 мм, параметры которых приведены в табл. 2, были изготовлены с большой длиной выступа металлизации ($L_c = 1,5$ мкм), то есть с достаточно большим омическим сопротивление ем истока и стока.

На рис. 5 для трех партий транзисторов с шириной затвора 0,42 мм приведены зависимости максимальной выходной мощности от напряжения на затворе при напряжении на стоке 12 В и при входной мощности 60 мВт.

Как видно из рисунка, образцы транзисторов с шириной затвора 0,42 мм также демонстрируют максимальную выходную СВЧ-мощность практически при нулевых напряжениях на затворе. Таким образом, экспериментально продемонстрирована эффективность применения *i–p–i–n*-структур, сформированных между затвором и каналом, в качестве делителя напряжения затвор – исток в мощном СВЧ-транзисторе, расширяющего допустимый диапазон СВЧизменений величины напряжения на затворе при сохранении малых величин тока затвора. Это решение оказалось полезным для управления положением оптимальной по выходной СВЧмощности рабочей точки и продемонстрировало возможность эффективной работы мощных гетероструктурных полевых транзисторов при нулевом смещении на затворе.



Рис. 5. Зависимости максимальной выходной СВЧ-мощности транзистора от напряжения на затворе

В статье представлены первые результаты разработки мощных гетероструктурных полевых транзисторов с донорно-акцепторным легированием, обеспечивающих максимум выходной СВЧ-мощности при нулевом смещении на затворе. Транзисторы при длине Γ -образного затвора около 0,3 мкм и ширине 0,8 мм на частоте 10 ГГц в импульсном режиме при напряжениях на затворе от +0,2 до -0,2 В и напряжении на стоке 12 В демонстрируют удельную мощность более 1,6 Вт/мм при коэффициенте усиления более 11 дБ и КПД по добавленной мощности до 1,5 Вт/мм коэффициент усиления возрастает до 12,5 дБ. При уменьшении напряжения на стоке до 8...10 В и коэффициента усиления до 10 дБ КПД по добавленной мощности возрастает до 50 %. Исследована возможность понижения споротивлений истока и стока в таких приборах за счет введения специального заглубления в области формирования омических контактов. Показано, что данный технический прием позволяет получать сопротивления истока и стока на уровне величин в транзисторах, изготовленных на основе традиционных (n)-DPHEMT-гетероструктур.

ЛИТЕРАТУРА

1. Kushner, L. J. Estimating power amplifier large signal gain // Microwave Journal. – June 1190. – P. 87–102.

2. Климова, А. В. Поперечный пространственный перенос в полевых транзисторах на гетероструктурах с селективным легированием и границы применимости квазигидродинамических моделей / А. В. Климова, В. М. Лукашин, А. Б. Пашковский // ФТП. – 2009. – Т. 43, вып. 1. – С. 113–118.

3. Лукашин, В. М. Уменьшение роли поперечного пространственного переноса электронов и рост выходной мощности гетероструктурных полевых транзисторов / В. М. Лукашин, А. Б. Пашковский, К. С. Журавлев, А. И. Торопов, В. Г. Лапин, А. Б. Соколов // Письма в ЖТФ. – 2012. – Т. 38, вып. 17. – С. 84–89.

4. Лукашин, В. М. Перспективы развития мощных полевых транзисторов на гетероструктурах с донорноакцепторным легированием / В. М. Лукашин, А. Б. Пашковский, К. С. Журавлев, А. И. Торопов, В. Г. Лапин, Е. И. Голант, А. А. Капралова // ФТП. – 2014. – Т. 48, вып. 5. – С. 684–692.

5. **Кувшинова, Н. А.** Мощный полевой транзистор со смещенным к истоку Г-образным затвором / Н. А. Кувшинова, В. Г. Лапин. В. М. Лукашин, К. И. Петров // Радиотехника. – 2011. – Вып. 11. – С. 90–93.

6. Майборода, И. О. Селективный рост невжигаемых омических контактов к двумерному электронному газу в транзисторах с высокой подвижностью электронов на основе гетеропереходов GaN/AlGaN методом молекулярно-пучковой эпитаксии / И. О. Майборода, А. А. Андреев, П. А. Перминов, Ю. В. Федоров, М. Л. Занавескин // Письма в ЖТФ. – 2014. – Т. 40, вып. 11. – С. 80–86.

7. Nidhi, Dasgupta S. Self-aligned N-polar GaN/InAlN MIS-HEMTs with record extrinsic transconductance of 1105 mS/mm / Nidhi, Dasgupta S., Lu J., Speck S., James S., Mishra U. K. // IEEE Electron Device Letters. – 2012. – Vol. 33, No 6. – P. 794–796.

8. Zheng, Z. Nonalloyed ohmic contact of AlGaN/GaN HEMTs by selective area growth of single-crystal n^+ -GaN using plasma assisted molecular beam epitaxy / Zheng Z., Seo H., Liang Pang L., Kim K. // Phys. Status Solidi. A. – 2011. – Vol. 208, No 4. – P. 951–954.

9. **Pang, L**. High-current AlGaN/GaN high electron mobility transistors achieved by selective-area growth via plasmaassisted molecular beam epitaxy / L. Pang, P. Krein, K. Kim, J.-H. Lee, K. Kim // Phys. Status Solidi. A. – 2014. – Vol. 211, No 1. – P. 180–183.

10. **Recht, F.** Nonalloyed ohmic contacts in AlGaN/GaN HEMTs by ion implantation with reduced activation annealing temperature / F. Recht, L. McCarthi, S. Ragan, A. Chakraborty, C. Poblenz, A. Corrion, J. S. Speck, U. K. Mishra // IEEE Electron Device Letters. – 2006. – Vol. 24, No 4. – P. 205–207.

Статья поступила 14 июля 2014 г.

📃 НОВЫЕ КНИГИ 🚞

Научно-технические серии. Выпуск: Устройства СВЧ и антенные системы. Кн. 3. Активные и цифровые антенные решетки и их элементы. Коллективная монография / Под ред. А. Ю. Гринева. – М.: Радиотехника, 2014. – 172 с.: ил.

Авторы статей, включенных в книгу, – известные ученые, ведущие разработчики и специалисты в области устройств СВЧ и антенных систем. В книге отражены теоретические основы и принципы построения различных устройств СВЧ и антенных систем; рассмотрены общие вопросы построения активных фазированных решеток (АФАР), приемопередающих модулей АФАР, цифровых антенных решеток и сверхширокополосных систем; выполнены частотно-временные преобразования сигналов.

Для научных работников и инженеров, а также преподавателей и студентов вузов.

УДК 621.378.325

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ ПРЕЦИЗИОННОЙ ЛАЗЕРНОЙ МИКРООБРАБОТКИ ПРИ МАКЕТИРОВАНИИ И ПРОИЗВОДСТВЕ МНОГОСЛОЙНЫХ КЕРАМИЧЕСКИХ ПЛАТ LTCC ДЛЯ ИЗДЕЛИЙ СВЧ-ЭЛЕКТРОНИКИ

Н. А. Лябин, Л. В. Ляпин, С. С. Семенюк, В. И. Клименко, В. С. Парамонов, Г. М. Парамонова

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

Показана возможность применения метода лазерной микрообработки в технологии формирования толстопленочных серебряных проводников и зазоров между ними шириной от 20 до 100 мкм на отечественном стеклокерамическом материале. Исследованы режимы лазерной микрообработки проводниковых покрытий и очистки зоны лазерной обработки на платах от шлаков, которые образуются на границе керамика – серебро. Применение лазерной микрообработки для резки фольги из бериллиевой бронзы позволило создать технологию изготовления фольговых трафаретов, используемых в производстве многослойных керамических плат.

КС: <u>прецизионная микрообработка, лазерное технологическое оборудование, лазер на парах меди,</u> <u>толстопленочный проводник, многослойная плата LTCC, фольговый трафарет</u>

The possibility of using laser microprocessing method in the technology of forming thick-film silver conductors and gaps from 20 to 100 μ m thick between them on domestic glass-ceramic material is shown. The modes of laser microprocessing of conductor coatings and cleaning of laser processing zone on boards from cinders which are formed at ceramic – silver interface have been investigated. The use of laser microprocessing for cutting beryllium bronze foil allowed to create the technology of manufacturing foil masks used in the production of multilayer ceramic boards.

Keywords: precision microprocessing, laser technological equipment, copper vapor laser, thick-film conconductor, LTCC multilayer board, foil mask

1. ВВЕДЕНИЕ

Для миниатюрных компонентов изделий электронной техники на базе многослойных керамических плат LTCC требуются новые высокоэффективные технологии по обработке материалов с микронной точностью. Появился даже новый термин HDI (High Density Interconnect board) – соединительная плата высокой плотности. Производство таких плат уже невозможно без формирования печатных проводников шириной менее 50 мкм, а также переходных отверстий диаметром менее 200...300 мкм. Для выбора оптимального варианта схемы на стадии макетирования толстопленочных керамических плат необходим экспрессный и дешевый метод формирования топологии проводников.

В данной работе была поставлена задача по формированию топологии проводников на внешней поверхности многослойных плат LTCC на основе отечественного стеклокерамического материала с использованием метода лазерной микрообработки. Требования к параметрам микрообработки представлены в таблице.

Параметр	Значение
Точность обработки, мкм	± 3
Шероховатость, мкм, не более	1 – 2
Зона термического воздействия, мкм, не более	3 – 5
Минимальный размер элемента топологии внешнего слоя платы проводник/зазор, мкм	30/20

2. ВЫБОР РЕЖИМА И ИНСТРУМЕНТА МИКРООБРАБОТКИ

На первом этапе была проведена работа по определению оптимальных параметров режимов лазерной прецизионной микрообработки внешних толстопленочных проводящих покрытий из серебра и золота толщиной до 20 мкм, при которых можно было бы удалять участки проводящего слоя шириной (зазором) 20...100 мкм с минимальным повреждением стеклокерамического материала подложки. Для этого в качестве обрабатывающего инструмента была использована автоматизированная лазерная технологическая установка (АЛТУ) «Каравелла-2» на базе импульсных лазеров на парах меди (ЛПМ) с длинами волн излучения в видимой желто-зеленой области спектра ($\lambda = 0,51$ и 0,58 мкм), средней мощностью до 7 Вт и высокими частотами следования импульсов излучения (14...16 кГц) [1].

Внешний вид технологической установки приведен на рис. 1.



Рис.1. АЛТУ «Каравелла-2»

Оптимизация проводилась по следующим параметрам: мощности лазерного излучения, фокусному расстоянию ахроматического объектива, скорости обработки, длинам волн лазерного излучения, числу проходов для полного удаления проводящего покрытия. Из теории известно, что пороговая плотность мощности испарения для импульсного излучения определяется по следующей формуле:

$$q_{\rm H} = \frac{kT_{\rm H}}{2A} \sqrt{\frac{\pi}{\delta\tau}},\tag{1}$$

где k – коэффициент теплопроводности (для серебра $k_{Ag} = 429$ Вт/(м· К); для золота $k_{Au} = 318$ Вт/(м· К)); T_{μ} – температура испарения ($T_{\mu Ag} = 2485$ К; $T_{\mu Au} = 3080$ К); A – коэффициент поглощения ($A_{Ag} = 0.05$; $A_{Au} = 0.15$); δ – коэффициент температуропроводности ($\delta_{Ag} = 1.65 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2/\text{c}$; $\delta_{Au} = 1.28 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2/\text{c}$); $\tau = 10^{-8} \text{ c}$ – длительность импульса лазерного излучения (по полувысоте).

Подставляя эти данные в формулу (1), получаем значения расчетной пороговой импульсной (пиковой) плотности мощности для серебра и для золота:

$$q_{\mu Ag} = 1,5 \cdot 10^9 \,\mathrm{Bt/cm^2},$$

 $q_{\mu Au} = 5,1 \cdot 10^8 \,\mathrm{Bt/cm^2}.$

С другой стороны, экспериментальное значение пиковой плотности мощности излучения определяется по формуле

$$q_{\rm H} = \frac{P_{\rm cp}}{f\,\tau\,S},\tag{2}$$

где P_{cp} – средняя мощность лазерного излучения; f – частота следования импульсов; τ – длительность импульсов излучения; $S = \pi d^2/4$ – площадь пятна сфокусированного пучка излучения (d – диаметр пятна).

По формуле (2), зная пороговую пиковую плотность мощности излучения (1,5· 10⁹ и 5,1· 10⁸ Вт/см²), определяем минимальную среднюю мощность излучения ЛПМ, которая необходима для микрообработки покрытия из серебра и золота: $P_{\rm cp Ag} = 0,2$ Вт, $P_{\rm cp Au} = 0,06$ Вт (где $f=15\cdot 10^3 \Gamma$ ц; $\tau = 10\cdot 10^{-9}$ с; d=10 мкм).

Поскольку величины средней мощности $P_{\rm cp Ag}$ (0,2 Вт) и $P_{\rm cp Au}$ (0,06 Вт) соответствуют минимальной плотности мощности испарения серебра и золота, то следует проводить отработку технологии при мощностях излучения ЛПМ несколько выше этих значений. Для экспериментальных исследований были выбраны диапазоны мощностей: 0,2...1 Вт для серебра и 0,1...0,6 Вт для золота. Для получения обрабатывающего пятна излучения диаметром 10 мкм, достаточного для формирования зазоров шириной не более 50 мкм, в качестве фокусирующего элемента использовался ахроматический объектив с F = 100 мм.

В экспериментах скорость обработки изменялась в диапазоне 0,2...5 мм/с. Минимальная зона термического воздействия при микрообработке обеспечивалась в режиме работы на более короткой длине волны ($\lambda = 0,51$ мкм). Были составлены две программы в формате .dxf (AutoCAD). Первая программа позволяла формировать на стеклокерамической поверхности подложки то-пологию проводник/зазор с размерами 100/100 мкм. По второй программе формировалась то-пология проводник/зазор с размерами 40/40 мкм.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Эксперименты по отработке технологии прецизионной микрообработки покрытий из серебра и золота толщиной до 20 мкм на стеклокерамической подложке были проведены:

а) с топологией проводник/зазор 100/100 мкм при средней мощности излучения в диапазоне 0,2...1 Вт, скорости обработки от 0,2 до 5 мм/с и числе проходов от 1 до 5. На рис. 2 показан фрагмент изображения топологии проводник/зазор размерами 100/100 мкм на стеклокерамической подложке с серебряным покрытием толщиной 10 мкм, изготовленный по следующему режиму: мощность излучения – 0,3 Вт, скорость обработки варьировалась от 5 мм/с (справа) до 1 мм/с (слева);



Рис. 2. Фрагмент изображения топологии проводник/зазор размерами 100/100 мкм

б) с топологией проводник/зазор 40/40 мкм при средней мощности излучения в диапазоне 0,2...0,6 Вт, скорости обработки от 0,2 до 8 мм/с и числе проходов от 1 до 5. На рис. 3 показан фрагмент изображения топологии проводник/зазор размерами 40/40 мкм на стеклокерамичес-кой подложке с серебряным покрытием толщиной 10 мкм, изготовленный по режиму: мощность излучения – 0,3 Вт, скорость обработки варьировалась от 2 мм/с (справа) до 0,2 мм/с (слева).



Рис. 3. Фрагмент изображения топологии проводник/зазор размерами 40/40 мкм

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 3(522), 2014

Образцы крепились на специально изготовленной оправке, которая устанавливалась на прецизионном поворотном столике фирмы «Standa» (рис. 4). Поворотный стол позволял с микронной точностью позиционировать образец по отношению к координатному столу в АЛТУ «Каравелла».



Рис. 4. Прецизионный поворотный столик фирмы «Standa» со специальной оправкой для крепления обрабатываемого образца

В результате проведенных экспериментальных работ был определен режим микрообработки LTCC-керамики с серебряным покрытием, позволяющий формировать топологию проводник/зазор с размерами 40/40 и 100/100 мкм: средняя мощность излучения – 0,3 Вт; длина волны излучения – 0,51 мкм; скорость обработки – 1 мм/с; число проходов – 3; фокусное расстояние объектива – 100 мм.

В процессе лазерной обработки на границе керамика – серебро образуются оксиды, бораты серебра и другие химические соединения. Для восстановления начальной структуры переходной зоны металл – керамика применялись различные способы дополнительной обработки образцов. Применение химических методов очистки, как видно из рис. 5, не дало положительных



Рис. 5. Изображение фрагмента образца после химического травления

результатов, т. к. продукты лазерной обработки (шлаки) удалялись частично. Отжиг при 200 °C в восстановительной водородной среде также не дал положительного результата.

Полное удаление шлаков, образующихся при взаимодействии лазерного излучения с образцом, происходило после отжига на воздухе при 800 °C.

Результаты, полученные при формировании топологии проводник/зазор размерами 40/40 и 100/100 мкм, с последующим очистительным отжигом на воздухе при 800 °C, представлены на рис. 6.



Рис. 6. Изображение фрагмента образца с топологией проводник/зазор размерами 40/40 и 100/100 мкм после лазерной обработки и отжига на воздухе при 800 °C

После определения оптимальных режимов лазерной прецизионной микрообработки внешних толстопленочных проводящих покрытий на LTCC-керамике с использованием АЛТУ «Каравелла-2» и способа их финишной очистки были изготовлены опытные образцы с топологией проводник/зазор размерами 20...100 мкм (рис. 7).

С использованием маломощной АЛТУ «Каравелла-2» была отработана технология изготовления трафаретов из бериллиевой бронзы толщиной 0,05 мм, которые успешно применяются в производстве многослойных плат на операциях заполнения отверстий межслойных соединений проводниковой пастой в «сырых» керамических слоях (рис. 8).

Режим обработки трафаретов отличается от режимов микрообработки проводящих покрытий на стеклокерамическом материале: средняя мощность излучения – 2 Вт; длина волны излучения – (0,51 + 0,58) мкм; скорость обработки – 1,5 мм/с; число проходов – 4; фокусное расстояние объектива – 150 мм.

Точность позиционирования отверстий относительно заданных координат – не хуже ±3 мкм. Диаметры отверстий размером от 150 до 300 мкм выполнялись с точностью ±3 мкм.

