ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

СЕРИЯ 1

۲

СВЧ - ТЕХНИКА

ВЫПУСК 1(528)

2016

۲

۲

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

(

СЕРИЯ 1

СВЧ-ТЕХНИКА

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ СБОРНИК

Выпуск 1(528)	Выпуск	1(5	28)	
---------------	--------	-----	-----	--

2016

Издается с 1950 г.

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

Редакционная коллегия:

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, д.т.н. А.Д. Закурдаев, к.т.н. Н.П. Зубков, д.т.н. С.С. Зырин, к.т.н. А.С. Котов, д.т.н. П.В. Куприянов, к.т.н. В.Г. Лапин, д.т.н. М.И. Лопин, д.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.ф.-м.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., профессор Н.Д. Урсуляк

Решением Президиума Высшей аттестационной комиссии Министерства образования и науки Российской Федерации с 29 декабря 2015 г. научно-технический сборник «Электронная техника», серия 1 «СВЧ-техника», издаваемый АО «НПП «Исток» им. Шокина» с 1950 года, включен в «Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук»

© АО «НПП «Исток» им. Шокина», 2016 г.

۲

14.03.2016 10:16:44

ELEKTRONNAYA TEKHNIKA

 $(\blacklozenge$

(Electronic Engineering)

SERIES 1

SVCH-TEKHNIKA

(Microwave Engineering)

COLLECTION OF RESEARCH & TECHNICAL ARTICLES

Issue 1(528)	2016	Founded in 1950 r.

Editor-in-chief D.T.Sc. **A.A. Borisov**

Editorial staff:

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, D.T.Sc. A.D. Zakurdaev, C.T.Sc. N.P. Zubkov, D.T.Sc. S.S. Zyrin, C.T.Sc. A.S. Kotov, D.T.Sc. P.V. Kupriyanov, C.T.Sc. V.G. Lapin, D.T.Sc. M.I. Lopin, D.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.Ph.M.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., professor N.D. Ursulyak

By the Resolution of the Presidium of the Higher Attestation Commission of the Ministry of Education and Science of the Russian Federation dated December 29, 2015 the scientific and technical collection «Elektronnaya Tekhnika», series 1 «SVCH-tekhnika» being published in JSC «RPC «Istok» named after Shokin» since 1950, has been included into the «List of reviewed scientific publications in which the principal scientific results for candidate's thesis and doctoral thesis must be published»

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

۲

СОДЕРЖАНИЕ

۲

Катоды и материалы

Капустин В.И., Ли И.П., Петров В.С., Леденцова Н.Е., Турбина А.В. – Электрон- ная структура и физико-химические особенности оксидно-никелевых катодных материалов
Алёхина В.И., Ермилов А.Н., Королев С.В., Королев Д.С., Шумилин А.П. – Применение графита и композиций типа углерод-углерод в крупногабаритных катодах с эмитирующим покрытием из гексаборида лантана
Электровакуумные приборы
<i>Вашин С.А., Корепин Г.Ф., Климова Н.Н.</i> – Метод снижения токов утечки изоляторов отпаянных ЭВП 2
<i>Мамонтов А.В., Перминов И.Г., Симонов К.Г.</i> – Перспективы развития сверхмощного клистроностроения
Мирошник П.С., Силин Р.А., Чепурных И.П., Зырин С.С., Симонов К.Г., Урсуляк Н.Д. – Проектирование широкополосного герметизированного микрополоскового ввода энергии Ки-диапазона
Борисов А.А., Галдецкий А.В., Закурдаев А.Д., Новоселец В.И., <u>Погорелова Э.В.</u> , Си- лин Р.А. – О моделировании движения частиц в аксиально-симметричных фо- кусирующих системах электровакуумных приборов
Радиоэлектронные устройства
<i>Геворкян В.М., Казанцев Ю.А.</i> – Анализ волноводного сумматора мощности СВЧ с помощью эквивалентных схем
Семенин С.Н., Колмакова Н.Г., Меджитов Р.Д., Бушкин С.С. – Широкополосная пе- чатная антенна
Твердотельная электроника
Борисов А.А., Зырин С.С., Лапин В.Г., Лукашин В.М., Маковецкая А.А., Новоселец В.И., Пашковский А.Б., Урсуляк Н.Д., Щербаков С.В., Журавлев К.С., Торопов А.И. – Ана- лиз малосигнальных СВЧ-характеристик DA-pHEMT

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

4

۲

۲

Куликова И.В., Приступчик Н.К., Галдецкий А.В., Симонов К.Г., Новоселец В.И., Зы- рин С.С., <u>Погорелова Э.В.</u> , Силин Р.А. – Методика построения и расчета воздушной системы охлаждения специализированного СВЧ-блока	70
Маковецкая А.А., Манченко Л.В., Пашковский А.Б., Потапова Т.И., Чепурных И.П., Пчелин В.А., Новоселец В.И., Левашов С.В., Корчагин И.П., Трегубов В.Б., Силин Р.А., Уласюк В.Н., Симонов К.Г. – Краевые эффекты в согласующих элементах из керамики с большой диэлектрической проницаемостью для мощных гибридных транзисторных усилителей	75
Приступчик Н.К., Куликова И.В., Галдецкий А.В., Симонов К.Г., Куприянов П.В., <u>Погорелова Э.В.</u> , Уласюк В.Н., Зырин С.С. – Моделирование тепловых режимов работы приемопередающего модуля малогабаритной активной фазированной антенной решетки.	86
Далингер А.Г., Иовдальский В.А., Шацкий С.В., Новоселец В.И. – Конструкция приемо- передающего модуля АФАР СВЧ-диапазона	95
Технология и материаловедение	
<i>Курочкин А.А.</i> – Исследование влияния режимов резания на характеристики глубоких отверстий малых диаметров в вязких материалах	105
Алексахин А.В., Гулидов Д.Н. – Разработка автоматизированной системы выбора оп- тимального технологического процесса резки слитков полупроводниковых и ди- электрических материалов	112
Квантовая электроника	
Балыко И.А., Балыко А.К. – Вывод формулы для спектральной плотности излучения без использования гипотезы о квантах.	118

CONTENTS

۲

Cathodes and materials

<i>Kapustin V.I., Li I.P., Petrov V.S., Ledentsova N.E., Turbina A.V.</i> – Electronic structure and physical-chemical peculiarities of nickel oxide cathode materials	8
<i>Alekhina V.I., Yermilov A.N., Korolev S.V., Korolev D.S., Shumilin A.P.</i> – The use of graphite and compounds of carbon-carbon type in large-size cathodes with emitting coating made of lanthanum hexaboride	19
Electrovacuum devices	
<i>Vashin S.A., Korepin G.F., Klimova N.N.</i> – Method of lowering leakage current of insulators in sealed-off electrovacuum devices.	23
Mamontov A.V., Perminov I.G., Simonov K.G. – The prospects of developing super high power klystron building	31
Miroshnik P.S., Silin R.A., Chepurnykh I.P., Zyrin S.S., Simonov K.G., Ursulyak N.D. – Designing a Ku-frequency wide-band hermetic microstrip power entry	41
<i>Borisov A.A., Galdetsky A.V., Zakurdayev A.D., Novoselets V.I., <u>Pogorelova E.V.</u>, <i>Silin R.A.</i> – On simulation of particles motion in axial-symmetrical focusing systems of vacuum tubes</i>	45
Radioelectronic devices	
<i>Gevorkyan V.M., Kazantsev U.A.</i> – The analysis of a waveguide microwave power combiner using equivalent circuits	51
Semenin S.N., Kolmakova N.G., Medgitov R.D., Bushkin S.S. – Wideband printed antenna	56
Solid-state electronics	
Borisov A.A., Zyrin S.S., Lapin V.G., Lukashin V.M., Makovetskaya A.A., Novoselets V.I.,	

6

Pashkovsky A.B., Ursulyak N.D., Shcherbakov S.V., Zhuravlev K.S., Toropov A.I. – Small-signal microwave performance of DA-pHEMT research.....