В рамках данной работы с применением более мощной АЛТУ «Каравелла-1М» (20...25 Вт) были отработаны технологии обработки трехслойной структуры медь – нитрид алюминия – медь толщиной 0,3 – 1 – 0,3 мм и формирования контактов на этой структуре.

Применение технологии прецизионной лазерной микрообработки при макетировании и производстве



Рис. 7. Изображение фрагмента топологии схемы проводников, сформированной на LTCC-керамике с серебряным покрытием. Размеры проводник/зазор – от 20 до 100 мкм



Рис. 8. Фрагменты трафаретов из бериллиевой бронзы толщиной 0,05 мм с диаметром отверстий 0,18 и 0,25 мм

4. ВЫВОДЫ

1. В данной работе показана возможность применения маломощной АЛТУ «Каравелла-2» для формирования толстопленочных проводников из серебра на стеклокерамике шириной и зазором между ними от 20 до 100 мкм.

2. Разработана технология очистки зоны лазерной микрообработки от шлаков.

3. Разработана технология изготовления фольговых трафаретов из бериллиевой бронзы толщиной 0,05 мм для заполнения отверстий межслойных соединений проводниковой пастой в «сырых» керамических слоях многослойных плат. 4. Результаты проведенной работы успешно применяются в производстве многослойных керамических плат по методу LTCC.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лябин, Н. А. Импульсные лазеры на парах меди, технологическое и медицинское оборудование на их основе / Н. А. Лябин, А. Н. Королев, Е. Н. Покровский, В. Н. Батыгин, П. С. Мелешкевич, А. Д. Чурсин, В. И. Клименко, В. С. Парамонов, Е. А. Котюргин, И. С. Колоколов, Г. М. Парамонова, Л. Л. Бетина, М. Е. Королева, И. В. Каморин // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2013. – Вып. 3 (518). – С. 211–220.

Статья поступила 1 августа 2014 г.

🚞 НОВЫЕ КНИГИ 🚞

Системы радиоуправления. Кн. 2. Эффективность систем радиоуправления. Коллективная монография / Под ред. В. С. Вербы и В. И. Меркулова. – М.: Радиотехника, 2014. – 266 с.: ил.

Изложены различные подходы к оценке эффективности систем радиоуправления. Рассмотрены показатели эффективности этих систем: живучесть, информативность, динамичность, чувствительность, а также разрушающая способность, помехозащищенность, точность и устойчивость функционирования.

Для научных сотрудников и инженеров, связанных с разработкой и эксплуатацией радиоэлектронных систем радиоуправления, а также преподавателей, аспирантов и студентов вузов.

УДК 538

СИГНАЛ ФМР КАК «НОСИТЕЛЬ» ИНФОРМАЦИИ О НЕОДНОРОДНОСТИ ПЛЕНКИ ПО ПЛОЩАДИ

В. И. Козлов

Физический факультет МГУ им. М. В. Ломоносова

Линейные размеры тонкопленочных структур, используемых в различных устройствах микроэлектроники, достигают десятков миллиметров. При этом существенным фактором становится однородность структур по площади. Ферромагнитный резонанс как физический эффект, параметры сигнала которого связаны со многими физическими характеристиками объекта исследования (намагниченностью, константами анизотропии и др.), позволяет создать весьма удобный метод определения этих характеристик в разных участках объекта исследования.

КС: ферромагнитный резонанс, резонансное поле, намагниченность, константа анизотропии, сигнал, участок пленки, неоднородность

The linear dimensions of thin film structures used in different microwave devices reach dozens of millimeters. So, the structure homogeneity along the area becomes an essential factor. Ferromagnetic resonance as a physical effect which signal parameters are connected with many physical characteristics of the investigation object (magnetization, anisotropy constants, etc.) allows to create a convenient method of defining these characteristics in different sections of the investigation object.

Keywords: ferromagnetic resonance, resonance field, magnetization, anisotropy constant, signal, film <u>segment, inhomogeneity</u>

Интерес к исследованию физических свойств отдельных участков магнитных пленок появился сразу же после первых попыток их синтеза в ходе анализа условий технологического процесса. Фрайт [1] впервые провел такие исследования на пермаллоевых пленках, напыленных в вакууме с использованием линейно протяженного источника, который обусловил изменение угла напыления в определенном направлении в плоскости пленки. Оказалось, что в центре пленки, где пучок атомов падал на подложку перпендикулярно ей, и на краях пленки, где угол осаждения был отличен от нуля, константа анизотропии отличалась в три раза. Подобный метод использовали также Каумс [2] и Суху [3], который высказал мнение, что ферромагнитный резонанс (ФМР) может позволить наблюдать сигнал с участков пленки, линейные размеры которых не превышают 0,02 мкм.

Метод исследования пленок, примененный в данной работе, состоял в наблюдении такого физического явления, как ФМР. При этом образец не целиком помещался внутрь резонатора стандартного радиоспектрометра, а прикладывался снаружи к отверстию в нем, размеры которого и определяли величину участка образца, принимающего участие в создании сигнала ФМР. Спектрометр работал на частоте 9,3 ГГц; магнитное поле, воздействующее на образец, можно было менять в пределах до 400 кА/м.

С целью развития метода, основанного на ФМР, и использования его для локальных исследований новых магнитных материалов нами был выполнен ряд работ. Пермаллоевые пленки, использовавшиеся в этих исследованиях, обычно имели диаметр 10 мм. Диаметр отверстия в стенке резонатора, к которому они прижимались снаружи, составлял 0,5 мм. При этом стенка резонатора, будучи равной 1 мм, в районе отверстия плавно утончалась, что позволяло СВЧполю доходить до исследуемого образца. Собственная частота резонатора составляла 9,3 ГГц. Ее изменения, вследствие помещения в резонатор образцов (прижимания к отверстию снаружи), были пренебрежимо малы. При шаге перемещения пленки относительно отверстия 0,5 мм можно было получить сигнал ФМР с 20 точек пленки вдоль ее диаметра. Первичная информация, содержащаяся в сигнале, – величина резонансного магнитного поля, ширина резонансной линии, амплитуда сигнала. На основе этих трех характеристик можно рассчитать более десятка физических параметров образца: намагниченность насыщения, константы анизотропии различного рода, константа затухания прецессии вектора намагниченности, соотношение объемов различных фаз образца [4].

Среди исследованных пленок встречались весьма различные по степени неоднородности. На рис. 1 приведена зависимость резонансного поля от координаты локального участка вдоль диаметра для пленки пермаллоя толщиной 0,15 мкм. Эта пленка, как видно, весьма неоднородна: эффективное поле одноосной анизотропии (ООА) меняется от 240 в центре до 720 А/м на краях.



Рис. 1. Зависимость резонансного поля *H* от координаты *x* локального участка вдоль диаметра плёнки пермаллоя толщиной 0,15 мкм, а также изменение эффективного поля ООА *H*_к вдоль диаметра плёнки

На рис. 2 представлены зависимости резонансного поля (1) и рассчитанной по нему эффективной намагниченности $M_{_{3}\phi\phi}$ (2) от координаты x. Как видно из предыдущего рисунка, эффективное поле ООА в пермаллоевых пленках мало в сравнении с величиной магнитного поля, необходимой для резонанса. Поэтому при расчете величины $M_{_{3}\phi\phi}$ влиянием анизотропии можно пренебречь. Линия 2 на рис. 2 изображает изменение $M_{_{3}\phi\phi}$ вдоль диаметра пленки. Видно, что относительная неоднородность намагниченности составляет всего лишь сотые доли про-



Рис. 2. Зависимость резонансного поля *H* от координаты *x* локального участка вдоль диаметра плёнки (*1*); изменение эффективной намагниченности M_{abd} вдоль диаметра плёнки (*2*)

цента (рис. 2), тогда как неоднородность анизотропии превышает ее среднее значение (рис. 1). Технология напыления пленок была впоследствии отработана настолько, что и неоднородность анизотропии стала небольшой – до 10 %, что близко к величине ошибки измерения этой величины. Действительно, на частоте 9 ГГц резонансное поле составляет для пермаллоевых пленок примерно 80 кА/м и уловить смещение резонансного сигнала, которое на три порядка меньше этой величины, при сдвиге пленки или при ее повороте довольно трудно.

Эффективное поле ООА $H_{\rm K}$ и намагниченность M вычислялись на основе резонансного соотношения:

$$\left(\frac{\omega}{\mu_0\gamma}\right)^2 = H(H + 4\pi M + H_{\rm K}\cos\varphi),$$

где ω– частота СВЧ-поля; γ – магнетомеханическое отношение для электрона; φ – угол между ориентацией внешнего магнитного поля и осью легкого намагничивания (ОЛН) в плоскости пленки.

Правильность определения эффективного поля анизотропии $H_{\rm K}$ в плоскости пленки была проверена сравнением с результатами его измерения магнитооптическим методом на одном и том же образце. Предназначенная для этой цели пленка была изготовлена термическим напылением из «точечного» источника, расположенного на некоторой высоте над подложкой – так, что для ее участков, удаленных от источника, угол напыления значительно увеличивался в направлении от источника и почти не изменялся в перпендикулярном направлении. Результат напыления пленки в такой конфигурации можно ясно видеть на фотографии доменной структуры исследуемого участка пленки, где линии равного угла осаждения представлены системой доменных полос [5]. Изменение угла осаждения в пределах исследуемого участка пленки составило 6 град. При этом, по данным магнитооптических измерений, величина $H_{\rm K}$ изменилась

от 1,12 до 2,96 кА/м, а ОЛН «ушла» всего на 1 град. Резонансным методом установлено изменение $H_{\rm K}$ от 0,96 до 2,72 кА/м, что согласуется с данными магнитооптических измерений. Поворот ОЛН заметить не удалось, по-видимому, вследствие его малости.

Для перпендикулярного направления магнитооптические измерения дали изменение направления ОЛН на 21 град, резонансные – на 23 град, т. е. здесь соответствие также хорошее. Анализ изменений $H_{\rm K}$ в пределах исследуемого участка свидетельствует о наличии нерегулярной макронеоднородности пленки. Ширина резонансной линии оставалась практически неизменной во всех участках пленки и равной 3,0 кА/м. Толщина этой пленки составляла 0,040 мкм.

Аналогичные исследования пермаллоевых пленок, полученных при варьировании условий напыления, показали, что метод, основанный на ФМР, по чувствительности к неоднородностям и по их разрешению является весьма эффективным.

Появление эпитаксиальных пленок, синтезируемых на основе железоиттриевого граната, принесло с собой и проблему исследования их неоднородности. Объектом исследования послужила структура пленка – подложка – пленка диаметром 60 мм. Наблюдался ФМР при ориентации внешнего магнитного поля в плоскости структуры. На рис. 3 показано изменение резонансного поля вдоль диаметра образца. Одна сторона структуры имеет неоднородное по площади пленки резонансное поле с минимумом в ее центре. Глубина минимума составляет 2 кА/м. Из резонансного соотношения для перпендикулярной ориентации внешнего магнитного поля относительно плоскости пленки $\omega/\mu_0\gamma = H_{pes} - 4\pi M_{s\phi\phi}$ следует, что такова же неоднородность и эффективной намагниченности: $4\pi M_{s\phi\phi} = 4\pi M - H_{\kappa\perp} (H_{\kappa\perp} - эффектив$ ное поле перпендикулярной ООА). Другая сторона структуры более однородна. Неоднород $ность величины <math>H_{pes}$ содержит информацию о неоднородности внутреннего эффективного поля, имеющего по крайней мере две компоненты: анизотропную и обусловленную намагниченностью (что связано с формой образца). Таким образом, наблюдение ФМР на структуре пленка – подложка – пленка позволяет получить информацию о свойствах каждой из пленок без разрушения этой структуры.

Как показано, метод, основанный на ФМР, является весьма эффективным для выявления неоднородности плоских магнитных образцов, при этом он позволяет для каждого локально-



Рис. 3. Изменение резонансного поля вдоль диаметра ферритовой структуры плёнка – подложка – плёнка: *1* – лицевая сторона; *2* – обратная сторона структуры го участка по параметрам сигнала ФМР определять такие магнитные характеристики, как намагниченность насыщения и константа анизотропии. В случае, когда сигнал ФМР, получаемый с различных участков образца, имеет неодинаковую ширину $2\Delta H$, можно определить распределение по площади и этой характеристики исследуемого образца или вычисляемого из нее времени релаксации намагниченности. Таким образом, метод, основанный на явлении ФМР, вполне можно рекомендовать для внедрения в практику лабораторного контроля качества магнитных пленок.

ЛИТЕРАТУРА

1. Frait, Z. // J. Phys. - 1960. - Vol. B10, No 8. - P. 616-619.

2. Coumes, A. Arch. // Sci. - 1961. - Vol. 14, Fasc. Spec. - P. 206-209.

3. Soohoo, R. F. // J. Appl. Phys. - 1962. - Vol. 33, No 3. Suppl. - P. 1276-1277.

4. Козлов, В. И. // ФТТ. – 1993. – Т. 35, № 2. – С. 330–334.

5. **Кринчик, Г. С.** // II Всесоюзная научн.-техн. конф. по оперативным и постоянным ЗУ: сб. докл. – М., 1965. – С. 159–160.

Статья поступила 25 апреля 2014 г.

🚞 НОВЫЕ КНИГИ 🚞

Устройства поляризации радиоволн в терагерцовом диапазоне частот. Новые принципы построения. Монография / Под ред. А. С. Якунина. – М.: Радиотехника, 2012. – 256 с.: ил.

Проведен анализ особенностей распространения электромагнитных волн в поляризационных устройствах терагерцового диапазона. Дан обзор современного состояния электронно-компонентной базы, исследований и разработок многофункциональных терагерцовых устройств, рассмотрены вопросы, касающиеся теоретических основ поляризации электромагнитных волн, и представлены результаты численного моделирования электродинамических характеристик и полей сеточных поляризаторов нового типа, предназначенных для использования в антенных системах.

Для специалистов в области радиолокации, связи, радиофизики, а также для преподавателей, студентов и аспирантов приборостроительных, радиоэлектронных и телекоммуникационных специальностей вузов.

УДК 621.391.822

ГЕНЕРАЦИЯ И СМЕШИВАНИЕ СИГНАЛОВ

Б. Е. Кяргинский

ФИРЭ им. В. А. Котельникова РАН, г. Фрязино

Предлагается смешивать широкополосные и гармонические сигналы для получения сигналов с различными полосами в широком диапазоне частот. Приведены результаты расчетов и конструкции.

КС: усилитель, фильтр, напряжение, мощность, полоса пропускания, частота

There is a proposal to mix wide-band and harmonic signals to get signals with different bands in a wide frequency range. The results of calculations and design are presented.

Keywords: amplifier, filter, voltage, power, pass band, frequency

Известен интерес к генерации сигналов и смешиванию их с другими сигналами. В настоящей статье рассматриваются вопросы смешивания гармонических и шумовых сигналов. В схеме эксперимента (рис. 1) применялся шумовой генератор I, спектральная характеристика его сигнала представлена на рис. 2. Отдельный участок спектра этого сигнала выделялся с помощью полосно-пропускающего фильтра 2 (см. рис. 1) и поступал на вход смесителя 3. Для этого использовалась микросхема типа HMC213MS8. На вывод LO смесителя подавался шумовой сигнал, на вывод IF проходили три гармонических сигнала с сумматора 5. Эти сигналы вырабатывались генераторами 8, 9 и 10 и подавались на сумматор. Частоты генерации сигналов составляли 1,2; 1,4 и 1,8 ГГц. Чтобы на вывод IF не проходили сигналы с частотами выше 2 ГГц, был включен фильтр нижних частот 6 с частотой среза 2 ГГц. С вывода I2 сигнал поступал через фильтр верхних частот 4 на усилитель 7 и наблюдался на анализаторе спектра.



Рис. 1. Схема эксперимента

Исходный шумовой широкополосный сигнал (рис. 1 и 2) был получен в конструкции *I*, выполненной в микрополосковом исполнении [1] на материале ФАФ толщиной 1 мм. Конструкция представляла собой два полосно-пропускающих трехзвенных фильтра с подсоединенными к ним тремя транзисторами типа 2T647А-2. На выходе конструкции установлен усилитель, состоящий из четырех микросхем: две микросхемы типа MSA-0286 и две микросхемы типа MSA-1105. Питание для транзисторов подводилось на коллекторы (+5 В) и эмиттеры (-0,7 В) при токе 0,1 А. Микросхемы запитывались напряжением +5 В при токе 0,2 А. Спектр сигнала (см. рис. 2) располагался от 0,5 до 5 ГГц на уровне 20 дБ от максимума при мощности 25 мВт. Из этого сигнала можно было выделять с помощью фильтров отдельные участки спектра сигнала.



Рис. 2. Сигнал на выходе шумового генератора *1* в схеме эксперимента

Для создания необходимых гармонических генераторов сначала были сконструированы усилители на транзисторах КТ640А-2. Усилители изготовлены в микрополосковом исполнении на материале ФАФ толщиной 1 мм; топология их показана на рис. 3 (*b* – ширина полосковой линии; *l* – ее длина), а размеры даны в табл. 1 и 2. Импедансы входных и выходных цепей усилителей приведены в табл. 3.



Рис. 3. Топологии усилителей и генераторов

При подключении во входную топологию транзистора переменного конденсатора типа TZC03 или варикапа типа AA-61OA в соответствующих режимах транзистора можно было получить генерацию гармонического сигнала. Топологии генераторов представлены на рис. 3, а размеры входных и выходных топологий показаны в табл. 4. Импедансы их, приведенные к 50 Ом, даны в табл. 5. Генератор, работающий на частоте 1,2 ГГц, имел питание коллектора +2 В, эмиттера -0,84 В при токе 0,05 А, выходная мощность при этом была 6 мВт. К входной топологии был подсоединен переменный конденсатор типа TZC03 величиной 2...10 пФ. Генератор с частотой 1,4 ГГц имел питание коллектора +2 В, эмиттера -0,84 В при токе 0,1 А и выходную мощность 37 мВт. Входная топология включала переменный конденсатор типа TZC03 величиной 2...10 пФ. Генератор с частотой 1,8 ГГц имел питание коллектора +2 В, эмиттера -0,85 В при токе 0,1 А и выходную мощность 16,5 мВт. Входная топология подсоединялась к варикапу типа AA-610A, который запитывался напряжением +1,5 В. Для выравнивания выходных мощностей к генераторам подключались аттенюаторы.

Таблица 1

	Входная цепь											
<i>f</i> ₀ , ГГц	Ζ	71	Ζ	2	Z	3	Z4 Z5		5	$\left \begin{array}{c} \delta f, \\ M \Gamma \mathfrak{U} \end{array} \right = \varepsilon$		
	l	b	l	b	l	b	l	b	l	b		
1,15	_	_			18	17	38	10	15	35	200	2,8
1,3			10	12	8	2,75	31	10	15	36	300	2,8
1,35	-	-	Ι	Ι	-	-	48	10	15	35	200	2,8
1,6	-	-	1	10	10	14	20	10	15	36	200	2,8
1,7	_	_	3	7	9	16	17	7	15,5	19	250	2,8
1,9	5	7	2	1	8	6	6	1	7	6	300	10

Параметры усилителей на транзисторах КТ640А-2

Примечание. Размеры указаны в миллиметрах.

Таблица 2

	Выходная цепь											
<i>f</i> ₀ , ГГц	<i>Z6</i>		<i>Z</i> 7		Z	8	Z	Усиление, лБ				
	l	b	l	b	l	b	l	b				
1,15	15	35	22	13	16	27	10	13	5			
1,3	15	36	31	13	6	2,75	11	14	4			
1,35	15	35	49	13	_	_	_	_	6			
1,6	15	36	10	13	11	20	10	13	6			
1,7	15	20	19	12	11	16	_	_	6			
1,9	7	19	10	11	5	5	_	_	5			

Параметры усилителей на транзисторах КТ640А-2

Примечание. Размеры указаны в миллиметрах.

Таблица 3

f_0 , ГГц	$Z_{\scriptscriptstyle m BX}$	$Z_{\rm bmx}$
1,15	4,1 <i>+j</i> 13,3	24,2 <i>+j</i> 16
1,3	4,1+ <i>j</i> 6,1	6,2+ <i>j</i> 6,1
1,35	7 + <i>j</i> 9,2	9,4 <i>+j</i> 11,2
1,6	9,5 <i>+j</i> 3,2	7 + <i>j</i> 5,2
1,7	23 + <i>j</i> 12	19,6 <i>+j</i> 11,4
1,9	5,6+ <i>j</i> 24,9	24 + <i>j</i> 3,05

Импедансы входных и выходных цепей усилителей

Таблица 4

Размеры входных и выходных топологий генераторов

			Входна	Выходная часть						
<i>f</i> ₀ , ГГц	Ζ	Z3 Z4		24	Z5		Z	6	Z7	
	l	b	l	b	l	b	l	b	l	b
1,2	18	17	38	10	15	35	15	35	50	12
1,4	20	12	27	10	15	35	15	35	49	13
1,8	_	_	_	_	21	12	25	24	21	8,5

Примечание. Размеры указаны в миллиметрах.

Таблица 5

Импедансы генераторов

$f_0,$ ГГц	Z _{bx}	Z _{вых}
1,2	2,7 <i>+j</i> 11,5	15,3 <i>+j</i> 3,7
1,4	4,3 + <i>j</i> 9,9	6,4 <i>+j</i> 10,8
1,8	4,5 + <i>j</i> 4,1	4,6 <i>+j</i> 2,8

При подаче шумового сигнала с центральной частотой 2,3 ГГц и полосой 350 МГц (рис. 4, *a*) на выходе анализатора спектра наблюдался сигнал в полосе около 400 МГц с центральной частотой 3,7 ГГц (рис. 4, *б*). Когда был поставлен фильтр 2 с центральной частотой 2,6 ГГц и полосой 120 МГц, на выходе анализатора спектр сигнала получился в полосе около 350 МГц с центральной частотой 3,8 ГГц (рис. 5).

При использовании узкополосного перестраиваемого фильтра 2 (ЖИГ-сфера, железоиттриевый гранат) с полосой пропускания 30 МГц в схеме эксперимента можно было наблюдать



Рис. 4. Сигнал после полосно-пропускающего фильтра (центральная частота –2,3 ГГц, полоса –350 МГц) (*a*) и на выходе смесителя (*б*)



Рис. 5. Сигнал после полосно-пропускающего фильтра (центральная частота –2,5 ГГц, полоса –120 МГц) (*a*) и на выходе смесителя (*б*)

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 3(522), 2014

после смесителя смещение сигналов при перестройке узкополосного фильтра. Так, при частоте сигнала фильтра 3 ГГц появлялись частоты 3,2; 3,4 и 3,8 ГГц. Выключая гармонические сигналы, можно получать те или иные комбинации сигналов. С помощью питания можно было перестраивать узкополосный фильтр от 2 до 4 ГГц, напряжение при этом изменялось от 0,7 до 1,6 В при токе от 0,1 до 0,3 А.

Полосно-пропускающий фильтр с центральной частотой 2,3 ГГц и полосой пропускания 350 МГц сконструирован на основе симметричных полосковых линий и изготовлен на материале ФФ с диэлектрической проницаемостью 2,1. Расчет был произведен по чебышевской характеристике по методике [1, 4]. Фильтр четырехзвенный, в нем *l* – длина звена, *b1,...,b3* – ширины полосок, *s1,...,s3* –зазоры между полосками, толщина диэлектрика составляла 12 мм. Топология полосно-пропускающего фильтра приведена на рис. 6, а размеры –в табл. 6.



Рис. 6. Топология полосно-пропускающего фильтра

Таблица 6

Размеры полосно-пропускающего фильтра

<i>b1</i> , мм	<i>s1</i> , мм	<i>b2</i> , мм	<i>s2</i> , мм	<i>b3</i> , мм	<i>s3</i> , мм	<i>l,</i> мм
8	1	9	3	10	5	20

Фильтр нижних частот с граничной частотой 2 ГГц был сконструирован и изготовлен на материале ФАФ толщиной 1 мм на микрополосковых линиях. Фильтр состоит из емкостных и индуктивных полосковых линий. Емкостные линии представлены полосками длиной lc1, ..., lc4 и шириной bc1, ..., bc4 при lc1 = lc4, lc2 = lc3, bcl = bc4, bc2 = bc3, индуктивные линии состоят из полосок длиной ll1, ..., ll3 и шириной bl1, ..., bl3 при ll1 = ll3, bl1 = bl3. Расчеты проведены по данным [3]. Топология фильтра показана на рис. 7, размеры –в табл. 7.



Таблица 7

<i>lc1</i> , мм	<i>bc1</i> , мм	<i>lc2</i> , мм	<i>bc2</i> , мм	<i>l l1</i> , мм	bl1, мм	<i>l l2</i> , мм	<i>bl2</i> , мм	$f_{\rm rp},$ ГГц
19,5	3,5	19,2	5,8	10	1,2	10	1	2,0

Размеры фильтра нижних частот

Фильтр верхних частот с граничной частотой сигнала 3 ГГц выполнен в микрополосковом исполнении из материала ФАФ толщиной 1 мм в виде семизвенной конструкции (рис. 8). В конструкцию входят четыре индуктивности в виде полосковых заземленных линий длиной ll1, ..., ll4 и шириной bl1, ..., bl4 (ll1 = ll4, ll2 = ll3 и bl1 = bl4, bl2 = bl3) и три емкости сосредоточенные типа К10-17 величиной 0,5 пФ. Расчет проводился по методике [4]. Размеры фильтра представлены в табл. 8.



Таблица 8

Размеры фильтра верхних частот

<i>111</i> , мм	bl1, мм	<i>l l2</i> , мм	<i>bl2</i> , мм	<i>С1</i> , пФ	С2, пФ	СЗ, пФ	$f_{\rm rp},$ ГГц	Ослабление, дБ
3	2	2	2	0,5	0,5	0,5	3,0	2

Здесь приведены примеры усилителей и генераторов на основе транзисторов КТ640А-2. Генераторы после смешивания их сигналов с шумовыми сигналами позволяли получить комбинации сигналов, а применение узкополосных перестраиваемых шумовых сигналов давало возможность перестраивать их.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, проект № 04-02-16536.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Матей, Д. Л.** Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи / Д. Л. Маттей, Л. Янг, Е. М. Т. Джонс. – М.: Связь, 1971.

2. Седых, В. М. Полосовые линии и устройства сверхвысоких частот / В. М. Седых. –Харьков, 1974.

3. Ковалев, И. С. Конструирование и расчет полосковых устройств / Под ред. И. С. Ковалева. –Изд. Связь, 1974.

4. Фуско, В. СВЧ-цепи / Пер. англ. -М.: Радио и связь, 1990.

5. **Кяргинский, Б. Е.** Исследование генераторов шумоподобных сигналов на транзисторах на основе полоснопропускающих фильтров // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. –2001. –Вып. 1(477). –С. 13-16.

Статья поступила 22 ноября 2013 г.

УДК 621.3.049.77.029.64

ДАЛЬНЕЙШЕЕ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ГЕОМЕТРИИ ПЛОСКИХ БАЛОЧНЫХ ВЫВОДОВ КОМПОНЕНТОВ ГИС СВЧ-ДИАПАЗОНА

В. А. Иовдальский, Л. В. Манченко, В. Г. Моргунов, С. В. Герасименко

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

В результате расчётно-аналитических исследований установлено, что для плоских клиновидных балочных выводов, используемых в ГИС для подключения компонентов, оптимальное соотношение ширины широкого конца клиновидного участка к ширине узкого конца равно 2. Приемлемое соотношение уменьшения паразитной индуктивности к увеличению паразитной ёмкости находится в интервале 1,15±0,75. Применение плоских балочных выводов для подключения транзисторов в составе ГИС СВЧ-диапазона позволяет значительно (на 20 %) увеличить коэффициент усиления в верхней части рабочего диапазона (на частоте 14 ГГц) и расширить рабочий диапазон.

КС: <u>расчётно-аналитическое исследование</u>, клиновидный участок плоского балочного вывода, компонент ГИС, паразитная индуктивность, паразитная ёмкость

As a result of analytical-calculated studies it was established that for flat wedge-like beam leads used in HICs for connection of components the optimal proportion of a wide end of wedge-like part to the narrow end of it is equal to 2. The acceptable relation of decreasing spurious inductance to increasing spurious capacitance is within 1.15±0.75. The use of flat beam leads for connecting transistors in microwave HIC allows to increase significantly (20%) the gain in the upper part of the operating range (at 14 GHz frequency) and expand the operating range.

Keywords: analytical-calculated study, wedged-like part of a flat beam lead, HIC component, spurious inductance, spurious capacitance

1. ВВЕДЕНИЕ

Стремление к улучшению характеристик ГИС СВЧ-диапазона заставляет разработчиков искать новые возможности. В последние годы появился ряд работ [1–3], в которых обосновывается возможность улучшения электрических характеристик ГИС за счёт применения плоских балочных или ленточных внутрисхемных соединений. Кроме того, установлено, что клиновидные балочные выводы имеют преимущества перед прямоугольными выводами [4].

2. РАСЧ"ТНО-АНАЛИТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

В работе [4] предложена методика оценки паразитных индуктивности и ёмкости клиновидных участков выводов компонентов ГИС СВЧ-диапазона.

В ГИС в качестве компонентов чаще всего используются кристаллы транзисторов и конденсаторов. Контактные площадки кристаллов СВЧ-транзисторов, например полевых транзисто-
ров с барьером Шотки, имеют размеры $30 \times 30 \dots 70 \times 70$ мкм. Причём наиболее часто применяются контактные площадки 50×50 мкм. Контактные площадки (верхние обкладки) конденсаторов имеют размеры 400×400 мкм. В то же время ширина 50-омной микрополосковой линии (МПЛ) на поликоровой подложке примерно равна толщине подложки, т. е. 0,5 мм, а для подложек толщиной 1 мм – соответственно 1 мм. В настоящее время в большинстве случаев применяются подложки толщиной 0,5 мм. Таким образом, соотношение ширины широкой части (начала) клиновидного балочного вывода $W_{\rm H}$ к ширине его узкой части (конца) $W_{\rm K}$ не будет превыщать 10. Расстояние между соединяемыми контактными площадками кристаллов и МПЛ или кристаллов обычно равно 0,5...1 мм, хотя в отдельных случаях они могут достигать больших размеров (3...4 мм). В связи с этим исследования целесообразно проводить именно для этих типичных значений, с использованием формул расчёта индуктивности и ёмкости балочных выводов, предложенных в работе [5]: $L = 0,05 + 0,66l - 0,04(W_{\rm K}/W_{\rm H}), C = [0,008 + 0,0002(W_{\rm K}/W_{\rm H})]l, где L – индуктивность, нГн; l – длина, мм; C – емкость, пФ.$

На рис. 1 и 2 представлены результаты исследования зависимостей паразитных индуктивности и ёмкости от длины вывода для $W_{\mu} = 0,05$ мм и $W_{\kappa} = 0,5$ мм.



Рис. 1. Зависимость паразитной индуктивности вывода от его длины



Рис. 2. Зависимость паразитной ёмкости вывода от его длины

На рис. 3 и 4 представлены результаты исследования зависимостей паразитных индуктивности и ёмкости вывода от ширины широкого конца $W_{\rm k}$ при ширине узкого конца $W_{\rm H} = 0,05$ мм и длине l = 1 мм.



Рис. 3. Зависимость паразитной индуктивности от ширины широкого конца вывода



Рис. 4. Зависимость паразитной ёмкости от ширины широкого конца вывода

Анализ полученных зависимостей показывает, что при увеличении расширения (ширины широкого конца) клиновидной части балочного вывода уменьшается его индуктивность, а ёмкость увеличивается. Таким образом, целесообразно найти некоторое оптимальное соотношение изменения индуктивности к изменению ёмкости от ширины широкой части клиновидного балочного вывода. На рис. 5 представлены результаты такого исследования.



Рис. 5. Зависимости отношения Δ*L* (%)/ΔС (%) от ширины широкого конца клиновидного балочного вывода:

 $-W_{\mu} = 0.05 \text{ Mm}, l = 0.5 \text{ Mm}; - W_{\mu} = 0.05 \text{ Mm}, l = 1 \text{ Mm}; - - W_{\mu} = 0.1 \text{ Mm}, l = 0.5 \text{ Mm}$

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 3(522), 2014

Оптимальным является соотношение $W_{\rm k}$ / $W_{\rm H}$ = 2, т. е. широкий конец балки должен быть в два раза шире ее узкого конца. При этих значениях отношение изменения эквивалентной индуктивности к изменению эквивалентной емкости максимально.

Полученные результаты показывают, что при $W_{\rm H} = 0,05$ мм и l = 1 мм оптимальным интервалом для соотношения $\Delta L/\Delta C$ является 1,15±0,75, то есть от 0,4 до 1,9. Такое соотношение предусматривает величину, при которой $W_{\rm K}/W_{\rm H} = 2$. Из анализа кривой рис. 5 можно сделать вывод, что наилучший результат достигается при $W_{\rm K} = 0,2$ мм, то есть при $\Delta L/\Delta C = 1,47$.

Поскольку основным параметром при использовании транзистора в ГИС СВЧ-диапазона является коэффициент усиления, то целесообразно оценить влияние клиновидности выводов на этот параметр. На рис. 6 представлены результаты такого исследования.



Рис. 6. Зависимости коэффициента усиления транзистора с прямоугольными () и клиновидными (Δ) балочными выводами от частоты

Анализ этих зависимостей показывает, что использование клиновидного балочного вывода (вместо прямоугольного) для разварки выводов транзистора позволяет повысить как рабочую частоту прибора, так и усиление на верхней границе рабочей полосы частот. Так, на частоте 14 ГГц коэффициент усиления схемы с клиновидным балочным выводом на 20,44 % больше коэффициента усиления аналогичной схемы с прямоугольным балочным выводом. По уровню усиления 9 дБ рабочая полоса расширилась на 3,9 %. В это же время на нижнем участке диапазона рабочих частот (на 10 ГГц) коэффициент усиления уменьшился на 5,1 %. Это незначительная плата за расширение рабочей полосы частот в верхней части диапазона рабочих частот, поскольку обычно на нижнем участке диапазона рабочих частот наблюдается избыточное усиление. При этом на частоте 14 ГГц коэффициент усиления остаётся достаточно большим (8,095 дБ), что позволяет эффективно использовать транзистор на этой частоте.

3. ВЫВОДЫ

В результате проведённых расчётно-аналитических исследований можно сделать следующие выводы.

1. Установлено, что для плоских клиновидных балочных выводов оптимальное соотношение ширины широкого конца клиновидного участка к ширине узкого конца равно 2.

2. Приемлемое соотношение уменьшения паразитной индуктивности к увеличению паразитной ёмкости находится в интервале 1,15±0,75. 3. Применение плоских балочных выводов для подключения транзисторов в составе ГИС СВЧ-диапазона позволяет значительно (на 20 %) увеличить коэффициент усиления в верхней части рабочего диапазона (на частоте 14 ГГц)

ЛИТЕРАТУРА

1. **Иовдальский, В. А.** Применение выводных рамок полупроводниковых приборов в технологии ГИС СВЧ / В. А. Иовдальский, В. А. Пчелин, В. Г. Моргунов, В. И. Васильев // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2002. – Вып. 1(479). – С. 57–61.

2. **Иовдальский, В. А.** Применение выводных рамок балочных выводов полупроводниковых приборов для улучшения характеристик ГИС СВЧ / В. А. Иовдальский, В. Г. Виноградов, Ю. И. Молдованов, В. Г. Моргунов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2005. – Вып. 2(486). – С. 27–33.

3. **Иовдальский, В. А.** Улучшение электрических характеристик элементов приемопередающего модуля СВЧдиапазона / В. А. Иовдальский, В. Ф. Федоров, С. В. Григорьев, Т. В. Стренина, А. А. Лисицин, В. Г. Моргунов // Электронная техника. Сер. 1, СВЧ-техника. – 2007. – Вып. 2(490). – С. 42–47.

4. **Иовдальский, В. А.** Эффективность применения плоских внутрисхемных соединений в ГИС СВЧ-диапазона / В. А. Иовдальский, Л. В. Манченко, В. Г. Моргунов, С. В. Герасименко // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2011. – Вып. 2(509). – С. 41–47.