۲

65

۲

 Kulikova I.V., Pristupchik N.K., Galdetsky A.V., Simonov K.G., Novoselets V.I., Zyrin S.S., <u>Pogorelova E.V.</u>, Silin R.A. – Forced convection air cooling system for specialized microwave devices design technique	<i>'</i> 0
 Makovetskaya A.A., Manchenko L.V., Pashkovsky A.B., Potapova T.I., Chepurnykh I.P., Pchelin V.A., Novoselets V.I., Levashov S.V., Korchagin I.P., Tregubov V.B., Silin R.A., Ulasyuk V.N., Simonov K.G. – Boundary effects in high dielectric constant matching networks for hybrid power FET amplifier	75
Pristupchik N.K., Kulikova I.V., Galdetsky A.V., Simonov K.G., Kupriyanov P.V., Pogorelova E.V., Ulasyuk V.N., Zyrin S.S. – Compact active phased array transmitting- receiving module operational thermal regimes simulation	36
Dalinger A.G., Iovdalsky V.A., Shatsky S.V., Novoselets V.I. – The design of a microwave active phased array receiver-transmitter module)5
Techology and material science	
<i>Kurochkin A.A.</i> – The investigation of the cutting mode influence on characteristics of deep holes with small diameters in ductile materials)5
<i>Alexakhin A.V., Goolidov D.N.</i> – The development of automated system for choosing the optimal technological process for cutting ingots of semiconductor and dielectric materials	2
Quantum electronics	
Balyko I. A., Balyko A. K. – The derivation of formula for spectral radiation density without using hypothesis about quanta	8

۲

۲

КАТОДЫ И МАТЕРИАЛЫ

•

УДК 537.533; 621.3.038.624

ЭЛЕКТРОННАЯ СТРУКТУРА И ФИЗИКО-ХИМИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ ОКСИДНО-НИКЕЛЕВЫХ КАТОДНЫХ МАТЕРИАЛОВ

В. И. Капустин, И. П. Ли, В. С. Петров, Н. Е. Леденцова, А. В. Турбина

ОАО «Плутон», г. Москва

Методами электронной спектроскопии исследована электронная структура оксидно-никелевых катодных материалов. Установлено, что диспергированный никель катализирует процессы разложения карбонатов щелочно-земельных металлов при термообработке катодов и влияет на работу выхода катодного материала через образование дополнительных электронных поверхностных состояний, которые формируются атомами никеля, растворенными в оксиде бария.

КС: <u>термоэлектронная эмиссия, оксидный катод, оксидно-никелевый катод, электронная спектро-</u> скопия, электронная структура оксидов

ELECTRONIC STRUCTURE AND PHYSICAL-CHEMICAL PECULIARITIES OF NICKEL OXIDE CATHODE MATERIALS

V. I. Kapustin, I. P. Li, V. S. Petrov, N. E. Ledentsova, A. V. Turbina

JSC "Pluton", Moscow

The electronic structure of nickel oxide cathode materials has been investigated by methods of electron spectroscopy. It was determined that dispersed nickel catalyzes the processes of decomposition of alkaliearth metal carbonates at cathodes thermal processing and influences the cathode material work function by way of creating additional electron surface states which are formed by nickel atoms, dissolved in barium oxide.

Keywords: thermionic emission, oxide cathode, nickel oxide cathode, electron spectroscopy, oxide electronic <u>structure</u>

1. ВВЕДЕНИЕ

Оксидные катоды, как наиболее дешевые и экономичные, работающие при относительно низких температурах (600...950 °C для разных типов катодов), до сих пор эффективно применяются в клистронах и ЛБВ при импульсном токоотборе до 5 А/см² и долговечности до 10 тыс. ч, а также в ЛБВ для аппаратуры спутниковой связи при токоотборе до 0,15 А/см² и долговечности до 100 тыс. ч [1–3, 12]. Одной из разновидностей традиционных оксидных катодов являются оксидно-никелевые катоды, которые получают либо на основе прессованных композиций «никель – смесь карбонатов бария-кальция-стронция», либо путем плазменного напыления указанных композиций на керн катода [4–5]. Такие катоды обеспечивают более вы-

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

Электронная структура и физико-химические особенности оксидно-никелевых катодных материалов

сокую плотность тока термоэмиссии при относительно низкой температуре, а также возможность применения их в приборах магнетронного типа, в которых имеет место заметная электронная бомбардировка поверхности катода. Оксидно-никелевые катоды нашли также применение в инжекторах волноводных ускорителей при токоотборе в непрерывном режиме до 2 A/cm² и импульсном токоотборе до 50 A/cm² [6].

Традиционно считается, что диспергированное введение никеля в карбонатную фазу повышает теплопроводность материала катода и снижает его электросопротивление, предотвращая разогрев оксидного слоя и его отслоение, а также искрение катода [4–6]. Однако более низкие значения работы выхода оксидно-никелевого катода, составляющие 1,5...1,6 эВ в интервале температур 500...800 К по результатам измерения методами полного тока и контактной разности потенциалов [6], по сравнению с работой выхода традиционных оксидных катодов и более высокая долговечность оксидно-никелевых катодов дают основание предположить, что диспергирование никеля в объеме оксидной фазы такого катода сопровождается определенными изменениями в электронной структуре оксида бария, являющегося основным эмиссионным компонентом и оксидного, и оксидно-никелевого катодов, а также определенными отличиями в физикохимии оксидного и оксидно-никелевого катодов.

Ранее в литературе [6] предпринимались попытки исследования особенностей электронной структуры оксидно-никелевых катодов методами электронной спектроскопии. Однако недостаточно высокая разрешающая способность применявшейся аппаратуры не позволила однозначно установить физические и физико-химические отличия оксидно-никелевых катодов от традиционных оксидных катодов, что дало бы возможность получить «обратную связь» для эффективного совершенствования технологии оксидно-никелевых катодов.

В работе [7] методом оптического поглощения было исследовано влияние некоторых легирующих элементов (кальция, алюминия, вольфрама, скандия) на структуру электронного уровня кислородных вакансий в оксиде бария. Установлено, что и величина эффективного заряда кислородной вакансии, и величина расщепления уровня кислородной вакансии зависят от соотношения ионных радиусов легирующего элемента и бария. При соотношении этих радиусов, равном примерно 0,6, легирующий элемент располагается во второй координационной сфере относительно кислородной вакансии. Что может сопровождаться появлением дипольного момента вблизи кислородной вакансии. Если этот дипольный момент расположится вблизи поверхности оксида, это будет сопровождаться изменением искривления электронных зон вблизи поверхности оксида, то есть изменением работы выхода оксида. Проявление данного эффекта возможно и при легировании оксида бария никелем, так как отношение ионных радиусов никеля и бария составляет 0,54 [8]. Поэтому целью данной работы является исследование электронной структуры оксидно-никелевых катодов с применением электронного спектрометра высокого разрешения и с привлечением физико-химической модели термоэмиссии, предложенной ранее в работах [9–10].

2. МЕТОДИКА ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

При исследовании оксидно-никелевых катодных материалов был использован электронный спектрометр высокого разрешения, внешний вид которого показан на рис. 1. Спектрометр оснащен электронным анализатором высокого разрешения типа сферического зеркала, источником рентгеновского излучения, электронными пушками нескольких типов и позволяет проводить исследования материалов следующими методами:

- методом Оже-спектрометрии;
- методом электронной спектрометрии для химического анализа (ЭСХА);
- методом спектрометрии характеристических потерь энергии электронов (ХПЭЭ).