5. **Иовдальский, В. А.** Оптимизация геометрии плоских балочных выводов компонентов ГИС СВЧ-диапазона // В. А. Иовдальский, Л. В. Манченко, В. Г. Моргунов, С. В. Герасименко // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2011. – Вып. 4(511). – С. 49–58.

Статья поступила 28 июля 2013 г.

ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ

УДК 621.372.413:621.372.5

ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРЕДАЧИ МОЩНОСТИ ЧЕРЕЗ ОБЪЕМНЫЙ СВЧ-РЕЗОНАТОР, СОЕДИНЕННЫЙ С КОАКСИАЛЬНЫМИ ЛИНИЯМИ ПЕРЕДАЧИ

В. И. Васильев

ОАО «ФНПЦ «ННИПИ «Кварц», г. Нижний Новгород

Путем трёхмерного электродинамического моделирования исследованы зависимости коэффициентов отражения и передачи мощности для объемного СВЧ-резонатора, соединённого на проход с коаксиальными линиями передачи с помощью петель связи. Предложена формула для вычисления коэффициентов связи. В приближении одномодового режима получена аппроксимация для зависимости резонансного коэффициента отражения от коэффициентов связи и на основе энергетического подхода выведена формула для резонансного коэффициента поглощения.

КС: <u>численное моделирование</u>, объемный СВЧ-резонатор, коэффициент связи, коэффициент отражения, закон сохранения энергии

Using three-dimensional electrodynamic modeling the reflection and power transfer coefficients through microwave cavity are investigated. The cavity is connected to transmission lines by means of coupling loops. The calculation formula of coupling coefficient is proposed. In a single-mode the approximation dependence of resonant reflection index on coupling coefficient is created. On the basis of energy conservation law approach the formula for resonant absorption coefficient is obtained.

Keywords: <u>computational modeling, microwave cavity, coupling coefficient, reflection coefficient, energy</u> <u>conservation law</u>

1. ВВЕДЕНИЕ

Объемные резонаторы, соединённые с линиями передачи, широко используются в технике CBЧ в качестве самостоятельных элементов или компонентов полосно-пропускающих фильтров. В некоторых случаях, например при изучении свойств материалов бесконтактным методом на CBЧ или для расчетов CBЧ-систем водородных стандартов частоты и времени, необходимо знать поглощающие свойства резонатора и иметь возможность управления характеристиками его резонансного поглощения. Для теоретического описания процесса передачи энергии через резонатор было бы удобно воспользоваться такими характеристиками, как коэффициенты связи с резонатором, но данная задача до сих пор решена лишь частично.

В работе [1] изложена теория возбуждения резонатора с потерями, нагруженного на один волновод. Решение основано на знании характеристик свободного колебания резонатора в отсутствие и при наличии связи. Было доказано, что в случае малых потерь и слабой связи резонансный коэффициент поглощения по мощности в резонаторе W_L определяется следующим образом:

$$W_L = \frac{4\beta}{(1+\beta)^2},\tag{1}$$

где $W_L = P_L / P_{\text{ген}}$; P_L – потери в резонаторе; $P_{\text{ген}}$ – мощность, поступающая из генератора; β – коэффициент связи.

В последнее время появилось несколько работ, посвящённых качественной теории характеристик рассеяния резонатора [2, 3]. В работах на основе численного моделирования получены выражения для коэффициентов отражения W_R , передачи W_T и поглощения мощности W_L для случая резонатора, нагруженного на два одинаковых одномодовых волновода. Предложенный в статьях метод базируется на законе сохранения энергии.

Развивая данный подход, найдём резонансные коэффициенты отражения и поглощения мощности для одномодового резонатора с собственной добротностью Q_0 , соединённого на проход с двумя линиями передачи, в случае неравенства коэффициентов связи. При использовании разных коэффициентов связи известно [4] лишь выражение для резонансного коэффициента передачи по мощности:

$$W_{T} = \frac{4\beta_{1}\beta_{2}}{\left(1 + \beta_{1} + \beta_{2}\right)^{2}},\tag{2}$$

где β_1 и β_2 – коэффициенты связи по входу и выходу.

На современном этапе развития электродинамики многие задачи не поддаются решению аналитически, поэтому для их решения выполняются исследования с помощью пакетов электродинамического моделирования. Среди множества программ своими возможностями выделяется система трехмерного моделирования Microwave Studio, разработанная немецкой компанией Computer Simulation Technology. Microwave Studio использует метод конечных интегралов – достаточно общий подход, который сначала описывает уравнения Максвелла на пространственной сетке с учётом закона сохранения энергии, а затем формирует на их основе систему специфических дифференциальных уравнений, таких, как волновое уравнение или уравнение Пуассона. Одним из преимуществ численного моделирования является возможность рассчитывать случаи как малой, так и большой (β ≥ 1) связи.

Основным недостатком программ, реализующих универсальные методы, является большая продолжительность вычислений, а также сложности с установлением пределов ошибок, связанных с дискретизацией модели. При моделировании использовался высокодобротный цилиндрический резонатор магнетронного типа, применяемый в водородных стандартах частоты пассивного типа и имеющий множество криволинейных поверхностей. Поэтому вначале была оценена точность вычислений резонансной частоты и добротности СВЧ-резонатора в зависимости от количества точек сетки разбиения. Было определено, что начиная с количества узлов сетки 5×10⁶ решение сходится и не зависит от небольшого варьирования густоты сетки. При этом собственная добротность и собственная частота численной модели резонатора стремятся к значениям приблизительно 1470 и 14000 МГц соответственно. В выбранном диапазоне дискретизации время, затраченное на вычисления компьютером с процессором Intel Xeon с такто-

вой частотой 2,66 ГГц и ОЗУ 4 Гбайт, для одной моделируемой конфигурации составляло около 70 ч. В общей сложности на моделирование потрачено около 14000 ч машинного времени.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

На рис.1 показана типичная схема соединения резонатора на проход. СВЧ-система состоит из генератора, приёмника и включенного между ними резонатора. Нагрузочные плоскости обозначены цифрами l и 2, а амплитуды волн в этих плоскостях, распространяющихся в прямом и обратном направлениях, обозначены соответственно b_1 , a_1 и b_2 , a_2 . Для упрощения ситуации будем считать, что приемник и генератор согласованы с линией передачи без потерь. В этом случае в плоскости l величина b_1 зависит лишь от уровня мощности, вырабатываемой генератором. А величина a_1 зависит от W_R . Так как в общем случае резонатор не согласован с линией, в плоскости l реализуется режим смешанных волн (КСВН больше 1). Существенно иная ситуация будет наблюдаться в плоскости 2. Поскольку приемник согласован с линией, отраженной волны нет (поэтому на рис. 1 волна a_2 в плоскости 2 не изображена). В этой плоскости реализуется режим бегущей волны (КСВН равен 1).



Рис.1. Схема СВЧ-резонатора, соединённого линиями передачи с генератором и приёмником

В качестве исследуемого объекта используем цилиндрический резонатор магнетронного типа на квази-*H*₀₁₁-типе колебаний, изготовленный из металла с потерями и изображенный на рис. 2. Связь с резонатором осуществляется с помощью петель связи прямоугольной формы, соединённых с коаксиальной линией передачи.

Будем считать, что резонатор настроен на частоту генератора и что коэффициенты отражения и передачи связаны с коэффициентами матрицы рассеяния следующим образом:



Рис. 2. СВЧ-резонатор магнетронного типа с аксиально-симметричными металлическими пластинами и петлями связи прямоугольной формы $W_R = P_{\text{отр}} / P_{\text{ген}} = |S_{11}|^2$, $W_T = P_{\text{пр}} / P_{\text{ген}} = |S_{21}|^2 = |S_{12}|^2$, где $P_{\text{отр}}$ и $P_{\text{пр}}$ – отраженная от резонатора и поступившая в приемник мощности; S_{nm} – коэффициенты матрицы рассеяния резонатора.

Исходя из принципа причинности, коэффициенты отражения, передачи и поглощения должны соответствовать следующим требованиям:

1) должен выполняться закон сохранения энергии ($W_R + W_L + W_T = 1$);

2) при отсутствии хотя бы одной связи нет передачи мощности ($W_r(0, \beta_2) = 0$ и $W_r(\beta_1, 0) = 0$);

3) при отсутствии выходной связи ($\beta_2 = 0$) коэффициенты отражения и потерь долж-

ны переходить в соответствующие коэффициенты для случая одной связи $(W_R(\beta_1, \beta_2) = W_R(\beta),$

$$W_L(\beta_1, \beta_2) = W_L(\beta)).$$

4) при отсутствии входной связи ($\beta_1 = 0$) $W_L(0, \beta_2) = 0, W_R(0, \beta_2) = 1.$

Результаты исследования структуры магнитной составляющей СВЧ-поля на квази- H_{011} -типе колебаний показали, что на боковой поверхности цилиндра максимумы H-поля расположены напротив середины аксиально-симметричных пластин резонатора, а минимумы – напротив щелей между пластинами. Это позволяет изменять величину коэффициента связи путем вариации места расположения петель связи и служит тестом для проверки получаемых формул.

3. КОЭФФИЦИЕНТЫ СВЯЗИ С РЕЗОНАТОРОМ

Рассмотрим возбуждение колебаний в объёмном резонаторе с помощью петли связи, соединённой с коаксиальной линией передачи. Для нахождения коэффициента связи воспользуемся выражением для полного сопротивления петли из работы [5]. В приближении малых расстроек ξ, малых магнитных потерь, в отсутствие вырождения рассматриваемого колебания в резонаторе для петли, выполненной из тонкого провода, найдено её полное сопротивление:

$$Z_{n} = iwL_{n} + \frac{w^{2}(1-i\xi)}{1+\xi^{2}} \frac{\left|\dot{\Phi}_{n}\right|^{2}}{2(P_{0}+P_{n})},$$
(3)

где L_n – индуктивность петли с учетом влияния стенок резонатора; Φ_n – поток магнитной индукции; P_0 – мощность потерь в стенках резонатора; $P_{_{\rm H}}$ – мощность потерь за счёт излучения в элементы СВЧ-системы. Учитывая, что $\xi = 0$, второе слагаемое в формуле (3) можно преобразовать:

$$\frac{w^2 \left| \dot{\Phi}_{\mathrm{n}} \right|^2}{2 \left(P_0 + P_{\mathrm{n}} \right)} = \frac{\mu_0 \left\langle B \right\rangle_{\mathrm{n}}^2 S_{\mathrm{n}}^2}{\left\langle B^2 \right\rangle_{\mathrm{p}} V_{\mathrm{p}}} \frac{Q_0 w}{1 + \beta},$$

где S_n – площадь петли; V_p – объем резонатора; μ_0 – магнитная постоянная; $\langle B \rangle_n^2$ и $\langle B^2 \rangle_p$ – квадрат усреднённой по площади петли и усреднённый квадрат по объёму резонатора амплитуды магнитной индукции.

Резонатор соединён с генератором с помощью линии передачи без потерь длиной *l*. В таком случае справедливо следующее выражение для резонансного коэффициента связи с резонатором [6]:

$$\beta = \frac{Q_0}{Q_{\rm BH}} = \frac{|Z_{\rm BX}|}{Z_0},\tag{4}$$

где $Q_{\rm BH}$ – внешняя добротность резонатора; $|Z_{\rm BX}|$ – модуль входного сопротивления резонатора; Z_0 – волновое сопротивление коаксиального кабеля. Для дальнейшего упрощения задачи будем считать, что длина обеих линий передачи значительно меньше длины волны ($l << \lambda$). Это позволяет утверждать, что $|Z_{\rm BX}| \approx |Z_{\rm R}|$.

В работе [5] представлены графики индуктивности петли в зависимости от её размера в резонаторе. В первом приближении индуктивность можно представить в виде степенной функции $L_n = AS_n^{0.5}$, где A – постоянная, зависящая от геометрии петли. Собственную добротность резонатора (с учётом петель связи) и отношение величин магнитной индукции можно найти с помощью пакета MWS. Учитывая формулы (3) и (4), для коэффициента связи получено трансцендентное выражение, которое можно решить рекуррентным способом [7]:

$$\beta \approx \frac{w_{\rm p}}{Z_0} \sqrt{\left(AS_{\rm n}^{0.5}\right)^2 + \left(\frac{\mu_0 \left\langle B \right\rangle_{\rm n}^2 S_{\rm n}^2}{\left\langle B^2 \right\rangle_{\rm p} V_{\rm p}} \frac{Q_0 w_{\rm p}}{1 + \beta}\right)^2}.$$
(5)

Вначале было проведено исследование для резонатора с одной связью. Исходя из формулы (1) и закона сохранения энергии, можно найти, как зависит коэффициент связи от коэффициента отражения:

$$\beta_{1} = \frac{1 - |S_{11}|}{1 + |S_{11}|} \quad \text{для } \beta \le 1;$$

$$\beta_{1} = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad \text{для } \beta > 1.$$
(6)

На рис. З линии 1 и 2 представляют результаты рекуррентного вычисления по формуле (5) коэффициентов связи в зависимости от площади петли. Отдельно представлены данные по



Рис. 3.	Зависимости коэффициента связи
	от площади петли:
$l - B_{\min}$,	расчет по (5); $2 - B_{max}$, расчет по (5
$3 - B_{\min}$,	расчет по (7); $4 - B_{\text{max}}^{\text{max}}$ расчет по (
5-B	_{min} , данные MWS, расчет по (6);
6 – 1	B_{max} , данные MWS, расчет по (6)

расположению петли связи в минимуме и максимуме магнитной компоненты CBЧ-поля. Эти данные позволяют протестировать второе слагаемое, стоящее под корнем в формуле (5). Совокупность точек 5 и 6 представляет результаты вычислений по формуле (6) данных по $|S_{11}|$, полученных пакетом MWS. Из сравнения графиков следует, что характер зависимостей совпадает лишь качественно. Отличие связано со сложностью адекватного описания полного сопротивления петли (3) в резонаторе в зависимости от её размера и геометрии. Дополнительные ошибки определяются тем, что амплитуда магнитного поля вычисляется пакетом MWS в режиме свободных колебаний, а данные по коэффициенту отражения получаются в режиме вынуж-

денных колебаний. Коэффициенты связи, полученные по формуле (5), дают завышенные зна-

чения. В связи с этим была произведена коррекция формулы:

$$\beta \approx \frac{w_{\rm p}}{Z_0} \sqrt{\left(A_{\rm l} S_{\rm n}^{0,7}\right)^2 + \left(\frac{A_2 \mu_0 \left\langle B \right\rangle_{\rm n}^4 S_{\rm n}}{\left\langle B^2 \right\rangle_{\rm p} V_{\rm p}} \frac{Q_0 w_{\rm p}}{1 + \beta}\right)^2},\tag{7}$$

где A_1 , A_2 – постоянные. На рис. 3 линии 3 и 4 представляют результаты рекуррентного вычисления коэффициентов связи по формуле (7). Коррекция формулы позволила сблизить данные аналитических вычислений и моделирования.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ДЛЯ РЕЗОНАТОРА С ДВУМЯ СВЯЗЯМИ

Формула, позволяющая рассчитать коэффициенты связи для резонатора с двумя петлями, будет выглядеть следующим образом:

$$\beta_{1,2} \approx \frac{w_{\rm p}}{Z_{\rm 0}} \sqrt{\left(A_{\rm 1} S_{1,2\pi}^{0,7}\right)^2 + \left(\frac{A_{\rm 2} \mu_{\rm 0} \langle B \rangle_{1,2\pi}^4 S_{1,2\pi}}{\langle B^2 \rangle_{\rm p} V_{\rm p}} \frac{Q_{\rm 0} w_{\rm p}}{1 + \beta_{\rm 1}^{\rm 1\pi} + \beta_{\rm 2}^{\rm 1\pi}}\right)^2},\tag{8}$$

где β_1^{\ln} , β_2^{\ln} – коэффициенты связи для случая одной петли из формулы (7). Значения S_{π} и $\langle B \rangle_{\pi}^2$ необходимо брать для соответствующей петли.

Ниже показаны результаты моделирования пакетом MWS резонатора с двумя петлями связи. На рис. 4 – результаты моделирования модуля коэффициента отражения в зависимости от

Рис. 4. Зависимости коэффициента отражения от площади входной петли, расположенной в максимуме магнитного поля: $I - S_n = 20 \text{ мм}^2$; $2 - S_n = 41 \text{ мм}^2$; $3 - S_n = 162 \text{ мм}^2$



площади входной петли в случае нахождения петель в максимуме поля. В этом варианте площадь выходной петли служит параметром. Очевидно, что зависимость близка к случаю резонатора с одной связью, который описывается формулами (1) и (6). При этом коэффициент отражения уменьшается с увеличением входной петли. Увеличение второй связи ослабляет данный эффект. Для получения аналитических формул зависимости необходимо перейти от площади петель к коэффициентам связи.

Проанализируем зависимость модуля коэффициента отражения от выходного коэффициента связи, который рассчитывался по формуле (8). На рис. 5 представлен случай нахождения петель в минимуме, а на рис. 6 – в максимуме магнитной компоненты СВЧ-поля. В этом варианте параметром служит площадь входной петли. Анализ показывает, что при малом входном коэффициенте связи влияние изменения выходного коэффициента связи носит характер противоположный, описанному в предыдущем абзаце.



Рис. 5. Зависимости коэффициента отражения от коэффициента связи по выходу для петель в минимуме магнитного поля:

I – данные MWS, $S_n = 20 \text{ мм}^2$; 2 – данные MWS, $S_n = 34 \text{ мм}^2$; 3 – $S_n = 20 \text{ мм}^2$, расчет по формулам (7) и (8); 4 – $S_n = 34 \text{ мм}^2$, расчет по формулам (7) и (8)



Рис. 6. Зависимости коэффициента отражения от коэффициента связи по выходу для петель в максимуме магнитного поля:

I – данные MWS, $S_n = 41 \text{ мм}^2$; 2 – данные MWS, $S_n = 88 \text{ мм}^2$; 3 – данные MWS, $S_n = 162 \text{ мм}^2$; 4 – $S_n = 41 \text{ мм}^2$, расчет по формулам (7) и (8); 5 – $S_n = 88 \text{ мм}^2$, расчет по формулам (7) и (8); 6 – $S_n = 162 \text{ мм}^2$, расчет по формулам (7) и (8)

Полученное семейство характеристик позволило аппроксимировать резонансный коэффициент отражения следующей зависимостью:

Численное моделирование передачи мощности через объемный СВЧ-резонатор, соединенный с коаксиальными

$$W_{R} = \frac{(1 - \beta_{1} + \beta_{2})^{2}}{(1 + \beta_{1} + \beta_{2})^{2}}.$$
(9)

Результаты моделирования подтвердили правильность формулы (2) для коэффициента передачи. В таком случае резонансный коэффициент потерь можно представить в виде

$$W_{L} = \frac{4\beta_{1}}{\left(1 + \beta_{1} + \beta_{2}\right)^{2}}.$$
(10)

Легко проверить, что для формул (2), (9) и (10) выполняются и закон сохранения энергии, и остальные четыре требования принципа причинности, перечисленные в начале статьи.

На рис. 4 и 5 представлены результаты вычисления коэффициента отражения по формуле (9). Сравнение теоретических графиков и данных моделирования показывает, что увеличение коэффициента связи приводит к возрастанию ошибки, особенно проявляющемуся в области $\beta > 1$. Это обусловлено приблизительным характером вычислений β по формулам (7) и (8).

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Современный этап развития электроники СВЧ опирается на прогресс вычислительной техники. Увеличение быстродействия современных компьютеров, эффективность предлагаемых программных средств обеспечивают работу с большими объемами информации и открывают новые возможности перед разработчиками модулей и систем.

Интерпретация результатов, полученных в ходе численного трехмерного электродинамического моделирования передачи мощности через объемный резонатор, соединённый на проход, позволила развить теорию резонансных коэффициентов отражения и поглощения с помощью формализма коэффициентов связи. Аналитические формулы, полученные в статье, просты и дают возможность оптимизации СВЧ-систем, включающих резонаторы, соединённые на проход.

В работе показано, что в случае применения петель связи и линий передачи, согласованных с генератором и приемником, коэффициент связи зависит от площади петли, её геометричес-кой формы и места расположения петли в резонаторе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Вайнштейн, Л. А. Электромагнитные волны / Л. А. Вайнштейн. – М.: Радио и связь, 1988.

2. **Минакова, Л. Б.** Спектральный подход к синтезу волноводно-диэлектрических резонаторов режекторного типа / Л. Б. Минакова, Л. А. Рудь // Радиотехника и электроника. – 2002. – Т. 47, № 5. – С. 564.

3. **Минакова, Л. Б.** Резонансное поглощение в волноводах, содержащих диэлектрические включения с потерями / Л. Б. Минакова, Л. А. Рудь // Радиотехника и электроника. – 2004. – Т. 49, № 2. – С. 141.

4. **Кузнецов, В. А.** Измерения в электронике: справочник / Под ред. В. А. Кузнецова. – М.: Энергоатомиздат, 1987.

5. Григорьев, А. Д. Электродинамика и техника СВЧ / А. Д. Григорьев. – М.: Высшая школа, 1990.

6. Карлинер, М. М. Электродинамика СВЧ: курс лекций / М. М. Карлинер. – Новосибирск: НГУ, 2006.

7. Васильев, В. И. Результаты компьютерного моделирования связи объемного резонатора с линиями передачи

/ В. И. Васильев // Радиоизмерения и электроника. – 2012. – Вып. 18. – С.10–14.

Статья поступила 25 июня 2014 г.

УДК 621.525

О ДИНАМИКЕ СОРБЦИОННОГО РАВНОВЕСИЯ ГАЗОВ ОТПАЯННОГО ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ЭВП

С. А. Вашин, Г. Ф. Корепин

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

Приведены результаты исследования динамики сорбционного равновесия газов на поверхностях электродов ЭВП после предварительной высоковольтной тренировки в зависимости от времени выдержки ЭВП без подачи напряжений по изменению тока между электродами при установленных величинах напряжений между ними. Проведено сравнение сорбционного равновесия для двух промежутков: сетка – анод и сетка – катод. Объяснены особенности физической природы сорбции и десорбции газов на разных электродах отпаянного высоковольтного ЭВП. Показана динамика процессов выделения и поглощения газов в отпаянном ЭВП по величине броска тока магниторазрядного насоса в момент его включения от времени выдержки ЭВП в нерабочем состоянии.

КС: отпаянный ЭВП, сорбционное равновесие, сорбция и десорбция газов, МЭН

The results of investigation of dynamics of gases sorption balance on the surfaces of EVD electrodes after preliminary high voltage training were given depending on EVD exposition time without voltage supply on current change by electrodes at the set voltage values between them. The comparison of sorption balance for two intervals: grid – anode and grid – cathode was made. The explanations are given on peculiarities of physical nature of sorption and desorption of gases on different electrodes of sealed-off high voltage EVD. The dynamics of the processes of gas emission and gas absorption in sealed-off EVD is shown on current surge of magnet-electrodischarge pump in the moment of its switching on depending on EVD exposure time in inactive status.

Keywords: sealed-off EVD, sorption balance, sorption and desorption of gases, MEP

1. ВВЕДЕНИЕ

Вопросы вакуумной электроизоляции приобретают важное значение в высоковольтных ЭВП, так как прибор во время пробоя и восстановления своих функций после пробоя не выполняет своего назначения. Если приняты меры по исключению посторонних частиц, окислений электродов и оптимизирована конструкция изоляторов, то, казалось бы, пробои должны быть исключены. Реально электрические пробои всегда есть в ЭВП [1 – 3] и отличаются частотой их возникновения. Причинами возникновения таких пробоев могут стать динамические процессы изменения структуры поверхностей электродов [4] и особенности газосодержания этих поверхностей [5].

Во многих работах, например [6], в основном рассматриваются процессы сорбции и десорбции газов, происходящие во время различных технологических операций, статьи [7, 8] посвящены газовыделению во время откачки, а в [9, 10] исследуются источники выделения газа в процессе предварительной высоковольтной тренировки отпаянных ЭВП, там же описан механизм газовыделения и его динамика. Немаловажную роль в газообразовании на поверхностях электродов играют процессы, протекающие в порах этих поверхностей, которые при исключении прочих факторов являются основными, влияющими на вакуумную электроизоляцию [11]. Но исследование закономерностей этих процессов необходимо проводить не между макетами электродов, а между конкретными электродами ЭВП.

Требуется изучить особенности поверхностного газосодержания и его динамики после предварительной высоковольтной тренировки ЭВП. Это становится наиболее важным после длительного хранения ЭВП, так как миграционные и сорбционные процессы газов являются медленно текущими без подачи напряжений на ЭВП. Исследование сорбционных процессов в отпаянном ЭВП после предварительной высоковольтной тренировки важно и для оптимизации технологии изготовления, настройки и дальнейшей работы ЭВП.

2. ИССЛЕДОВАНИЕ СОРБЦИИ И ДЕСОРБЦИИ ГАЗОВ В ОТПАЯННОМ ЭВП ПОСЛЕ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ ВЫСОКОВОЛЬТНОЙ ТРЕНИРОВКИ

Исследование процессов сорбции и десорбции газов проводилось на отпаянных высоковольтных клистронах среднего уровня мощности. Каждый прибор прошел предварительную высоковольтную тренировку, после которой на промежутке сетка – анод установился ток $I_{c-a} = 0,01$ мА, а на промежутке сетка – катод $I_{c-\kappa} = 0,02$ мА. Токи соответствовали максимальным напряжениям тренировки, поэтому они могут быть отнесены к предпробойным. Данные показания токов при окончании высоковольтной тренировки не менялись в течение 10 мин (под напряжением), и пробоев за это время не происходило, что показывает одновременно и состояние установившегося газового равновесия в исследуемом промежутке ЭВП (установившийся ток пороэлектронной эмиссии [11]). По окончании процесса высоковольтной трениров-ки напряженность электрического поля между сеткой и катодом составляла 31 кВ/мм, а между сеткой и анодом – 9,3 кВ/мм.

Известно, что при подаче напряжения между электродами имеет место явление резонансной десорбции газа [4]. При отсутствии электрического поля (напряжения) между электродами вакантные места после резонансной десорбции газа будут заполняться газами с других поверхностей ЭВП, вследствие миграции этих газов. Поэтому следует провести исследование сорбции и десорбции газов и определение динамически изменяющегося сорбционного равновесия. Это явление подлежит изучению в зависимости от временного фактора.

Ток между электродами может иметь несколько составляющих: ток, обусловленный эмиссией с одного из электродов; ионный ток; ток проводимости по изолятору между исследуемыми электродами. Следовательно, необходимо оценить влияние каждой составляющей на ток между электродами. Поверхностная проводимость изолятора измерена от средины внешней поверхности изолятора до каждого из электродов исследуемого промежутка. Определено, что ток поверхностной проводимости составляет не более 10 мкА при максимальном устанавливаемом напряжении и находится на уровне тока утечки испытательной установки. Итак, током утечки по внешней поверхности изоляторов можно пренебречь. Ионным током также можно пренебречь, так как давление остаточных газов меньше 2⁻¹⁰⁻⁸ мм рт. ст.

Возможна проводимость по поверхности изолятора внутри ЭВП из-за напылений, которые могут происходить в процессе откачки и обезгаживания ЭВП. Ток проводимости по внутренней поверхности изолятора может увеличиваться линейно при росте напряжения или иметь зависимость, отличную от линейной. Если при подаче напряжения между электродами и выдержке с этим напряжением происходит снижение тока между электродами (без пробоев), то,

скорее всего, это связано с изменением тока утечки по изолятору. Если при повторных включениях напряжения вновь полученная величина тока между электродами не изменяется и не восстанавливается до прежнего уровня, то имеет место утечка по внутренней поверхности изолятора (если этого нет, то ток между электродами не обусловлен током утечки по изолятору). Измерениями установлено, что ток между электродами не связан с токами утечки как по внутренней, так и по внешней поверхности изоляторов. Таким образом, осталась лишь проводимость непосредственно между электродами.

Методика исследований состояла в следующем. После окончания высоковольтной тренировки и выключения напряжения ЭВП выдерживался заданное время. Затем проводилось измерение изменения тока выбранного промежутка между электродами во времени (выдержка ЭВП с максимальным напряжением предварительной высоковольтной тренировки до момента снижения тока между электродами до величины достигнутого постоянного тока при окончании процесса тренировки перед проведением исследований). Измерения проводились отдельно по каждому из промежутков сетка – катод и сетка – анод.

К исследуемым промежуткам отпаянного ЭВП подавали максимальные тренировочные напряжения после выдержки прибора (без подачи напряжения) в течение 5, 150 и 1020 мин. Изменение тока в промежутке сетка – катод до постоянного значения, отмеченного в конце процесса тренировки, длится по времени существенно больше, чем в промежутке сетка – анод. Для промежутка сетка – анод оно заканчивается за несколько секунд, а для промежутка сетка – катод через десятки и сотни секунд. Результаты исследований показаны на рис. 1. Видно, что чем больше время выдержки ЭВП без подачи питающих напряжений, тем дольше идет снижение тока промежутка до равновесного значения.



Рис. 1. Зависимости предпробойного тока в промежутке сетка – катод от времени выдержки отпаянного ЭВП без напряжения: *1* – 5 мин; *2* – 150 мин; *3* – 1020 мин

Так как на рис. 1 графики почти сливаются, то они приведены на рис. 2 в логарифмическом масштабе. Эти кривые более наглядно показывают характер происходящих изменений. Все графики вне зависимости от времени выдержки ЭВП без подачи напряжения между электродами имеют один и тот же характер: между 1-й и 3-й секундами имеется характерный участок резкого падения тока, другие участки близки к линейной зависимости.

Рис. 2. Изменение тока в промежутке сетка – катод при максимальном напряжении: *I* – время выдержки без подачи напряжения 5 мин; *2* – 150 мин; *3* – 1020 мин

Так как ранее установлено, что причиной проводимости не является поверхностная проводимость изолятора, то её можно было бы объяснить термоэлектронной или автоэлектронной эмиссией отрицательного электрода. Но при исследуемых напряжениях между электродами зависимости тока от напряжения не подчиняется закону ни термоэлектронной, ни автоэлектронной эмиссии.

Характер изменения тока свидетельствует о периодически повторяющихся одинаковых или близких условиях возникновения первоначального тока исследуемого промежутка с момента подачи напряжения. Перенос твердого материала за относительно короткий промежуток времени при температуре 22 °C происходить не может. Поэтому полученные изменения легко объясняются переносом газа за время выдержки ЭВП без напряжения на участки поверхностей электродов после резонансной десорбции газа, а характер изменения тока между электродами – влиянием пороэлектронной эмиссии [4, 11].

Это подтверждается отличием времени изменения тока между разными промежутками, так как большая величина напряженности поля (промежуток сетка – катод) соответствует и более глубокому проникновению этого поля в поры электродов, но в порах электродов на более глубоком уровне энергия адсорбция газов выше, чем у начала углублений [7].

Более длительное изменение тока на промежутке сетка – катод при подаче напряжения объясняется еще и пористой структурой покрытия катода. Это приводит к росту времени установления сорбционного равновесия в отпаянном ЭВП. В работе [6] показано, что разные газы в углублениях между кристаллами сортируются по месту их расположения, поэтому кривые рис. 2 могут частично отражать и состояние адсорбции разных газов при их десорбции, что и нашло отражение в одинаково повторяющихся участках трех кривых.

Из рис. 2 также следует вывод о том, что пористая структура катодов существенно влияет на поглощение газа. При длительной выдержке ЭВП без включенных напряжений эта структура

является основным источником газа, который в момент включения ЭВП может привести и к электрическому пробою.

Для того чтобы убедиться, что действительно основную роль играют именно поверхностные газы, была снята зависимость броска тока магниторазрядного насоса (МЭН) ЭВП от времени выдержки между его включениями (рис. 3), из которой следует, что в момент включения насоса величина его тока нарастает в зависимости от времени выдержки до некоторого уровня, что подтверждают графики рис. 2. Таким образом, можно судить о смещении сорбционного равновесия в отпаянном ЭВП. Через некоторое время выдержки при подаче напряжения на промежутки (сетка – катод, сетка – анод) система стремится к прежнему, начальному равновесному сорбционному состоянию, полученному в конце высоковольтной тренировки, что фиксируется по возврату предпробойных токов к значениям, полученным при окончании высоковольтной тренировки.

от времени выдержки прибора без включенных напряжений

Кроме того, из графиков (см. рис. 2) может быть построена зависимость изменения времени выдержки ЭВП от времени выхода на фиксированный ток (рис. 4). Видно, что рост времени выхода на фиксированный режим возрастает при росте времени выдержки ЭВП без подачи

Рис. 4. Зависимости времени выдержки ЭВП *t* от времени выхода прибора на фиксированный ток между электродами *t*₁: *I* – 0,02 мкА; *2* – 0,03 мкА; *3* – 0,04 мкА; *4* – 0,08 мкА

напряжения. Поэтому при бо́льших длительностях выдержки, чем показаны на рис. 4, ожидается дальнейший рост, особенно на промежутке сетка – катод, так как катод является не только пористым, но и наиболее обезгаженным элементом ЭВП. При этом достижение сорбционного равновесия при выключенном накале катода затягивается, а при включении накала катода происходит возрастающее газовыделение при росте времени выдержки без напряжений. Процесс нарастания ограничивается достижением полного сорбционного равновесия для катода в холодном состоянии.

Проведенные исследования наглядно показывают сложную систему формирования сорбционного равновесия газов отпаянного высоковольтного ЭВП. Во время тренировки это состояние равновесия фиксируется путем установления постоянного предпробойного тока исследуемого промежутка. После снятия напряжения газы, выделившиеся электродами, стремятся это новое сорбционное равновесие нарушить, что показывают проведенные эксперименты с выдержкой ЭВП без напряжения для разных временных промежутков.

3. ВЫВОДЫ

1. Сорбционное равновесие газов отпаянного ЭВП имеет динамический характер. Динамика сорбционного равновесия зависит от подаваемых напряжений, сорбционных свойств материалов, напряженностей электрических полей между электродами, температуры отдельных конструктивных элементов ЭВП, а также от скорости изменения перечисленных величин и времени выдержки ЭВП в выключенном и включенном состояниях.

2. Исследование сорбционного равновесия в отпаянном ЭВП может служить основой для отработки технологий откачки и высоковольтной тренировки, получения более глубокого вакуума; позволит выяснить некоторые причины появления токов утечки и переноса материалов ЭВП, связав процессы сорбционного равновесия с процессами переноса материалов.

3. Первое чисто практическое применение данных исследований дает возможность точнее сформулировать правила ввода ЭВП в эксплуатацию после длительного хранения с учетом динамики сорбционного равновесия газов, обеспечив снижение вероятности возникновения электрических пробоев между электродами.

4. Исследована динамика изменения давления газа отпаянного ЭВП, измеряемого по величине броска тока МЭН после выдержки прибора без подачи напряжений и с выключенным насосом. Установлено, что изменение давление газа в ЭВП после выдержки МЭН и ЭВП без подачи питающих напряжений в зависимости от времени выдержки имеет нелинейный характер.

5. Показано, что динамика сорбционного равновесия носит сложный, иногда противоречивый характер, зависящий от воздействия на процессы сорбции и десорбции различных факторов, дестабилизирующих достигнутое сорбционное равновесие.

ЛИТЕРАТУРА

1. Латам, Р. Вакуумная изоляция установок высокого напряжения / Перевод с англ. Р. Латам. – М.: Энергоатомиздат, 1981.

2. Сливков, И. Н. Электрический пробой и разряд в вакууме / И. Н. Сливков. – М.: Атомиздат, 1966.

3. **Новоселец, В. И.** О вакуумных пробоях в многолучевых мощных пролетных клистронах на высшем и основном виде колебаний / В. И. Новоселец // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 2008. – № 2. – С. 53–61.

4. **Татаринова, Н. В.** Влияние процессов в порах поверхностей электродов на вакуумную электроизоляцию: дис. на соиск. уч. ст. д.ф-м.н. / Н. В. Татаринова. – М.: МИФИ, 1998.

5. **Корепин, Г. Ф.** Определение источника газовыделения в процессе высоковольтной тренировки ЭВП / Г. Ф. Корепин, В. И. Пугнин, А. Н. Юнаков // Наукоемкие технологии. – 2005. – Т. 6, № 5. – С. 47–50.