Рис. 1. Внешний вид электронного спектрометра

Экспериментальное исследование образцов BaO и (0,9BaO + 0,1CaO) проводилось совместно с А. Д. Силаевым и А. В. Шумановым.

Технология приготовления экспериментальных образцов была следующей. В качестве исходных компонентов использовали порошки карбонатов бария-кальция-стронция (ГОСТ 4158–80, ГОСТ 4530–76, ГОСТ 2821–75 соответственно) и порошковый никель фракции 10...25 мкм. Порошки смешивали в молярных пропорциях, отнесенных к чистым оксидам. После тщательного перемешивания компонентов в установке планетарного типа образцы материалов помещали в молибденовые лодочки с алундированным молибденовым вкладышем на никелевых пластинах и спекали «насыпью» в вакуумной печи с плавным подъёмом температуры до 1200 °С в течение 2 ч. Ввиду быстрого превращения в воздушной атмосфере оксидов, полученных из карбонатов, в соответствующие гидроксиды, время пребывания образцов на воздухе минимизировали. Работы, среди которых – размол спёков в агатовой ступке, взятие расчетных навесок, из которых прессовали таблетки диаметром 7,6 мм и толщиной 1 мм, проводили быстро. Прессование осуществляли на лабораторном прессе в стальных пресс-формах при удельном усилии прессования $P_{ya} \approx 4,5...5$ т/см². После прессования образцы крепили в лунках держателя диаметром 76 мм, который затем помещали в запаянный полиэтиленовый пакет и хранили в эксикаторе с силикагелем до передачи на исследование в электронном спектрометре.

После вакуумного спекания материалов катодов в них можно было ожидать формирование следующих типов кристаллитов:

оксида бария, содержащего кислородные вакансии;

 оксида бария, легированного атомами кальция, стронция и никеля и содержащего кислородные вакансии;

- остатков кристаллитов исходных карбонатов;

- кристаллитов гидратированных гидроксидов.

Наличие в составе образцов остатков кристаллитов исходных карбонатов и кристаллитов гидратированных гидроксидов после их вакуумного отжига было подтверждено рентгенофазовым анализом образцов. Поэтому в задачи исследований методами электронной спектроскопии входило определение типа электронных состояний атомов бария в образцах в зависимости от их составов. Кроме того, в задачи исследования входило изучение структуры верхнего края

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

Электронная структура и физико-химические особенности оксидно-никелевых катодных материалов

۲

валентной зоны на наличие вблизи него поверхностных состояний, в том числе обусловленных легированием оксида бария.

На рис. 2 в качестве примера приведен обзорный электронный спектр образца, полученного после вакуумного отжига чистого карбоната бария при рентгеновском возбуждении спектра, а в табл. 1 - расшифровка данного спектра. Кроме основных компонентов, входящих в состав карбоната бария, образец содержал в небольшом количестве примеси алюминия (от материала алундированного молибденового вкладыша) и палладия, так как в данной печи ранее проводилась термообработка палладий-бариевых катодов. Кроме того, образец после спекания на уровне следовых количеств мог содержать и примесь никеля от никелевой пластины, на которой отжигались образцы материалов.

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ И ИХ ОБСУЖДЕНИЕ



Рис. 2. Обзорный электронный спектр карбоната бария, отожженного в вакууме при температуре 1200 °C

Таблица 1

№ п/п	Пик, эВ	Интенсивность, отн. ед.	Тип пика	Элемент	Уровень/переход
1	1063,25	2299,45	ЭСХА	Ba	3p3
2	1003,55	718,68	Оже	0	KL2
3	978,78	2193,64	Оже	0	KL1
4	906,96	686,99	Оже	Ba	MN5
5	891,08	629,13	Оже	Ba	MN4
б	812,58	307,17	Оже	Ba	MN3
7	794,93	18284,34	ЭСХА	Ba	3 <i>d</i> 3
8	779,93	73519,69	ЭСХА	Ba	3 <i>d</i> 5
9	557,68	1578,00	ЭСХА	Pd	3p1
10	531,21	25635,56	ЭСХА	0	1 <i>s</i>
11	285,15	7952,00	ЭСХА	С	1 <i>s</i>
12	252,76	1040,46	ЭСХА	Ba	4 <i>s</i>
13	191,65	455,48	ЭСХА	Ba	4p1
14	178,12	4690,79	ЭСХА	Ba	4p3
15	116,33	1587,00	ЭСХА	Al	2 <i>s</i>
16	90,19	7617,04	ЭСХА	Ba	4 <i>d</i> 3
17	22,52	5,69	ЭСХА	0	2 <i>s</i>

Расшифровка электронного спектра карбоната бария, отожженного в вакууме при температуре 1200 °C

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

۲



Для определения типа электронных состояний бария в исследованных материалах более детально исследовался пик 8, относящийся к глубокому 3*d*-уровню. Для определения возможного появления дополнительных (кроме собственных) поверхностных электронных состояний более детально исследовался пик 17, описывающий верхний край валентной зоны, положение которого на спектрах отсчитывается от уровня Ферми материала.

На рис. 3 в качестве примера приведена структура электронного 3*d*-уровня карбоната бария, отожженного при температуре 1200 °C, а на рис. 4 – структура электронного 3*d*-уровня материала 50 % (масс.) Ni + 50 % (масс.) BaO·0,2CaO·1,2SrO, отожженного при температуре 1200 °C.



На этих же рисунках приведено разбиение линий на гауссовы пики. Компьютерная программа электронного спектрометра позволяет проводить разбиение пика на произвольное число гауссовых пиков произвольной ширины. Поэтому нами разбиение 3*d*-пиков на гауссовы пики, которые отражают физическую сущность аппаратурного уширения узких глубоких электронных уровней, проводилось на основе следующих физических положений:

– ширина гауссова пика должна быть не менее 1 эВ, что отражает аппаратурное уширение линий спектрометром;

 – ширина гауссова пика должна быть минимальной, но не более 3 эВ, что отражает малую предельную концентрацию возможных примесей (кальций, стронций, никель) в оксиде бария, расположенных неупорядоченно в кристаллической решетке оксида бария;

۲

Электронная структура и физико-химические особенности оксидно-никелевых катодных материалов

۲

– в образце на основе карбоната бария присутствуют пики от состояний бария в карбонате бария и гидратированном гидроксиде бария (возможно, с различным количеством молекул воды), наличие которых установлено методом рентгенофазового анализа.

Действительно, по данным, полученным нами и независимо А. А. Бушем методом дериватографии, температура разложения карбоната бария на воздухе при нагреве со скоростью 10 °С/мин составляет 1176 °С. Однако для порошков в зависимости от их гранулометрического состава и плотности упаковки из-за кинетического фактора она может несколько превышать 1200 °С.

В табл. 2 приведена расшифровка электронных состояний бария в исследованных катодных материалах, проведенная с учетом отмеченных выше физических положений.