6. Черепнин, Н. В. Сорбционные явления в вакуумной технике / Н. В. Черепнин. – М.: Сов. радио, 1973.

7. **Черепнин, Н. В.** Основы очистки, обезгаживания и откачки в вакуумной технике / Н. В. Черепнин. – М.: Сов. радио, 1967.

8. Корепин, Г. Ф. Критическое время обезгаживания ЭВП СВЧ / Г. Ф. Корепин // Вакуумная техника и техноло-гия. – 2007. – Т. 17, № 3. – С. 167–175.

9. **Корепин, Г. Ф.** Проблемы откачки металлокерамических ЭВП СВЧ / Г. Ф. Корепин // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 2008. – № 4. – С. 23–46.

10. **Корепин, Г. Ф.** Термовакуумная обработка электронной пушки и вероятность электрических пробоев высоковольтных ЭВП / Г. Ф. Корепин // Вакуумная техника и технология. – 2007. – Т. 17, № 2. – С. 123–130.

11. **Татаринова, Н. В.** Вакуумная электроизоляция (обзор) / Н. В. Татаринова // Вакуумная техника и технология. – 2003. – Т. 13, № 1. – С. 3–29.

Статья поступила 14 июля 2014 г.

📃 НОВЫЕ КНИГИ 🚞

Научно-технические серии. Серия «Радиосвязь и радионавигация». Выпуск 3. Радионавигационные технологии. Коллективная монография / Под ред. А. И. Перова, И. Б. Власова. – М.: Радиотехника, 2013. – 162 с.: ил.

В книге отражены теоретические вопросы спутниковой навигации, технологии перспективной системы ГЛОНАСС, показаны результаты экспериментальных исследований технологий спутниковой навигации, вопросы мониторинга навигационных сигналов; даны приложения технологий спутниковой навигации в различных областях. Книга подготовлена по материалам научно-технической конференции «Радионавигационные технологии в приборостроении», проходившей в сентябре 2013 г.

Для научных работников и инженеров, а также преподавателей и студентов вузов.

АНТЕННЫ

УДК 621.396.677

АНТЕННЫ ИНТЕГРАЛЬНОГО СВЧ-ЛОКАТОРА МАЛОЙ ДИСТАНЦИИ*

В. В. Перов

ООО «СибИС», г. Новосибирск

Рассматриваются конструкции двух малогабаритных антенн круговой поляризации для СВЧ-локатора малой дистанции: спиральная антенна с объемным ступенчатым экраном и сдвоенная patch-антенна с противоположными направлениями круговой поляризации печатных вибраторов. Приводятся результаты численного моделирования антенн.

КС: <u>спиральная антенна, печатная антенна, patch-антенна, амплитудно-частотная характерис-</u> <u>тика, круговая поляризация, численное моделирование</u>

Two constructions of small-size printed antennas of a circular polarization for a short range microwave locator – a spiral antenna with a volume step-by-step screen and a dual patch-antenna with opposite directions of circular polarization of printed vibrators are considered. The results of numerical simulation of antennas are given.

Keywords: spiral antenna, printed antenna, patch-antenna, amplitude-frequency characteristic, circular polarization, numerical simulation

1. ВВЕДЕНИЕ

Многообразие существующих типов СВЧ-локаторов сравнимо с видовым разнообразием биологических объектов. Локаторы различаются областью применения, рабочими частотами, мощностью, типом модуляции, шириной полосы сигнала, алгоритмами обработки, дальностью действия и т. д. Область применения накладывает требования к антенно-фидерной системе локатора [1]. В нашем случае речь идет о малогабаритном СВЧ-локаторе малой дистанции (ЛМД), предназначенном для обнаружения препятствий, движущихся относительно локатора.

Системы ближней радиолокации определяются как радиолокационные системы, дальность действия которых соизмерима с геометрическими размерами взаимодействующих объектов и с ошибками выдачи исполнительных команд [2]. Рабочая зона действия ЛМД составляет по-

^{*}Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках реализации НИР «Исследование перспективных типов сверхвысокочастотных приборов, разработка технологических принципов их изготовления (СБИС широкополосного СВЧ-локатора малой дистанции в диапазоне частот 3…11 ГГц)», госконтракт № 14.427.11.005.

рядка 1...3 м. Зона излучения антенны, в отличие от зоны дальности локатора, определяется соотношением характерного размера антенны к размеру этой зоны. С этой точки зрения зона излучения малогабаритной антенны ЛМД является дальней зоной, то есть зоной, в которой формируется диаграмма направленности.

При увеличении ширины полосы частот локатора от узкополосного режима работы (1...10 %) до широкополосного (10...30 %) и вплоть до сверхширокополосного (30...100 %) появляется возможность уменьшения уровня излучаемой СВЧ-мощности вплоть до уровня шумов. Известны различные способы расширения рабочей полосы частот антенн [3]. Масштабный принцип – распределение тока на поверхности элементов антенны – остается подобным, если размеры антенны и длина волны изменяются пропорционально. Этот принцип является основным при проектировании частотно-независимых антенн [4]. Яркими представителями этого класса антенн являются арифметические и логарифмические спиральные антенны в свободном пространстве. Однако масштабный принцип сложно реализовать при наличии малогабаритного экрана, расположенного близко к спиральному излучателю. Классическая конструкция спиральной антенны с экраном не позволяет ее миниатюризировать.

Задача создания малогабаритного ЛМД в виде блока, включающего в себя специализированную микросхему (приемопередатчик, микропроцессорный блок управления и обработки сигналов) и встроенную малогабаритную направленную антенну с двумя вибраторами, расположенными на экране в едином корпусе, представляет значительный интерес. Для реализации схемы ЛМД необходима малогабаритная широкополосная направленная антенна. Такая антенна должна обладать рядом свойств, реализуемых в заданной полосе частот: а) согласованием с подводящим фидером; б) коэффициентом усиления и связанной с ней шириной диаграммы направленности; в) направленностью излучения относительно оси локатора.

В работе предпринята попытка сконструировать антенны, которые можно интегрировать в едином блоке с электронными узлами локатора.

2. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ АНТЕНН

Расчет электродинамических параметров антенн ЛМД осуществлялся методом численного моделирования, который успешно применяется на практике [5].

При отсутствии ограничений на размеры и взаимное положение элементов антенны её конструкцию можно относительно легко реализовать для работы в широкой полосе частот с соблюдением вышеуказанных требований. Например, рассмотрим антенну с широкополосным излучателем в виде однозаходной плоской спирали, расположенной над ступенчатым экраном с переменным по радиусу зазором «экран – спираль» (рис. 1).

Выбор ступенчатого зазора позволяет частично реализовать масштабный принцип проектирования частотно-независимых антенн. Широкополосное согласование антенны со стандартной коаксиальной линией передачи СВЧ-мощности достигается путем оптимизации количества витков и ширины полоска печатной спирали методом численного моделирования (рис. 2). На качество согласования также влияет толщина диэлектрической вставки между экраном и спиральным излучателем (высота экрана), которая выбрана равной четверти длины волны в диэлектрике.

Применяя в качестве апертуры антенны отрезок круглого волновода длиной в четверть длины волны, можно обеспечить формирование относительно плоского фазового фронта в плос-

Рис. 1. Объемная спиральная антенна со ступенчатым экраном и цилиндрической волноводной апертурой: *I* – ступенчатый экран; *2* – коаксиальный фидер; *3* – диэлектрическая вставка; *4* – спиральный печатный излучатель

кости апертуры антенны. Это позволяет достичь увеличения коэффициента усиления антенны по сравнению с более простой конструкцией спирального вибратора над экраном. Кроме того, применение отрезка круглого волновода на выходе потока СВЧ-энергии из антенны улучшает симметрию диаграммы направленности антенны относительно её оси в широкой полосе частот.

Соотношение между коэффициентами усиления для право- и левовращающейся поляризаций излучения спиральной антенны приведено на рис. 3. Все эти технические приемы проектирования направленной спиральной антенны относительно легко реализуемы при отсутствии каких-либо внешних ограничений на размеры элементов антенны.

В ряде специальных применений для реализации конструкции малогабаритного ЛМД необходимо разработать сдвоенную направленную антенну, предназначенную для одновременной передачи и приема СВЧ-излучения с противоположным направлением вращения круговой поляризации. Дополнительным требованием со стороны разработчиков схемы ЛМД является необходимость электродинамической связи между приемопередающими элементами антенны на уровне -10 дБ в рабочей полосе частот.

Кроме того, для решения задач специального применения ЛМД кроме вышеуказанных требований к пара-

Рис. 2. Коэффициент отражения *S11*. Объемная спиральная антенна

Рис. 3. Коэффициент усиления G_а для лево- (- - -) и правовращающейся (—) поляризаций. Объемная спиральная антенна

раметрам антенны накладывается ряд существенных ограничений на размеры элементов антенны, а именно:

- 1) антенна должна иметь печатную конструкцию;
- 2) толщина печатной антенны (ПА) должна быть не более 0,05 от длины волны λ ;
- 3) диаметр антенны должен быть не более 0,75 от λ .

Хорошо известна и широко применяется в технике связи ПА типа «patch» («заплатка») [3, 6]. Излучатель этой антенны представляет собой прямоугольный полосковый резонатор, возбуждаемый в точке, расположенной по диагонали прямоугольника, коаксиальным фидером. Такой способ возбуждения позволяет одновременно возбудить взаимно ортогональные токи на поверхности элементов ПА. Резонансные частоты ортогональных мод слегка отличаются друг от друга за счет разности размеров сторон прямоугольного резонатора. Сдвиг фаз этих колебаний обеспечивает вращение поляризации электромагнитного поля излучения антенны в окрестности резонансной частоты. Величина электромагнитной связи резонатора ПА с подводящим коаксиальным фидером пропорциональна удалению точки подключения от центра резонатора, что позволяет согласовать его импеданс.

Известно, что относительная толщина t/λ диэлектрической подложки ПА (здесь t – абсолютная толщина подложки; λ – длина волны, соответствующая центральной частоте рабочей полосы частот антенны) значительно влияет на рабочую полосу антенны.

Характеристики patch-антенны определяются не только параметрами диэлектрической подложки и размерами прямоугольного резонатора. На параметры антенны значительно влияют форма и размеры экрана – поперечные и толщина. Для ряда специальных применений интерес представляет антенна с экраном в виде цилиндра диаметром порядка 2λ и толщиной $1,5\lambda$. Ограничение на толщину подложки $t \sim 0,05\lambda$ ставит в рамки возможность увеличения ширины рабочей полосы раtch-антенны. Относительная ширина полосы частот ЛМД равна $\pm 0,04$. С учетом технологических погрешностей изготовления печатных элементов ширина полосы антенны должна превышать ширину полосы сигнала локатора.

В работе [7] сделан важный вывод, касающийся количества точек подключения приемопередатчика к ПА и позволяющий выбрать оптимальное количество входов/выходов. В работе [8] рассмотрены одноточечная и многоточечная схемы подключения ортогональных вибраторов ПА с круговой поляризацией. Двухточечная схема с пассивным штырем в центре ПА имеет меньшие размеры, чем четырехточечная, и, следовательно, меньшие потери мощности. Поэтому при условии практического равенства коэффициентов эллиптичности предпочтение следует отдать двухточечной схеме. Это обстоятельство следует учесть в дальнейшем при проектировании схемы ЛМД, а именно: для улучшения коэффициента эллиптичности ПА желательно применять двухточечные схемы питания раtch-вибраторов как со стороны генератора, так и со стороны приемника ЛМД. Это позволит улучшить параметры ПА в рабочей полосе частот ЛМД. В нашем случае, на начальном этапе работ по проектированию интегрального ЛМД, решено упростить схему питания ПА при условии достижения рабочей ширины полосы ПА с запасом, превышающим технологические допуски на изготовление. В дальнейшем при необходимости можно будет вернуться к двухточечной схеме питания ортогональных вибраторов ПА, что потребует усложнения схем генератора и приемника в электронном блоке ЛМД.

На рис. 4 показана двойная patch-антенна с цилиндрическим экраном, роль которого выполняет непосредственно корпус ЛМД.

По данным, полученным методом численного моделирования, можно сделать вывод, что в рабочей полосе частот проектируемого ЛМД (9,6...10,4 ГГц) коэффициент отражения *S11* не превышает значения -10 дБ, что является приемлемым значением степени согласования фидера и антенны (рис. 5). На рис. 6 показан результат численного моделирования антенны в виде зависимости коэффициента связи *S21* между patch-излучателями антенны в диапазоне частот 8...12 ГГц. Видно, что в рабочей полосе частот величина связи равна (-10±0,5) дБ. Это достигается за счет оптимальной взаимной ориентации и положения прямоугольных резонаторов – излучателей ПА. Анализируя данные, полученные в ходе численного моделирования, можно сделать вывод о том, что малогабаритная двойная patch-антенна является оптимальным выбором для создания на ее основе интегрального ЛМД на этапе его проектирования. Моделирование выполнено для следующей геометрии антенны: диаметр цилиндрического корпуса-отражателя – 22 мм; высота цилиндрического корпуса-отражателя – 14 мм; толщина диэлектрика ПА – 1,5 мм; диэлектрическая проницаемость диэлектрика ПА – 3,3.

Рис. 6. Коэффициент связи *S21* между patch-излучателями. Двойная patch-антенна

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Методом численного моделирования разработаны малогабаритные антенны интегрального локатора малой дистанции с печатными излучателями двух типов – одиночная арифметическая

спираль с объемным цилиндрическим ступенчатым экраном и двойной patch-излучатель с экраном, роль которого выполняет цилиндрический корпус локатора. Особенностью конструкции спиральной антенны является ступенчатый экран, что дает возможность, с одной стороны, максимально приблизить коаксиальный ввод к первому витку спирали, а с другой – отдалить внешние витки спирали от экрана на оптимальное расстояние.

Апертура спиральной антенны выполнена в виде отрезка круглого волновода, заполненного вспененным диэлектриком, что позволило улучшить симметрию диаграммы направленности излучения и согласовать спиральный излучатель со свободным пространством.

Выполнение малогабаритной ПА интегрального ЛМД в виде двойного излучателя позволило получить как противоположную круговую поляризацию излучения передатчика и приемника, так и широкополосную взаимную связь между портами антенны на уровне (-10±0,5) дБ, что удовлетворяет техническим требованиям к антенне интегрального локатора.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Перунов, Ю. М.** Зарубежные радиолокационные средства. В 4 кн. Кн. 1. Радиолокационные системы / Ю. М. Перунов, В. В. Мацукевич, А. А. Васильев; под ред. Ю. М. Перунова. – М.: Радиотехника, 2010. – 336 с.

2. Шелухин, О. И. Радиосистемы ближнего действия. – М.: Радио и связь, 1989. – 240 с.

3. Перунов, Ю. М. Зарубежные радиолокационные средства. В 4 кн. Кн. 3. Антенны / Ю. М. Перунов,

В. В. Мацукевич, А. А. Васильев; под ред. Ю. М. Перунова. – М.: Радиотехника, 2010. – 304 с.

4. **Рамзей, В.** Частотно-независимые антенны / Пер. с англ. А. П. Сахарова, под ред. к.т.н. А. Ф. Чаплина. – М.: Мир, 1968. – 176 с.

5. Папилов, К. Б. Численный анализ микрополосковых печатных антенн [Электронный ресурс] // Журнал радиоэлектроники. – 2011. – № 4. – URL: http://jre.cplire.ru/jre/apr11/5/text.html

6. Munson, R. Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays / R. Munson // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1974. – Vol. AP-22, No 1. – P. 74–78.

7. Банков С. Е., Давыдов А. Г., Папилов К. Б. Сопоставление печатных антенн круговой поляризации с разными схемами питания [Электронный ресурс] // Журнал радиоэлектроники. – 2010. – № 3. – URL: http: //jre.cplire.ru/jre/mar10/2/text.html

8. Банков С. Е., Давыдов А. Г., Папилов К. Б. Малогабаритные печатные антенны круговой поляризации [Электронный ресурс] // Журнал радиоэлектроники. – 2010. – № 8. – URL: http://jre.cplire.ru/jre/aug10/1/text.html

Статья поступила 18 марта 2014 г.

ТЕХНОЛОГИЯ И МАТЕРИАЛОВЕДЕНИЕ

УДК 669.22

ИССЛЕДОВАНИЕ ТОНКОДИСПЕРСНЫХ ПОРОШКОВ СЕРЕБРА ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРОВОДНЫХ КЛЕЕВЫХ КОМПОЗИЦИЙ

Т. Н. Ершова, Г. В. Смирнова, Н. Б. Хахин, Е. Н. Смирнова

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

Представлены результаты гранулометрических исследований тонкодисперсных порошков серебра и проведена их оценка для использования в составе электропроводных клеев. Выбрана оптимальная марка нанодисперсного порошка для создания высокотеплопроводного клея с ρ_ν ≤10⁻⁵ Ом•см.

КС: электропроводный клей, порошок серебра, лазерная гранулометрия, гранулометрический состав, фактор формы, удельная поверхность, удельное сопротивление, теплопроводность

The results of granulometric investigations of fine-dispersed silver powders have been presented with assessment of their using in electroconductive adhesives. An optimal grade of nano-dispersed powder was chosen to create high heat-conducting adhesive with $\rho_v \leq 10^{-5} \Omega cm$.

Keywords: electroconductive adhesive, silver powder, laser granulometry, granulometric composition, form <u>factor, specific surface, specific resistance, heat conduction</u>

В производстве твердотельных приборов и различных схемных устройств, в том числе повышенной мощности, для обеспечения низкоомного и теплопроводящего контакта с технологической точки зрения перспективно использование электропроводных клеев. В составе таких клеев для формирования эффекта проводимости используются металлические наполнители. При этом для обеспечения повышенного уровня электрофизических характеристик предпочтение чаще всего отдается порошкам серебра, так как этот металл обладает оптимальным сочетанием тепло- и электропроводящих свойств ($\lambda = 418$ BT/(м·K), $\rho_v = 2 \cdot 10^{-6}$ Oм·см) на фоне относительно низкой стоимости [1, 2].

Для разработки нового электропроводного клея с высокими электрофизическими характеристиками ($\lambda = 50...60 \text{ Bt/}(\text{M} \cdot \text{K})$, $\rho_v \leq 5 \cdot 10^{-5} \text{ Om} \cdot \text{сm}$) были исследованы практически все марки отечественных тонкодисперсных порошков серебра. В табл. 1 и 2 представлены данные по наиболее перспективным из них.