Таблица 2

Барий в соединении	Параметр	BaO	0,9BaO + + 0,1CaO	BaO · 0,2CaO · 1,2SrO	50 % Ni + + 50 % BaO · 0,2CaO · 1,2SrO
	Е, эВ	-	784,44	-	_
$Ba_{(1-y)}O_{(1-x)}Ca_y$	ΔE , $3B$	-	1,67	_	-
	<i>I</i> , отн. ед.	-	1662	-	_
	Е, эВ	783,62	783,67	_	_
BaCO ₃	ΔЕ, эВ	2,12	1,58	-	_
	I, отн. ед.	5716	2679	-	-
	Е, эВ	-	782,52	-	_
$Ba_{(1-y)}O_{(1-x)}Al_y$	ΔЕ, эВ	-	2,06	-	_
	<i>I</i> , отн. ед.	-	4008	-	-
	Е, эВ	782,07	-	782,19	_
BaO _(1-x)	ΔЕ, эВ	2,11	-	1,66	-
	<i>I</i> , отн. ед.	6931	-	1581	_
	<i>Е</i> , эВ	-	-	781,03	-
$Ba_{(1-y)}O_{(1-x)}Sr_y$	ΔЕ, эВ	-	-	2,55	-
	<i>I</i> , отн. ед.	-	-	6360	_
	<i>Е</i> , эВ	780,83	780,83	-	780,63
$\mathrm{Ba}_{(1-y)}\mathrm{O}_{(1-x)}\mathrm{Ni}_y$	ΔЕ, эВ	1,04	1,79	-	2,67
	<i>I</i> , отн. ед.	1440	2807	-	11452
	Е, эВ	779,36	779,20	779,19	_
$Ba(OH)_2 \cdot H_2O$	ΔE , $3B$	2,23	2,03	1,66	_
	<i>I</i> , отн. ед.	10062	8790	4441	-

Расшифровка структуры электронных 3*d*-уровней образцов на основе карбоната бария, отожженных в вакууме при температуре 1200 °C

На рис. 5. приведена структура края валентной зоны карбоната бария, отожженного при температуре 1200 °C, а на рис. 6 – структура края валентной зоны материала 50 % Ni + + 50 % BaO·0,2CaO·1,2SrO, также отожженного при температуре 1200 °C.

Известно, что плотность состояний верха валентной зоны, а также верха зоны поверхностных состояний можно приближенно представить в виде

$$N(E) \approx \sqrt{|E - E_0|},\tag{1}$$

где E_0 – граница верха валентной зоны или зоны поверхностных состояний. Для определения данных параметров в качестве примеров на рис. 7 приведена структура края валентной зоны

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

отожженного в вакууме карбоната бария в координатах «энергия связи – квадрат интенсивности сигнала». На рис. 8 приведена структура края валентной зоны материала 50 % Ni + + 50 % BaO · 0,2CaO · 1,2SrO в координатах «энергия связи – квадрат интенсивности сигнала». На вставке рис. 8 приведена структура зоны проводимости никеля, взятая из библиотеки спектров электронного спектрометра.







Рис. 6. Структура края валентной зоны материала 50 % Ni + 50 % BaO·0,2CaO·1,2SrO, отожженного в вакууме при температуре 1200 °C

Электронные зоны 1 и 2 на рис. 5...8 соответствуют валентной зоне собственно оксида бария, зона 3 на рис. 6 и 8 – зоне проводимости никеля, который обязательно попадает в зону анализа, так как диаметр рентгеновского пучка составляет примерно 200 мкм, а размер зерен карбонатов и никеля – до 10...25 мкм. Линейная экстраполяция правого края зоны 1 на рис. 7 и 8 позволяет определить для исследованных образцов материалов глубину верха валентной зоны на поверхности относительно уровня Ферми (рис. 7), а при наличии зоны поверхност-

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

۲

۲

Электронная структура и физико-химические особенности оксидно-никелевых катодных материалов

۲

ных состояний (рис. 8) – и ширину зоны поверхностных состояний над краем валентной зоны. Так как ширина запрещенной зоны оксида бария, согласно литературным данным [8], составляет примерно 4,15 эВ, указанные выше параметры дают возможность определить и глубину верха валентной зоны в объеме относительно уровня Ферми, а также величину искривления зон вверх вблизи поверхности оксида бария.



Рис. 7. Структура края валентной зоны карбоната бария в координатах «энергия связи – квадрат интенсивности сигнала»



Рис. 8. Структура края валентной зоны материала 50 % Ni + 50 % ВаО·0,2СаО ·1,2SrO в координатах «энергия связи – квадрат интенсивности сигнала»

Все перечисленные параметры, а также параметры электронного уровня кислородных вакансий, взятые из работы [7], приведены в табл. 3. Этот набор параметров в полной мере характеризует особенности электронной структуры оксида бария. Анализ результатов таблицы в соответствии со схемой рис. 9, предложенной в работе [7], позволяет сделать следующие заключения.

۲

Таблица 3

Параметры электронной структуры верхних электронных зон оксида бария в различных композициях

Параметр	BaO	0,9BaO + + 0,1CaO	$BaO \cdot 0,2CaO \cdot 1,2SrO$	50 % Ni + + 50 % BaO · 0,2CaO · 1,2SrO
Глубина уровня кислородных вакансий относительно дна зоны проводимости $E_g = (E_1 + E_2)/2$, эВ	1,75	1,80	1,79	1,73*
Расщепление уровня кислородных вакансий $(E_C - E_D)$, мэВ	45	<mark>6</mark> 5	45	16*
Положение уровня однократно заряженной кислородной вакансии $(E_C + E_D)/2$, эВ	1,35	1,38	1,39	1,47*
Эффективный заряд уровня кислородных вакансий <i>е</i> *	1,39	1,57	1,64	1,19*
Глубина верха валентной зоны на поверхности относительно уровня Ферми, эВ	2,70	2,75	_	3,18
Глубина верха валентной зоны в объеме относительно уровня Ферми, эВ	3,28	3,25	_	3,25
Искривление зон вверх вблизи поверхности, эВ	0,58	0,50	-	0,07
Ширина зоны поверхностных состояний 3 над краем валентной зоны, эВ	-	-	_	0,68

* Параметры соответствуют образцу состава 0,9BaO + 0,1Ni.



Рис. 9. Энергетическая схема верхних электронных зон оксида бария

16

۲

۲

Электронная структура и физико-химические особенности оксидно-никелевых катодных материалов

Во-первых, легирование оксида бария атомами кальция, стронция и никеля не влияет на положение уровня кислородных вакансий в электронно-зонной структуре оксида бария, которое определяет так называемую внутреннюю работу выхода материала.

Во-вторых, изменение эффективного заряда кислородных вакансий, обусловленное легированием оксида бария атомами кальция, стронция и никеля, очень незначительно (логарифмически) изменяет величину работы выхода оксида бария. Действительно, в соответствии с публикациями [9–10], величина работы выхода оксида бария в отсутствие дополнительных (не собственных и не связанных с поверхностными кислородными вакансиями) поверхностных состояний равна

$$\varphi = \Delta E_{g} + \chi - 2(E_{4} - E_{1}) + kT \ln \left[\frac{e^{*2} N_{so}^{2} (1 + \frac{aN_{\pi}}{N_{so}} \exp(-\frac{E_{2} - E_{4}}{kT}))^{2}}{\epsilon \varepsilon_{0} kT N_{\pi}} \right],$$
(2)

где ΔE_g – «глубина» донорного уровня кислородной вакансии относительно дна зоны проводимости; є, є₀ – диэлектрические постоянные; e^* – эффективный заряд кислородной вакансии; χ – величина электронного сродства оксида; a – параметр кристаллической решетки оксида; $N_{\rm SO}$ – поверхностная плотность атомов в решетке; $N_{\rm A}$ – концентрация кислородных вакансий в объеме оксида; k – постоянная Больцмана; T – температура; E_1 , E_2 , E_4 – энергии активации перехода атома кислорода между состояниями в объеме, в первом монослое и на поверхности оксида.

В-третьих, никель при взаимодействии с кислородом проявляет валентность несколько больше двух. Поэтому внедрение атомов никеля в кристаллическую решетку оксида бария в силу условия общей электронейтральности элементарных ячеек сопровождается появлением и вакансий атомов бария, которые, в отличие от кислородных вакансий, являются центрами акцепторного типа. В свою очередь, появление вакансии атомов бария на поверхности оксида сопровождается появлением дополнительных поверхностных состояний донорного типа, которые, в зависимости от положения их энергетического уровня, могут привести к дополнительному искривлению энергетических зон вверх или вниз.

В-четвертых, малое уширение уровня кислородных вакансий при легировании оксида бария атомами никеля в сочетании с характерным соотношением ионных радиусов никеля и бария приводит к формированию цепочки «вакансия бария – кислородная вакансия – атом никеля во второй координационной сфере» и возникновению вблизи кислородной вакансии значительного дипольного момента. Появление такой цепочки вблизи поверхности оксида может сопровождаться резким уменьшением искривления энергетических зон вверх, то есть резким снижением работы выхода, что и видно в табл. 3.

В-пятых, никель, как переходный металл, может проявлять каталитические свойства. В данном случае, как видно из табл. 2, это проявляется в интенсификации разложения карбоната бария в присутствии заметного количества никеля в оксидно-никелевой композиции.

4. ВЫВОДЫ

По результатам проведенных исследований можно сделать следующие общие заключения о физическом и физико-химическом влиянии диспергированного введения никеля в оксидно-

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

никелевом катоде, которое не сводится к повышению теплопроводности и электропроводности катодного материала.

1. Диспергированный никель катализирует процессы разложения карбонатов, в частности карбоната бария, который термодинамически наиболее устойчив в ряду карбонатов бария-кальция-стронция.

2. Атомы никеля, растворенные в оксиде бария в пределах их растворимости, формируют специфические цепочки «вакансия бария – кислородная вакансия – атом никеля во второй координационной сфере», обладающие значительным дипольным моментом. Появление такой цепочки на поверхности оксида бария приводит к значительному снижению искривления энергетических зон оксида вверх, то есть к значительному снижению работы выхода.

Данная работа была выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации с привлечением оборудования Центра коллективного пользования уникальным научным оборудованием в области нанотехнологий (ЦКП МФТИ) (код проекта RFMEFI59414X0009) совместно с Ю. Ю. Лебединским и А. В. Заблоцким.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дюбуа, Б. Ч. О некоторых особенностях и проблемах современных эффективных катодов / Б. Ч. Дюбуа, О. В. Поливникова // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2013. – Вып. 4(519). – С. 187 – 190.

2. Дюбуа, Б. Ч. Эмиссионная электроника, нанотехнология, синергетика (к истории идей в катодной технологии) / / Б. Ч. Дюбуа, О. К. Култашев, О. В. Поливникова // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-электроника. – 2008. – Вып. 4 (497). – С. 3 – 22.

3. Дюбуа, Б. Ч. Современные эффективные катоды. К истории их создания на ФГУП «НПП «Исток» / Б. Ч. Дюбуа, А. Н. Королев // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2011. – Вып. 1(509). – С. 5 – 25.

4. Соколов, А. М. Современные металлооксидные катоды для СВЧ-приборов / А. М. Соколов, А. Н. Каргин, О. А. Морозов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2011. – Вып. 1 (508). – С. 64 – 69.

5. Леденцова, Н. Е. Исследование возможности создания прессованных оксидно-никелевых катодов для магнетронов сантиметрового диапазона длин волн / Н. Е. Леденцова, И. П. Ли // Материалы Международной научно-технической конференции «INTERMATIC – 2014». Часть 3. – М.: Из-во МИРЭА, 2014. – С. 156 – 158.

6. Алексеев, Ю. В. Исследование поверхности оксидно-никелевого термокатода / Ю. В. Алексеев, И. Р. Каничева, В. В. Королев и др. // Препринт. – М.: Цнииатоминформ, 1987. – 16 с.

7. Ли, И. П. Структура электронных уровней кислородных вакансий в оксиде бария / И. П. Ли, В. И. Капустин, В. И. Свитов и др. // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2015. – Вып. 2(525). – С. 45 – 58.

8. Самсонова, Г. В. Физико-химические свойства окислов: справочник / Под ред. Г. В. Самсонова. – М.: Металлургия, 1969. – 456 с.

9. Капустин, В. И. Расчет температурной зависимости работы выхода окиси бария / В. И. Капустин // Изв. АН СССР. Сер. Физическая. – 1991. – Т. 55, № 12. – С. 2455 – 2458.

10. **Капустин, В. И.** Физико-химические основы создания многокомпонентных оксидсодержащих катодных материалов / В. И. Капустин // Перспективные материалы. – 2000. – № 2. – С. 5 – 17.

11. **Лазарев, В. Б.** Химические и физические свойства простых оксидов металлов / В. Б. Лазарев, В. В. Соболев, И. С. Шаплыгин. – М.: Наука, 1983. – 239 с.

12. **Масленников, О. Ю.** Эффективные термокатоды (конструкции и технологии). Ч. 2: учебное пособие / О. Ю. Масленников, А. Б. Ушаков. – МФТИ, 2003. – 129 с.

Статья поступила 21 сентября 2015 г.

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

14.03.2016 10:16:46

Применение графита и композиций типа углерод-углерод в крупногабаритных катодах с эмитирующим

 $(\mathbf{0})$

УДК 621.315.56:621.385.7

ПРИМЕНЕНИЕ ГРАФИТА И КОМПОЗИЦИЙ ТИПА УГЛЕРОД-УГЛЕРОД В КРУПНОГАБАРИТНЫХ КАТОДАХ С ЭМИТИРУЮЩИМ ПОКРЫТИЕМ ИЗ ГЕКСАБОРИДА ЛАНТАНА

В. И. Алёхина, А. Н. Ермилов, С. В. Королев, Д. С. Королев, А. П. Шумилин

ФГУП ВЭИ им. Ленина, г. Москва

Решена проблема создания термо- и формоустойчивых катодно-подогревательных узлов с эмиттерами из гексаборида лантана большой площади и сроком службы порядка 200 ч.

КС: графит, композиции типа углерод-углерод, крупногабаритный катод, эмитирующее покрытие, гексаборид лантана

THE USE OF GRAPHITE AND COMPOUNDS OF CARBON-CARBON TYPE IN LARGE-SIZE CATHODES WITH EMITTING COATING MADE OF LANTHANUM HEXABORIDE

V. I. Alekhina, A. N. Yermilov, S. V. Korolev, D. S. Korolev, A. P. Shumilin

FSUE – All-Russian electrotechnical Institute named after Lenin, Moscow

The problem of creating heat and form stable cathode-heating assembly with emitters made of lanthanum hexaboride having a large area and life time of the order of 200 hours has been solved.

Keywords: graphite, compounds of carbon-carbon type, large-size cathode, emitting coating, lanthanum <u>hexaboride</u>

Развитие ускорительной техники, в частности ускорителей электронов квазистационарного режима, постоянное увеличение их параметров вызвали целый ряд чисто технических проблем. Одной из таких проблем является создание крупногабаритных КПУ с развитой эмитирующей поверхностью и повышенной удельной плотностью токоотбора. На сегодняшний день наиболее часто применяемыми в ускорительной технике являются катоды с эмиттерами из гексаборида лантана. Они наиболее полно отвечают всем требованиям, предъявляемым к КПУ ускорителей квазистационарного режима. В настоящее время разработана технология получения эмиттеров из гексаборида лантана для крупногабаритных катодов с нанесением эмитирующего покрытия на подложку из тугоплавких металлов методом плазменного напыления. Авторами была решена задача совместимости гексаборида лантана с материалом подложки из тугоплавкого металла путём применения промежуточных (барьерных) слоёв, препятствующих взаимодействию гексаборида лантана с подложкой и компенсирующих различие в КТР. В качестве материала подложки использовались тугоплавкие металлы: тантал, вольфрам, ниобий, молибден, рений и сплав молибден-рений. По мнению авторов, оптимальной является композиция следующего состава: Me – TiB₂ – смесь (TiB₂ + LaB₆) – LaB₆. С применением данной технологии созданы катоды сложной геометрической формы (рис.1) с площадью эмитирующей поверхности 50...100 см² и более.