Сравнительные исследования порошков выполнялись методом лазерной гранулометрии с применением анализатора размеров частиц «Анализетте-22», модель «MicroTecXT» фирмы Фрич (Австрия). Длина волны установленного в нем лазера составляет 650 нм, область измерений – от 0,1 до 2000 мкм. Исследования проводились на водных дисперсиях порошков – определялись их гранулометрический состав, удельная поверхность и форма частиц. Работа выполнялась на исходных порошках (поставочный вариант) и после процессов активирования.

Таблица 1

					Марка	
Характеристика		Много	функционал серебро	ьное	80%-я суспензия серебра в этаноле	Порошок серебра
Изготовитель	НПО поро г. Ке) «На ошки м емерон	нометриче металлов» (о во, Новосиб	ские филиал), ирская	ЗАО «Новосибирские материалы, г. Бердск, Новосибирская обл.	ООО «Передовые порошковые технологии»,
	00л.					г. Томск
Номер партий	1	2	3	4	1	<u>l</u>
Вионний вил	Пс	рошо	к от светло-	-серого	Паста черно-зеленого	Порошок
рисшний вид	į	до тем	но-серого п	цвета	цвета	серого цвета
Форма частиц		С	ферическая		Неправильная (спаянные шарики)	Неправильная
Средний размер частиц, нм	70	70	70-150	≤1500	75±10	90 - 100
Содержание серебра, масс. %			99,9		99,5	99,99
Метод получения		Хим	ический син	птез	Взрыв серебряной проволоки в аргоне	Взрыв серебряной проволоки в аргоне

Характеристики нанодисперсных порошков серебра

Таблица 2

Характеристики тонкодисперсных порошков серебра

Vanautanuatura			Марка	a	
Ларактеристика	МДС-1	ПС-1	ПС-3	ЧПС-1	ПСр-1
Изготовитель	C)ОО «Дельта-і	пасты», г. Моси	ква	ОАО «Щелковский завод вторичных драгметаллов», Московская обл.
Внешний вид	Порошок светло- серого цвета	Порошок от темно- серого до черного цвета	Порошок светло- серого цвета	Порошок темно-серого цвета, чешуйчатый	Порошок серого цвета
Насыпная плотность, г/см ³	1,3 - 1,6	0,8-1,5	0,9-1,4	_	_
Удельная поверхность, см ² /г	1300 - 1700	>1500	2500 - 3400	_	_
Распределение частиц по размерам, мкм: 10 %	<5,0	1,2-2,5	1,5-3,5		
50 % 90 %	<4,0 <10,0	2,5-5,0 6,0-13,0	4,0-8,0 9,0-18,0	—	-
Содержание серебра, масс. %, не менее	99,0	98,0	99,0	_	99,9

Операция активирования (полировки) порошков осуществлялась в целях очистки и удаления окислов с поверхности частиц, а также их аппретирования для предотвращения процессов агрегирования частиц и улучшения их смачиваемости при введении в полимерное связующее – основу клея. На рис. 1...4 и табл. 3, 4 представлены результаты этих исследований.

Рис. 1. Гранулометрический состав порошка многофункционального серебра, партии 1: *а* – порошок от поставщика; *б* – полированный порошок

Рис. 2. Гранулометрический состав порошка серебра ООО «Передовые порошковые технологии» (г. Томск): *а* – порошок от поставщика; *б* – полированный порошок

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 3(522), 2014

Рис. 3. Гранулометрический состав порошка серебра марки ЧПС-1 (г. Москва): *а* – порошок от поставщика; *б* – полированный порошок

Рис. 4. Гранулометрический состав порошка серебра марки ПСр-1 (г. Москва): *а* – порошок от поставщика; *б* – полированный порошок

Анализ полученных экспериментальных данных позволяет сделать следующие выводы. Исходные порошки, получаемые от поставщиков, имеют коэффициент удлинения, или фактор формы (отношение L_{max}/L_{min}), приблизительно 1,5...2,3, т. е. имеют форму, которая близка к сферической. При этом удельная поверхность порошков составляет около 1000...3000 см²/г, а объем фракций с размером частиц до 10 мкм – приблизительно от 20 до 45 масс. %. Исходя из этих данных, следует полагать, что из-за повышенной поверхностной активности все исследованные порошки находятся в агрегированном состоянии. Поэтому при введении таких порошков в клеевые композиции, даже при 75%-м наполнении, в последних не обеспечиваются проводящие свойства. Исключение составляет только порошок марки ЧПС-1, который при поставке имеет коэффициент удлинения 6,0 и при введении в полимерную матрицу обеспечивает достаточно хорошую проводимость ($\rho_{x} \approx 3\cdot10^{-4}$ Ом·см) при 75%-м наполнении. Фактор формы частиц,

Характеристики нанодисперсных порошков серебра до и после полировки

ок серебра	Гомск)	Полиро-	ванный**	2,59	89,02	7660	$7,4\cdot10^{-5}$ 6,8\cdot10^{-5} 4,1·10^{-5} 6,6·10^{-5} 6,3·10^{-5}	$6,24 \cdot 10^{-5}$	I
Порош	(L.	Исход-	ный	1,86	18,26	957	I	Ι	Ι
суспензия	в этаноле*	Полиро-	ванный	2,16	77,16	I	$\begin{array}{c} 2,0\cdot10^{-3}\\ 2,4\cdot10^{-3}\\ 3,6\cdot10^{-3}\\ 3,8\cdot10^{-3}\\ 6,9\cdot10^{-3}\end{array}$	$3,74 \cdot 10^{-3}$	Ι
в-‰-8	cepeõpa	Исход-	ный	2,32	95,51	10078	I	Ι	Ι
	ртия 4	Полиро-	ванный	6,0	89,13	0006	$\begin{array}{c} 2,0\cdot 10^{-3}\\ 1,5\cdot 10^{-3}\\ 1,8\cdot 10^{-3}\\ 2,6\cdot 10^{-3}\\ 2,8\cdot 10^{-3}\end{array}$	$2,14 \cdot 10^{-3}$	I
	∏aj	Исход-	ный	2,16	43,74	1000	I	Ι	Ι
oeopo	артия 3	Полиро-	ванный	2,78	93,49	8208	$3,7\cdot10^{-5}$ $3,0\cdot10^{-5}$ $3,4\cdot10^{-5}$ $4,0\cdot10^{-5}$ $4,5\cdot10^{-5}$	$3,72 \cdot 10^{-5}$	50,0-60,0
альное сер	Ш	Исход-	ный	2,16	31,16	980	I	Ι	I
ногофункцион	артия 2	-одигоП	ванный	6,0	94,39	7884	$3,8\cdot10^{-5}$ $4,9\cdot10^{-5}$ $5,2\cdot10^{-5}$ $3,6\cdot10^{-5}$ $6,0\cdot10^{-5}$	4,7·10 ⁻⁵	50,0-60,0
M	116	Исход-	ный	1,93	45,13	1200	I	I	Ι
	артия 1	-одигоП	ванный	6,0	96,65	8969	$9,45 \cdot 10^{-6}$ $8,78 \cdot 10^{-6}$ $3,50 \cdot 10^{-5}$ $3,39 \cdot 10^{-5}$ $2,60 \cdot 10^{-5}$	2,26·10 ⁻⁵	50,0-60,0
	116	Исход-	ный	1,73	26,97	1000	I	Ι	Ι
	Характеристика			Коэффициент удлинения	Объем фракций до 10,0 мкм, масс. %	Удельная поверхность, см ² /г	р, клеевой композиции, Ом·см	$\rho_{\nu cp}, OM cM$	$\lambda, BT/(M \cdot K)$

* Порошок непригоден для изготовления клея с повышенными электрофизическими характеристиками.

** Клеевая композиция на этом порошке имеет плохие адгезионные свойства.

Исследование тонкодисперсных порошков серебра для электропроводных клеевых композиций

Таблица 3

Таблица 4

				Марка			
Характери-		МПС 1*	ПС 3	ЧПС	C-1	ПС	p-1
стика	ПС-1 полированный	полиро- ванный	полиро- ванный	неполирован- ный, чешуйчатый	полирован- ный, чешуйчатый	неполиро- ванный	полиро- ванный
Коэффициент удлинения	6,0	-	3,22	6,0	6,0	1,29	3,22
Объем фракций с размером частиц до 10 мкм, масс. %	90,72	Ι	47,19	54,12	53,55	20,05	22,38
Удельная поверхность, см ² /г	7562	_	2143	2800	2320	1766	1400
ρ, клеевой композиции, Ом∙см	$1,2 \cdot 10^{-3} \\ 1,5 \cdot 10^{-3} \\ 7,2 \cdot 10^{-4} \\ 7,9 \cdot 10^{-4} \\ 9,5 \cdot 10^{-4} \\ 9,8 \cdot 10^{-4}$	$1,54 \cdot 10^{-4} \\ 1,62 \cdot 10^{-4} \\ 1,79 \cdot 10^{-4} \\ 1,83 \cdot 10^{-4} \\ 1,98 \cdot 10^{-4} \\ 2,42 \cdot 10^{-4}$	$\begin{array}{c} 0,78\cdot 10^{-3} \\ 1,03\cdot 10^{-3} \\ 1,07\cdot 10^{-3} \\ 1,2\cdot 10^{-3} \\ 1,8\cdot 10^{-3} \\ 1,92\cdot 10^{-3} \end{array}$	$\begin{array}{c} 4,2{\cdot}10^{-4}\\ 2,5{\cdot}10^{-4}\\ 4,5{\cdot}10^{-4}\\ 1,6{\cdot}10^{-4}\\ 2,9{\cdot}10^{-4}\\ 5,2{\cdot}10^{-4}\end{array}$	$\begin{array}{c} 3,8{\cdot}10^{-4} \\ 4,3{\cdot}10^{-4} \\ 4,5{\cdot}10^{-4} \\ 3,1{\cdot}10^{-4} \\ 3,8{\cdot}10^{-4} \\ 4,8{\cdot}10^{-4} \end{array}$	1,5.10-1	$7,9{\cdot}10^{-4} 7,0{\cdot}10^{-4} 4,2{\cdot}10^{-4} 2,5{\cdot}10^{-4} 1,0{\cdot}10^{-4} $
ρ _{ν ср} , Ом∙см	$1,3.10^{-3}-7,2.10^{-4}$	1,86·10 ⁻⁴	1,23.10-4	$3,5 \cdot 10^{-4}$	4,05.10-4	_	4,25·10 ⁻⁴
λ клеевой композиции, Вт/(м·К)	18,5 - 23,5	18 – 39	5 - 8	10 - 18	_	0,6	6 – 12

Характеристики тонкодисперсных порошков серебра в исходном состоянии и после процесса полировки

* Гранулометрический состав не определяется на данном приборе.

очевидно, позволяет формировать в полимерной матрице из чешуек этого порошка цепочечные проводящие структуры.

Выполненные исследования показали, что процесс полировки позволяет существенно увеличить коэффициент удлинения и удельную поверхность порошков, т. е. частицы сферической или осколочной формы исходных порошков можно преобразовать фактически в частицы чешуйчатой формы благодаря примененной технологии. Наибольший эффект от использования технологии полировки достигнут на нанодисперсных порошках многофункционального серебра партий 1, 2 и 4 (см. рис. 1 и табл. 3). Так, после процесса обработки коэффициент удлинения этих порошков увеличился до 6,0, а удельная поверхность – почти в десять раз; объем фракций с размером частиц до 10 мкм – до 90...96 масс. %. Благодаря совокупности свойств, достигнутых после полировки, в сочетании с высокой дисперсностью (70 нм), на основе этих порошков разработан клеевой материал марки ЭКС-2 с высоким уровнем электрофизических характеристик: $\lambda \approx 50...60$ BT/(м·K), $\rho_v \approx 10^{-5}...10^{-6}$ Oм·см [3]. На рис. 2 и в табл. 3 представлены экспериментальные данные по нанопорошку серебра ООО «Передовые порошковые технологии» (г. Томск). Характер изменений в свойствах этого порошка после полировки несколько иной по сравнению с кемеровским порошком партии 1. Мало изменилась форма частиц, коэффициент удлинения увеличился незначительно – от 1,86 до 2,59. Кроме того, содержание в нем фазы с размером частиц до 1,0 мкм уступает кемеровскому порошку на 5 масс. %, до 10 мкм – приблизительно на 10 масс. %. В результате клей, изготовленный на этом порошке, уступает по уровню ρ_ν и механической прочности клею ЭКС-2 на многофункциональном серебре.

Применительно к нанопорошку серебра в виде 80%-й суспензии в этаноле (г. Бердск) технология полировки не дала положительного эффекта. Обладая дисперсностью 70 нм, этот порошок оказался непригодным для создания высоконаполненных клеевых композиций типа ЭКС-2 по уровню электрофизических характеристик, а при 75%-м наполнении в клеевых композициях он обеспечивает ρ_{v} даже хуже, чем микронные порошки марок ПСр-1, ПС-1 и т. д.

Применение технологии полировки на тонкодисперсных порошках марок ПС-1, МДС-1, ПС-3, ЧПС-1 и ПСр-1 дало несколько иные результаты. Порошок ПС-1 (см. табл. 4), например, хотя и приобретает после полировки коэффициент удлинения 6,0, а объем фракции с размером частиц до 10 мкм составляет в нем около 90 масс. %, но при этом содержание частиц размером до 1 мкм, в отличие от нанодисперсных порошков, составляет только около 8 масс. % (вместо 30 масс. %). 50 масс. % этого порошка составляют частицы размером 5...10 мкм. Поэтому в составе клеевой композиции на основе этого порошка реализуются существенно более низкие электрофизические характеристики по сравнению с клеем ЭКС-2: $\lambda \approx 18...23$ Вт/(м· K), $\rho_{\nu} \approx 1,2$ · 10⁻³...7,2· 10⁻⁴ Ом·см. Также было установлено, что полированные порошки ПС-3 и ПСр-1 (см. табл. 4) аналогичны между собой по гранулометрическому составу, но, в отличие от ПС-1, имеют минимальное содержание наноразмерных частиц (до 1 мкм) приблизительно 3 масс. % – и коэффициент удлинения 3,22, а объем фракций с размером частиц до 10 мкм составляет около 47 масс. % для ПС-3 и 22 масс. % для ПСр-1. При таком уровне свойств у данных порошков в клеевых композициях с их применением реализуется более низкий, по сравнению с нанодисперсным порошком, уровень проводящих свойств: у ПС-1 $\lambda \approx 4...6$ Вт/(м· К) и $\rho_{\nu} \approx 1,2$ · 10⁻³...4,2· 10⁻⁴Ом·см.

Применительно к порошку ЧПС-1 было установлено, что процесс полировки не меняет дисперсность (см. табл. 4 и рис. 3), что подтверждает уровень проводимости клеевого материала на его основе. Поэтому данный порошок нецелесообразно подвергать процессу полировки, его необходимо использовать в состоянии от поставщика для изготовления клеев с уровнем $\rho_{\rm u} < 5 \cdot 10^4 {\rm Om} \, {\rm cm}.$

Таким образом, выполненные исследования тонкодисперсных порошков показали, что технология их полировки позволяет использовать эти порошки в качестве наполнителей электропроводных клеев со средним уровнем электрофизических характеристик (λ ≈ 5...30 Вт/(м· K), ρ_v ≈ 10⁻³...10⁻⁴ Ом·см).

выводы

1. Проведены сравнительные исследования нанодисперсных и тонкодисперсных порошков серебра отечественных марок с применением метода лазерной гранулометрии, изучен их гранулометрический состав, определены удельная поверхность и форма частиц.

2. Установлено, что технология полировки порошков существенно улучшает их свойства и позволяет создавать на их основе электропроводные клеевые композиции с высокими электрофизическими характеристиками.

3. На основе полированного порошка нанодисперсного многофункционального серебра (поставщик НПО «Нанометрические порошки металлов», филиал, г. Кемерово) создан электропроводный клей марки ЭКС-2, обладающий λ≈ 55...60 Вт/(м· К), ρ_v≈ 10⁻⁵...10⁻⁶ Ом·см.

4. Порошок тонкодисперсного серебра марки ЧПС-1 (поставщик ООО «Дельта-пасты», г. Москва) может использоваться в составе электропроводных клеев без технологии полировки и обеспечивает при этом в клеевых композициях достаточный уровень электрофизических свойств (λ ≈ 10...18 Вт/(м· K), ρ_ν ≈ 3,5·10⁻⁴Ом·см) при наполнении 75 масс. %.

5. Полированные тонкодисперсные порошки серебра марок ПС-1, МДС-1, ПС-3 пригодны для использования в составе электропроводных клеев в качестве наполнителей для обеспечения в них электрофизических характеристик не хуже чем $\lambda \approx 5...30$ Вт/(м·К), $\rho_{\mu} \approx 10^{-3}...10^{-4}$ Ом·см;

ЛИТЕРАТУРА

1. **Левитский, Л. М.** Электропроводящие клеи для микроэлектроники / Л. М. Левитский // Зарубежная электронная техника. – 1989. – № 7. – С. 62–87.

2. Гладких, С. Н. Токопроводящие клеи для элементов ЭРИ / С. Н. Гладких, А. С. Шестаков, Е. В. Колесникова // Клеи. Герметики. Технологии. – 2014. – № 5. – С. 2–4.

3. **Пат. 2412972 РФ.** Токопроводящая клеевая композиция / Т. Н. Ершова, Г. В. Смирнова, Ю. А. Кондрашенков. – Опубл.27.02.11.

Статья поступила 23 июля 2014 г.

УДК 511.2; 548

ТЕОРИЯ ЧИСЕЛ И КРИСТАЛЛОГРАФИЯ

А. К. Балыко, И. А. Балыко

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

Уравнение $t^2 = v^2 + x^2 + y^2 + z^2$ в области целых положительных чисел имеет решение для любого нечетного t и различных v, x, y и z. Приведены решения уравнения для ряда значений разности n = t - v. Показано, что решения уравнения в трехмерном пространстве (x, y, z) представляют собой сочетания периодически повторяющихся многогранников (куб, тетраэдр, октаэдр, кубооктаэдр и т. д.) и что любое натуральное число представимо в виде суммы двух различных ядер двуквадратных чисел.