19



Рис.1. Плазмонапыленный катодный узел диаметром 75 мм

Такие катоды по своим параметрам не уступают катодам из гексаборида лантана, получаемым методом прессования, а по площади эмитирующей поверхности являются уникальными. Однако существенным недостатком подобных катодов является применение в качестве подложки тугоплавких металлов, температуры плавления которых весьма высоки: ниобий – 2470 °C, молибден – 2610 °C, тантал – 2990 °C, рений – 3180 °C, вольфрам – 3410 °C. Механические свойства металлов в большой степени зависят от технологии получения полуфабрикатов, степени чистоты, деформации и термической обработки. Одним из важных факторов является то, что рабочая температура катода превышает температуру ре-

кристаллизации любого из применяемых тугоплавких металлов [1]. Как следствие этого, в первые часы в металле будут активно протекать процессы рекристаллизации, связанные с измельчением зерна, снятием наклёпа и деформации обработки, приводящей к снижению прочностных и увеличению пластических характеристик металла. При дальнейшей эксплуатации начинает развиться собирательная рекристаллизация, обусловленная увеличением размера зерна в структуре, концентрацией примесей и дефектов по границам зёрен, ослаблением связи между зёрнами и образованием микротрещин. Наличие всех этих факторов существенно влияет на плотность, прочность, теплопроводность, электропроводность и ряд других свойств металла. Очень большое влияние оказывает цикличность нагревов. При достаточно быстром нагреве по сечению металла образуется большой градиент температуры, что приводит к возникновению внутренних напряжений, которые, превысив предел текучести, вызывают необратимые изменения геометрической формы. Все эти процессы в совокупности производят необратимые изменения в структуре металла подложки и, как следствие этого, резко сокращают срок службы катода, создают большие трудности для получения необходимых параметров пучка в ускорителе квазистационарного режима. Из всего вышеизложенного следует, что при создании крупногабаритных катодов на первый план выступает проблема формоустойчивости. Деформация катодов нарушает стабильность параметров электронно-лучевой системы инжекторов и фактически определяет их долговечность и надёжность. Анализ причин деформации плазмонапыленных катодов позволил сформулировать требования к материалу керна:

- 1. Температура рекристаллизации более 1700 °С.
- 2. Сохранение прочностных свойств при температуре до 1700 °С.
- 3. Низкий модуль упругости.
- 4. Высокая термическая стойкость.
- 5. Минимальное химическое взаимодействие с гексаборидом лантана.
- 6. КТР, близкий к КТР гексаборида лантана.

Материалом, наиболее полно удовлетворяющим этим требованиям, является графит [2]. В дальнейшем при разработке технологии изготовления катодов методом плазменного напыления гексаборида лантана в качестве материала керна использовался графит марок МПГ-6

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

Применение графита и композиций типа углерод-углерод в крупногабаритных катодах с эмитирующим

и АРВ. Однако крупногабаритные графитовые керны имеют недостатки: низкая механическая прочность и высокая излучательная способность, обуславливающая повышенные значения мощности накала эмиттеров при электронном нагреве. В результате проведенных исследований удалось устранить эти недостатки. Разработана технология покрытия графитовых кернов карбидом тантала, что существенно повысило механическую прочность и снизило излучательную способность графита почти в два раза (для графита – 0,085…0,9, для карбида тантала – 0,4…0,5).

Существенное увеличение механической прочности удается получить путём замены графита на композитный материал типа углерод-углерод, который содержит каркас из углеродного волокна и пироуглеродную матрицу. Материал сочетает в себе высокую механическую прочность, низкую плотность, стойкость при резком изменении температуры, стабильность формы и размера при высоких температурах. Удельное сопротивление материала почти на три порядка превышает сопротивление тугоплавких металлов. Сочетание графита и композитов типа углерод-углерод позволило создать технологию производства КПУ без применения тугоплавких металлов, за исключением крепежа из молибдена. Разработана технология плазменного напыления гексаборида лантана на керны из графита и композитных материалов типа углеродуглерод. Определен состав барьерных слоёв для предотвращения взаимодействия углерода и гексаборида лантана [3]. По данной технологии были изготовлены и успешно прошли испытания сферические катоды диаметром 75 и 150 мм, а также кольцевой катод в виде части круглого конуса с большим диаметром 176 мм, меньшим диаметром 132 мм и углом при вершине 120°, с которого в инжекторе реализован отбор тока 320 А при длительности импульса 200 мкс. Изготовлены крупногабаритные КПУ диаметром 75 и 100 мм со сплошным плазмонапыленным эмиттером из гексаборида лантана и мозаичными эмиттерами из прессованного гексаборида лантана диаметром 8 мм, «запаянными» в графитовую матрицу [4]. Катоды покрывались маской из графита с покрытием из карбида тантала, что снижает коэффициент излучения до 0,4...0,5 и повышает электрическую прочность КПУ.

Испытания мозаичного катода в реальных условиях при температурах 1650...1700 °С и токоотборе импульсного тока 270...400 А показали, что его долговечность превышает 200 ч при многократных циклах включения-выключения и разгерметизации вакуумного прибора (экспозиция на воздухе). На рис. 2 можно видеть конструкцию нагревателя и эмиттера для КПУ-75.



Рис. 2. Конструкция КПУ-75: 1 – мозаичный эмиттер; 2 – теневая сетка; 3 – нагревательный элемент; 4 –токоподвод; 5 – тепловой экран; 6 – корпус КПУ

На рис. 3 приведены накальные характеристики КПУ-75 с конструктивными элементами из графита и нагревателем на основе композитного материала типа углерод-углерод.

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016



•



Рис. 3. Накальные характеристики КПУ-75 с конструктивными элементами из графита и нагревателем на основе композиционного материала типа углерод-углерод: *I* – все элементы с покрытием TaC; *2* – все элементы КПУ без покрытия; теневая сетка покрыта TaC; *3* – все элементы КПУ покрыты TaC; теневая сетка без покрытия;

4 – с графитовым нагревательным элементом (конструкция МРТИ)

Конструкция КПУ-75 представлена на рис. 4. Конструкция полностью выполнена из графита, за исключением изоляторов и крепежных винтов. Нагревательный элемент создан из композитного материала типа углерод-углерод. Корпус КПУ, тепловые экраны и теневая сетка покрыты карбидом тантала.



Рис. 4. Внешний вид КПУ-75 (а) и его подогревателя (б)

Таким образом, проблема создания термо- и формоустойчивых катодно-подогревательных узлов с эмиттерами из гексаборида лантана большой площади и сроком службы порядка 200 ч в принципе решена.

ЛИТЕРАТУРА

1. Титц, Т. Тугоплавкие металлы и сплавы / Т. Титц, Дж. Уилсон. – М.: Металлургия, 1969. – 352 с.

2. **Островский, В. С.** Искусственный графит / В. С. Островский, Ю. С. Виргильев, В. И. Костиков, Н. Н. Шипков. – М.: Металлургия, 1986. – 272 с.

3. A. c. 1385895. - 01.12.1987.

4. A. c. 1376823. - 04.06.1986.

Статья поступила 24 марта 2015 г.

22

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

۲

ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ

•

УДК 537.521.1

МЕТОД СНИЖЕНИЯ ТОКОВ УТЕЧКИ ИЗОЛЯТОРОВ ОТПАЯННЫХ ЭВП

С. А. Вашин, Г. Ф. Корепин, Н. Н. Климова

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

Показан способ определения токов утечки, возникающих в результате образования проводящей пленки на поверхности высоковольтного изолятора внутри вакуумной оболочки ЭВП, за счет отличия характера проводимости пленки от проводимости, образованной неоднородностями электродов. Разработан метод снижения этих токов в приборах типа ЛБВ на промежутке управляющий электрод – анод за счет испарения пленки при пропускании через нее тока от высоковольтного источника, применения искрового течеискателя и тренировки дозированными пробоями.