КС: кристаллография, теория чисел, многогранник, октаэдр, кубооктаэдр

The equation $t^2 = v^2 + x^2 + y^2 + z^2$ in the field of positive integers has a solution for any odd values of t and different values of v, x, y and z. The solutions of the equation are given for a set of values of n = t - v difference. It is shown that the solutions of the equation in three-dimensional space (x, y, z) present the combinations of periodically repeating polyhedrons (cube, tetrahedron, octahedron, cuboctahedron, etc.), that any natural number can be presented as a sum of two different kernels of double quadratic numbers.

Keywords: crystallography, theory of numbers, polyhedron, octahedron, cuboctahedron

В процессе создания новых приборов СВЧ все большее значение приобретает поиск новых материалов, в том числе квазикристаллических. Квазикристаллы, как «обычные» кристаллы и аморфные тела, – это одна из форм организации структуры твердых тел. Они обладают «запрещенными» для обычных кристаллов осями симметрии. Открытие металлического сплава, обладающего квазикристаллической структурой, который ведет себя подобно кристаллу, но характеризуется «запрещенной» осью симметрии пятого порядка, привело к переопределению понятия кристаллического состояния веществ и материалов. Материалы квазикристаллической структуры – объекты интенсивного изучения, поскольку они проявляют замечательные свойства, например, очень плохо проводят электричество и тепло – намного хуже, чем «обычные» кристаллы и аморфные вещества.

Структуру кристаллов и квазикристаллов описывают с помощью понятий, развитых в других областях науки и техники: золотое сечение, плитки Пенроуза, теория иррациональных чисел. Одним из первых ученых, кто для характеристики кристаллов стал использовать математический аппарат, был академик А. В. Шубников [1]. В частности, на основе формулы Эйлера для многогранников F + E = K + 2 и формулы K = EM/2, где F – число граней, E – число вершин, K – общее число ребер, M – число ребер, сходящихся к каждой вершине, он разработал математическую модель кристалла. Для M = 3 эта модель описывается уравнением E = 2/[(1/a) + +(1/b) +(1/c) –(1/2)], где a, b, c – число сторон у многоугольных граней, сходящихся к одной вершине кристалла-многогранника (треугольник, квадрат, пятиугольник и т. п.). Например, числа a = 4, b = 6, c = 8 описывают многоугольные грани кубооктаэдра: квадрата, шестиугольника, восьмиугольника. Другой пример: уравнению удовлетворяют числа a = 3, b = 3, c = 3, которые описывают треугольные грани тетраэдра.

В настоящей работе рассмотрен способ синтеза структуры кристаллов и квазикристаллов, основанный на элементарной теории чисел, который вполне мог использовать русский гений М. В. Ломоносов в кристаллографии, которой он, как известно, усиленно занимался [2, 3].

Начнем со знаменитой формулы Пифагора

$$z^2 = x^2 + y^2,$$
 (1)

которая определяет квадрат расстояния в двумерном пространстве – на плоскости. Уравнение (1) имеет бесконечное множество решений (z, y, x) в области целых положительных чисел.

Рассмотрим теперь уравнение от четырех переменных

$$t^2 = x^2 + y^2 + z^2,$$
 (2)

которое представляет собой формулу Пифагора для трехмерного пространства (*t* – длина отрезка, выходящего из начала координат).

Поиск решений уравнения (2) позволил нам сформулировать следующую теорему: для каждого нечетного положительного числа, большего 5, его квадрат является суммой квадратов трех разных целых положительных чисел. То есть для каждого нечетного t > 5 уравнение $t^2 = x^2 + y^2 + z^2$ всегда имеет решение с разными целыми положительными числами x, y, z.

Доказательство основано на известной теореме Лагранжа: «каждое положительное целое число является суммой четырех квадратов». Важно отметить, что в теореме Лагранжа числа, входящие в сумму, могут быть равными 0, а также быть одинаковыми. Например, $18 = 3^2 + 3^2 + 0^2 + 0^2$.

Выберем любое нечетное число t = 2k + 1 и в соответствии с теоремой Лагранжа представим число 2*t* в виде суммы четырех квадратов $2t = a^2 + b^2 + c^2 + d^2$, где будем считать, что *a* – наибольшее, а *d* – наименьшее из чисел *a*, *b*, *c*, *d*.

Представим левую часть этого уравнения в виде 2t = t + z + t - z, где z – целое положительное число, меньшее t. Тогда $t + z = a^2 + b^2$, $t - z = c^2 + d^2$ и произведение $t^2 - z^2$, согласно равенству Эйлера, равно $t^2 - z^2 = (a^2 + b^2)(c^2 + d^2) = (ac + bd)^2 + (ad - bc)^2$.

Обозначая y = ac + bd и x = |ad - bc|, либо y = ad + bc и x = |ac - bd|, приходим к уравнению (2). При этом $2z = a^2 + b^2 - c^2 - d^2$.

Несложно, но несколько громоздко, показать, что при любых сочетаниях *a*, *b*, *c*, *d* числа *x*, *y*, *z* будут разными.

В качестве примера рассмотрим число t = 41. Поскольку 2t = 82 и $82 = 7^2 + 5^2 + 2^2 + 2^2$, то a = 7, b = 5, c = 2, d = 2. Отсюда $z = (7^2 + 5^2 - 2^2 - 2^2)/2 = 33, y = 24$ и x = 4. Окончательно $41^2 = 33^2 + 24^2 + 4^2$.

Исследуем теперь уравнение (2).

Перенесем в уравнении (2) *z*² в левую часть и обозначим

$$n = t - z, \tag{3a}$$

$$m = t + z. \tag{36}$$

Тогда равенство (2) примет вид

$$x^2 + y^2 = nm. (4)$$

Числа вида $d = x^2 + y^2$ называются двуквадратными. Эти числа обладают рядом интересных свойств:

– произведение двуквадратных чисел само является двуквадратным числом, т. е.

$$(y_1^2 + x_1^2)(y_2^2 + x_2^2) = (y_1y_2 + x_1x_2)^2 + (y_1x_2 - x_1y_2)^2;$$
(5)

– всякое четное двуквадратное число представляется в виде $2^{v}u$, где v – целое положительное число, u – нечетное двуквадратное число;

- всякое нечетное двуквадратное число представляется в виде d = 4q + 1, где q - ядро двуквадратного числа, далее просто ядро.

Для нечетного двуквадратного числа положим x = 2a, y = 2b + 1, откуда получаем, что всякое ядро представимо в виде

$$q = a^2 + b(b+1),$$
 (6)

где a и b – целые числа, причем b может быть равно 0.

Если рассчитать ядра для всех двуквадратных чисел, то получим бесконечную последовательность чисел 1, 3, 4, 6, 7, 9, 10, 13, 15, 16..., которую обозначим через $\{q\}$.

В соответствии с [2] запишем натуральный ряд чисел сверху вниз в виде «змейки» из 4-х и 5-ти чисел в строке. При этом выделим жирным шрифтом те числа, которые отсутствуют в последовательности $\{q\}$.

2	1			
	3	4	5	6
11	10	9	8	7
	12	13	14	15
20	19	18	17	16
	21	22	23	24
29	28	27	26	25
	30	31	32	33
38	37	36	35	34
	39	40	41	42
47	46	45	44	43
	48	49	50	51

Видно, что подавляющее количество чисел, отсутствующих в последовательности $\{q\}$, располагаются в (7) вдоль одной вертикали. Эти числа описываются двумя формулами: $q_{1j} = 9j + 5$ и $q_{2j} = 9j + 8, j = 0, 1, 2, 3...$

Согласно равенству (5), *n* и *m* – двуквадратные числа. Рассмотрим случай, когда оба числа нечетные, т. е. $n = 4q_1 + 1$ и $m = 4q_2 + 1$, причем одно из чисел, q_1 или q_2 , может быть равно 0. Если сложить равенства (3), то получим: 2t = n + m, отсюда $t = 2(q_1 + q_2) + 1$.

Таким образом, число t, стоящее в левой части уравнения (2), может быть только нечетным: t = 2k + 1.
Сопоставляя два последних равенства, получаем

$$k = q_1 + q_2. \tag{8}$$

Тем самым любое натуральное число представляет собой сумму двух различных чисел из последовательности ядер.

Если n = 2h (h = 1, 2, 3...), то числа у и x должны быть оба четными, т. е y = 2p, x = 2r. Подставляя эти выражения в (2), получаем равенство

$$p^2 + r^2 = 2hk - h(h - 1).$$
(9)

Если n = 2h + 1, то числа у и x должны быть разной четности. Положим, что y = 2p, x = 2r + 1, тогда из (2) получаем равенство

$$p^{2} + r(r+1) = (2h+1)k - h^{2}.$$
(10)

Уравнения (9) и (10) с конкретным значением n, равным 1, 2, 3..., имеют решения (точки на координатной плоскости p, r) не для любого целого k [2]. При этом решения на координатной плоскости выстраиваются в симметричные фигуры, содержащие правильные и неправильные прямоугольники, шестиугольники, восьмиугольники, напоминающие плоские мозаики М. В. Ломоносова и кристаллографические рисунки А. В. Шубникова [1].

Рассмотрим теперь выражение

$$t^2 = v^2 + z^2 + y^2 + x^2, (11)$$

которое определяет квадрат длины вектора в четырехмерном пространстве с координатами v, z, y, x.

В настоящей работе рассматривается только случай, когда t – нечетное число вида t = 2k + 1, где k = 1, 2, 3...

Проведенные нами исследования уравнения (11) показали, что для любого нечетного t > 9это уравнение имеет решение, причем v, x, y, z – различные целые положительные числа.

Например, для первых чисел натурального ряда имеем: $11^2 = 10^2 + 4^2 + 2^2 + 1^2$; $13^2 = 10^2 + 8^2 + 2^2 + 1^2$; $15^2 = 13^2 + 6^2 + 4^2 + 2^2$; $17^2 = 14^2 + 8^2 + 5^2 + 2^2$ и т. д.

Преобразуем уравнение (11) по той же схеме, что и выше. Перенесем v^2 в левую часть уравнения (11) и, обозначая n = t - v, приведем его к виду

$$2nt - n^2 = z^2 + y^2 + x^2. (12)$$

Рассмотрим два возможных случая.

1. Если n = 2h (h = 1, 2, 3...), то числа z, y и x должны быть четными: z = 2p, y = 2q, x = 2r. Подставляя эти выражения в равенство (12), получаем уравнение

$$p^{2} + q^{2} + r^{2} = 2hk - h(h - 1).$$
(13)

2. Если n = 2h + 1, то два числа (например, z и y) должны быть четными, а третье (x) – нечетное. Положим z = 2p, y = 2q, x = 2r + 1, тогда из равенства (12) получаем

$$p^{2} + q^{2} + r(r+1) = (2h+1)k - h^{2}.$$
(14)

Рассмотрим, что представляют собой решения этих уравнений при различных значениях *n*. При n = 1 (h = 0) уравнение (14) принимает вид $p^2 + q^2 + r(r + 1) = k$.

Целочисленные решения этого уравнения для ряда первых значений *k* сведены в таблицу.

р	2	2	3	3	3	3	3	4	4	4	4	4
q	1	1	1	1	2	2	2	1	1	2	2	1
r	0	1	0	1	0	1	2	0	1	0	1	2
k	5	7	10	12	13	15	19	17	19	20	22	23

В трехмерном пространстве с координатами *p*, *q*, *r* эти числа располагаются в вершинах кубов с длиной стороны, равной 1 (рис. *a*).



Многогранники

При n = 2 (h = 1) из формулы (13) получаем уравнение $p^2 + q^2 + r^2 = 2k$.

Целочисленные решения этого уравнения для разных значений k заполняют пространство октаэдрами со стороной $2^{1/2}$ (рис. δ).

При n = 3 (h = 1) уравнение (14) принимает вид $p^2 + q^2 + r(r+1) = 3k - 1$.

В этом случае получаем усеченные октаэдры (рис. в).

При n = 4 (h = 2) уравнение (13) имеет вид $p^2 + q^2 + r^2 = 4k - 2$.

Кристаллическая структура, получаемая из решения этого уравнения, приведена на рис. г.

При n = 5 (h = 2) уравнение (14) имеет вид $p^2 + q^2 + r(r + 1) = 5k - 4$.

В этом случае в пространстве получается периодически повторяющийся кубооктаэдр с прямоугольниками со стороной $1 \times 2^{1/2}$, правильными шестиугольниками со стороной $2^{1/2}$, восьмиугольниками со сторонами $1 \times 2^{1/2}$ (рис. ∂).

При дальнейшем росте *n* получаются более сложные объемные структуры. Таким образом, получен способ синтеза структуры кристалла или квазикристалла с помощью элементарной теории чисел.

Как писал знаменитый немецкий математик Леопольд Кронеккер: «Господь сотворил целые числа, а все остальное – дело рук человека» [3].

ЛИТЕРАТУРА

1. Шубников, А. В. Избранные труды по кристаллографии / А. В. Шубников. – М.: Наука, 1977.

2. Балыко, А. К. Теория чисел и мозаика Ломоносова / А. К. Балыко, И. А. Балыко // Электронная техника. Cep.1. CBЧ-техника. – 2013. – Вып. 1. – С. 75–82.

3. Биографический словарь деятелей естествознания и техники. – М.: ГНИ «БЭС», 1958.

Статья поступила 11 февраля 2014 г.

🚞 НОВЫЕ КНИГИ 🚞

Научно-технические серии. Выпуск: Устройства СВЧ и антенные системы. Кн. 2. Моделирование, проектирование и технологии СВЧ-устройств и ФАР. Коллективная монография / Под ред. А. Ю. Гринева. – М.: Радиотехника, 2014. – 198 с.: ил.

В основу монографии легли статьи известных ученых, ведущих разработчиков и специалистов в области устройств СВЧ и антенных систем. В монографии отражены теоретические основы и принципы построения различных устройств СВЧ и антенных систем, методы и алгоритмы численного моделирования и оптимизации их характеристик, перспективы развития и области применения, проблемы проектирования и технологии ФАР, а также сверхширокополосные антенны.

Для научных работников и инженеров, а также преподавателей и студентов вузов.

Устройства поляризации радиоволн в терагерцовом диапазоне частот. Новые принципы построения. Монография / Под ред. А. С. Якунина. – М.: Радиотехника, 2012. – 256 с.: ил.

Проведен анализ особенностей распространения электромагнитных волн в поляризационных устройствах терагерцового диапазона. Дан обзор современного состояния электронно-компонентной базы, исследований и разработок многофункциональных терагерцовых устройств; рассмотрены вопросы, касающиеся теоретических основ поляризации электромагнитных волн, и представлены результаты численного моделирования электродинамических характеристик и полей сеточных поляризаторов нового типа, предназначенных для использования в антенных системах.

Для специалистов в области радиолокации, связи, радиофизики, а также для преподавателей, студентов и аспирантов приборостроительных, радиоэлектронных и телекоммуникационных специальностей вузов.

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

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

2. Статья должна содержать:

• соответствующий индекс универсальной десятичной классификации литературы (УДК);

• инициалы и фамилии авторов;

• название;

• реферат;

• ключевые слова;

· текст статьи;

• список литературы;

· краткие сведения об авторах, включающие фамилию, имя, отчество (полностью), город, место работы, домашний и электронный адрес, телефон.

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

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

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

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

5. Иллюстрации к статье представляются в виде отдельных файлов.

Рисунки выполняются в соответствии со следующими требованиями:

· растровые рисунки – в формате TIFF, разрешение 300 точек/дюйм (для полутоновых фотографий допускается формат JPEG, для рисунков – формат GIF); векторная графика – в формате CorelDRAW, WMF;

• размер рисунка — не более 17×20 см;

· буквенные и цифровые обозначения на рисунках должны соответствовать обозначениям в тексте, причем начертание греческих и русских букв – прямое, а латинских букв и цифр, обозначающих номера позиций, – курсивное;

• текстовая информация, не являющаяся неотъемлемой частью рисунка, и условные обозначения выносятся в текст статьи или в подпись к рисунку.

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

На весь иллюстративный материал должны быть ссылки в тексте.

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

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

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

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

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

11. Плата с аспирантов за публикацию рукописей не взимается.

КАТАЛОГ

информационных изданий на 2015 г.

Проводится подписка на следующие виды изданий:

- «Электронная техника», серия 1 «СВЧ-техника» (4 вып. в год). Стоимость подписки 2400 руб., включая НДС (18%). Будет издаваться в цветном варианте.
 Журнал зарегистрирован Министерством Российской Федерации по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций (свидетельство ПИ № ФС 77-24651 от 6 июня 2006 г.) и включен в перечень ВАК (перечень ведущих рецензируемых научных журналов и изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученых степеней кандидата и доктора наук).
- «Новости СВЧ-техники» информационный сборник (12 вып. в год). Стоимость подписки — 2400 руб., включая НДС (18 %). Сборник будет издаваться в цветном варианте.

Для оформления подписки необходимо произвести оплату по указанным ниже банковским реквизитам: ОАО «НПП «Исток» им. Шокина», ОГРН 1135050007400, ИНН 5050108496, КПП 509950001, р/с 40702810840020011663, ОАО Сбербанк России, г. Москва, БИК 044525225, к/с 3010181040000000225 – и выслать копию платежного поручения и бланк-заказ по адресу: 141190, г. Фрязино, Московская обл., ул. Вокзальная, 2а, ОАО «НПП «Исток» им. Шокина», ОНТИ; тел./факс: (495)465-86-12.

Счет-фактура высылается заказчику после получения оформленных документов на подписку.

3 A K A 3						
Прошу принять подписку на « Куда	» на 2015 г. и направлять по адресу:					
(почтовый инде	екс, адрес)					
Кому						
(название орга	анизации)					
Заказ оплачен платежным поручением №	дата					
на сумму	3а экз.					

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

СЕРИЯ 1

«СВЧ-ТЕХНИКА»

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ СБОРНИК

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

Подписано к печати	Усл. п. л. 9,5	Формат 60×88 ^{1/8}
18.09.2014 г.	Учизд. л. 10,0	Тираж 500
Заказ № 442	Индекс 36292	10 статей

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



Подписной индекс 36292 в каталоге агентства «Роспечать»