КС: отпаянный ЭВП, проводящая пленка, утечка, высоковольтная тренировка

METHOD OF LOWERING LEAKAGE CURRENT OF INSULATORS IN SEALED-OFF ELECTROVACUUM DEVICES

S. A. Vashin, G. F. Korepin, N. N. Klimova

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

A method for defining leakage currents appearing as a result of forming a conducting film on the surface of a high voltage insulator inside vacuum envelope of electrovacuum device due to difference in nature of film conductance and conductance formed by electrode heterogeneities, is presented. A method to lower these currents in TWT-type devices within control electrode – anode distance due to film evaporation as a result of current transmission from a high-voltage source through it, application of a spark leak detector and training by dosed disruptions was developed.

Keywords: sealed-off electrovacuum device, conducting film, leakage, high-voltage training

1. ВВЕДЕНИЕ

Причины возникновения токов между электродами ЭВП могут быть различные: автоэлектронная эмиссия, электропроводящие включения, расположенные снаружи и внутри изолятора, пороэлектронная эмиссия и др. [1–8]. Утечки, возникающие от проводящей пленки на поверхности изоляторов внутри вакуумного объема, образуют высокую проводимость по поверхности изолятора и выводят прибор из строя [9]. Существует несколько теорий природы образования такой проводимости: электронная, ионная или примесная проводимость [10].

Образование пленки на поверхности изолятора может происходить при пайке, когда катода еще нет, а также при откачке во время прогрева прибора и активирования катода. Кроме того, проводящая пленка может возникнуть во время электрического пробоя, так как может

произойти распыление материала катода или других электродов. Есть работы, в которых рассматривается образование пленки при использовании масляных средств откачки на разных стадиях изготовления ЭВП [11, 12]. Пленка может иметь островковый характер напылений или быть сплошной. Вольт-амперная характеристика (ВАХ) пленки зависит от характера напылений и условий подачи на нее рабочих напряжений.

Для предотвращения появления пленок на изоляторах используется метод расчета безопасных температур для разных материалов и припоев изоляторов и недопущения их перегрева. Для создания прерывистой проводящей пленки наносят тонкий слой кристаллического алунда на внутреннюю часть стеклянного изолятора [9] и другие. Проводящая пленка на изоляторах отпаянных ЭВП обнаруживается по величине тока утечки, которая превышает допустимую величину, прибор чаще всего бракуют или отправляют на реставрацию. Поэтому целью данной работы является разработка методов борьбы с утечками по керамике изоляторов, вызванными образованием проводящей пленки внутри ЭВП, а также анализ причин их появления.

2. МЕТОДИКА УМЕНЬШЕНИЯ УТЕЧЕК, ВОЗНИКШИХ ОТ ПРОВОДЯШИХ ПЛЕНОК ИЗОЛЯТРОВ ВНУТРИ ОТПАЯННЫХ ЭВП

Прежде всего, необходимо убедиться, что наблюдаемые токи утечки находятся именно на поверхности изолятора, которая расположена внутри вакуумного объема ЭВП. С этой целью до установки электронной пушки в ЭВП было определено, что токи утечки отсутствуют (в пределах точности измерения). После сборки и сварки ЭВП перед его откачкой и обезгаживанием измерения показали, что токи утечки также равны нулю (сопротивление изолятора больше 2 ГОм). ЭВП откачивался, при этом при обезгаживании прибора давление газов снаружи его не превышало 10⁻³ Па. После обезгаживания ЭВП токов утечки также не обнаружено. Таким образом, до обработки катода токи утечки по изолятору, как по наружной его поверхности, так и по внутренней, равны нулю. После обработки катода в обычном режиме обнаружен ток между анодом и корпусом ЭВП (испытания велись в одном и том же режиме). Следовательно, ток между электродами относится к вакуумной части электронной пушки ЭВП.

Обнаруженный ток между электродами может иметь две составляющие: обусловленную током утечки по поверхности изолятора и соответствующую появлению тока автоэлектронной или пороэлектронной эмиссии с поверхностей электродов [5]. Возникла необходимость разделения этих токов. Если ток соответствует току утечки по поверхности изолятора, то при напряжении между электродами разной полярности ВАХ должны быть предельно близки друг к другу. Если ВАХ при напряжении одной из полярностей резко отличается от характеристики в другой полярности напряжения между электродами, то, очевидно, что обнаруженный ток обусловлен током автоэлектронной или пороэлектронной эмиссии с электрода, имеющего минусовой потенциал. Вероятность того, что на обоих электродах одновременно возникнут одинаковые источники автоэлектронной или пороэлектронной эмиссии электронов, близка к нулю. Поэтому снятие ВАХ между электродами при разных полярностях напряжения позволяет судить об источнике и причине появившегося тока между электродами.

Исследования тока утечки и его снижение на поверхности изолятора между сеткой и анодом (корпусом ЭВП) проводились на отпаянных ЛБВ, согласно принятой методике. Утечки обнаружены после откачки и обезгаживания ЭВП в процессе их предварительной высоко-

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016



вольтной тренировки с использованием стабилизированных высоковольтных источников (ограничительный ток – 20 мА) постоянного напряжения. Подавая на вывод сетки высокое напряжение в плюсовой и минусовой полярности относительно корпуса ЛБВ, снимались ВАХ. Установлено, что ВАХ практически не отличаются (рис.1) и в обеих полярностях имеют почти линейный характер.



Рис. 1. Вольт-амперные характеристики промежутка управляющий электрод – анод: I₁ – потенциал управляющего электрода минусовой полярности относительно корпуса ЛБВ; I₂ – потенциал управляющего электрода плюсовой полярности относительно корпуса ЛБВ

При подаче высокого напряжения на управляющий электрод без балластного сопротивления было замечено, что ток утечки постепенно возрастал, достигая пика, а затем плавно снижался (рис. 2), при этом пиков тока может быть несколько. Возрастание тока сопровождалось сильным нагревом пушки прибора в области керамики, на которой образовалась проводящая пленка. При повышении температуры керамики за счет разогрева проводящей пленки ее сопротивление снижалось и ток возрастал. Согласно работам [9, 10], такое возможно изза особенностей напыленной пленки: прерывистой островковой структуры, ее толщины и материалов. Одни пленки могут иметь ВАХ, близкую к термоэлектронной эмиссии, другие – к автоэлектронной эмиссии. В любом случае, если пленка имеет толщину, меньшую, чем длина свободного пути электронов в напыленном металле, ее свойства резко отличаются от свойств компактного металла.



Рис. 2. Изменение тока утечки во времени при подаче напряжения 3 кВ в минусовой полярности на сетке

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

۲

Во время выдержки прибора под напряжением 3 кВ пробоев не обнаружено. При подаче напряжения с балластным сопротивлением в цепи питания утечка значительно не изменялась и ЭВП интенсивно не нагревался, так как реальное напряжение между электродами ограничивалось падением напряжения на балластном сопротивлении.

В течение 120 мин выдержки после достижения максимума при нагреве пленки ток утечки снижается. Уменьшение тока утечки свидетельствует о том, что проводящий материал на изоляторе постепенно испаряется. Это было подтверждено тем, что после остывания электронной пушки ЭВП и подачи установленного напряжения ток утечки не возвращался к максимальной величине, а становился ниже ее.

Из рис. 2 видно, что установленное напряжение вызывает повышение тока утечки и его дальнейшее снижение. Кроме того, быстрота снижения тока утечки уменьшается. Поэтому этот эффект снижения тока утечки следует использовать при всяком очередном повышении напряжения. Ограничением повышения напряжения может служить максимально допустимое напряжение тренировки и недопущение перегрева изолятора. Перегрев изолятора опасен тем, что керамика при резком повышении температуры может треснуть и ЭВП разгерметизируется. Это тем более опасно, так как неизвестно, равномерно ли распределено по поверхности изолятора напыление или оно сосредоточено в виде узкого участка вдоль изолятора. При локальном перегреве риск растрескивания керамики многократно возрастает.

Существенным ограничением является недопущение перегрева электронной пушки, чтобы температура узла не поднималась выше температуры обезгаживания, которая была в процессе откачки ЛБВ до ее отпайки с откачного поста. Поэтому в дальнейшем во время высоковольтной тренировки напряжения поднимали пошагово, через 1 кВ. Выдержка соответствовала не более 5 мин для каждого значения из подаваемых напряжений на тренируемый промежуток, так как свыше 5 мин идет слабое снижение тока утечки. Ток утечки вначале повышения напряжений, в течение не более 20 с, достигал максимума и быстро снижался в течение 2...3 мин, а при напряжении 9 кВ достиг своего минимального значения (рис. 3).



Рис. 3. Изменения тока утечки с повышением тренируемого напряжения: I_1 – при 4 кВ; I_2 – при 5 кВ; I_3 – при 6 кВ; I_4 – при 7 кВ; I_5 – при 8 кВ; I_6 – при 9 кВ

С помощью данного метода тренировки удалось значительно снизить ток утечки, но он по-прежнему превышал допустимую величину. Поэтому решено использовать комплексный метод для устранения данной проблемы. Так как ток утечки существенно снизился и ВАХ стали приобретать более нелинейный характер, чем на рис.1, а поверхность изолятора нагрета до

۲

Метод снижения токов утечки изоляторов отпаянных ЭВП

()

максимально возможной температуры, то механическая связь оставшейся напыленной плёнки с керамикой становится меньше, вследствие разных коэффициентов линейного термического расширения напыленного материала и керамики. Очевидно, что несколько циклов нагрева и остывания пленки будут снижать силы адгезии пленки с керамикой изолятора. Воздействием на эту пленку можно добиться ее удаления полностью или частично, например с помощью высокочастотного разряда искрового течеискателя (аппарат «Тесла») или применением обычных методов высоковольтной тренировки дозированными пробоями.

После высоковольтной тренировки выполнили прожиг вакуумного промежутка искровым течеискателем, что позволило улучшить значительно ВАХ тренируемого промежутка (рис. 4).



Однако после первой обработки разрядом искрового течеискателя ЛБВ и ее охлаждения был проведен контроль тока утечки в зависимости от величины напряжения (рис. 5). Видно, что ток утечки существенно снизился по сравнению с данными рис.1, но все же остается большим. Поэтому после нагрева изолятора пропусканием тока сразу была проведена вторая обработка промежутка сетка – анод разрядом течеикателя (см. рис. 3, кривая I_4). Следует отметить, что нагрев пленки при прохождении тока позволяет снизить величину тока утечки при обработке разрядом течеискателя, в то время как без нагрева этого сделать не удается. Это подтверждает высказанные ранее предположения о влиянии температуры разогрева пленки, разных коэффициентов линейного термического расширения керамики и напыленной пленки на вероятность её удаления с поверхности керамики.

Рис. 5. Изменение тока после остывания прибора и первого прожига искровым течеискателем (см. рис. 4) промежутка управляющий электрод – корпус

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

۲

•

Нелинейность кривых ВАХ после тренировки (см. рис. 4, кривые I_2 и I_3) может говорить о том, что эти линии носят термоэмиссионный характер [10].

Течеискатель искровой не всегда с первого раза помогает эффективно снизить ток утечки. Как показала практика, цель снижения тока утечки до необходимой величины достигается при использовании сразу после тренировки нагревом изолятора электронной пушки прибора, когда ЭВП находится в нагретом состоянии. Следует отметить, что положительный опыт применения прожига утечки разрядом искрового течеискателя может быть в ряде случаев получен и для приборов, не нагретых высоковольтной тренировкой, но ток утечки при этом существенно ниже и не требуется разогрева напыленной пленки.

В исследуемом случае при значительной величине тока утечки использование течеискателя искрового в начале тренировки не позволило получить положительного результата по снижению тока утечки. После второго применения обработки разрядом течеискателя ВАХ ток утечки снизился до допустимого значения (см. рис. 4).

Совмещая все три способа тренировки в разных сочетаниях: обычную тренировку дозированными пробоями, где последовательно в цепь источника питания включено ограничительное сопротивление; прожиг напыленной пленки на изоляторе и снижение тока утечки от источника питания напрямую без балластного (ограничительного) сопротивления; прожиг пленки разрядом искрового течеискателя – почти всегда достигается желаемый результат.

К недостатку рекомендуемой методики относится возможность обратного перепыления удаленных ранее материалов пленки, если при этом формируются необходимые условия перепыления, но вероятность возникновения этих условий весьма низкая. Другим недостатком применения методики является долгий процесс высоковольтной тренировки, который может достигать 24 ч на отдельных экземплярах приборов.

Согласно современным представлениям [10], пленки островкового вида могут подчиняться законам термоэлектронной эмиссии между островками. Поэтому из кривых рис. 4 построена зависимость первеанса от напряжения (рис. 6) после разных этапов тренировки. Если имеет место термоэлектронная эмиссия в режиме пространственного заряда, то величина первеанса при разных напряжениях должна иметь постоянное значение, что и видно на кривых 2...4 рис.6.

Рис. 6. Зависимости первеанса $G = i/U^{3/2}$ от напряжения:

I - в начале тренировки; 2 - после тренировки без балластного сопротивления при <math>U = 9 кВ;

3 – после первого применения течеискателя искрового;

4 - после второго применения течеискателя искрового

۲

Метод снижения токов утечки изоляторов отпаянных ЭВП

 $(\blacklozenge$

Значительное отклонение от линейной зависимости кривой *1* соответствует началу процесса тренировки, небольшой рост прямой *2* обусловлен разогревом пленки по мере роста тока (при этом температура пленки, строго говоря, не является постоянной величиной при увеличении напряжения). При большом токе утечки происходит разогрев островковой пленки, что и приводит к отклонениям зависимостей.

Видно, что чем меньше ток утечки, тем ближе к линейной зависимости значение первеанса при разных напряжениях. Графики показывают, что в целом островковая пленка действительно подчиняется законам термоэлектронной эмиссии.

Применение приведенной методики высоковольтной тренировки позволяет избавиться от токов утечки, возникающих в проводящей пленке на изоляторах многих приборов, причем разных типов: клистронов и ЛБВ разного уровня выходной мощности.

3. ВЫВОДЫ

1. Средствами высоковольтной тренировки установлен способ определения тока утечки – измерением ВАХ в двух полярностях, при этом ВАХ в обеих полярностях напряжения примерно одинаковы.

2. За счет разогрева пленки, напыленной на изолятор, ее сопротивление во время выдержки повышается примерно на 2-3 порядка. Температура разогрева изолятора зависит от выделяемой удельной мощности на изоляторе и времени разогрева.

3. Обработка разрядом искрового течеискателя разогретой пленки изолятора после ее частичного испарения токопрохождением повышает сопротивление оставшейся части пленки еще на два порядка по сравнению с величиной сопротивления, полученного в процессе разогрева пленки.

4. Без разогрева пленки и ее частичного испарения далеко не всегда возможно повышение сопротивления пленки обработкой изолятора разрядом искрового течеискателя.

5. Показано, что признаком напыления на изолятор островковой пленки является постоянство первеанса при разных напряжениях между электродами. Характеристика строится из ВАХ между исследуемыми электродами.

6. Комплексное использование высоковольтной тренировки дозированными пробоями, разогрева проводящей пленки изолятора и обработки разрядом искрового течеискателя повышает эффективность тренировки, снижая сопротивление пленки до допустимой величины.

7. Разогрев пленки и ее частичное испарение в процессе тренировки ослабляют силы связи пленки с изолятором, формируют более четкую островковую структуру и способствуют повышению эффективности других способов тренировки.

8. Недостатками высоковольтной тренировки изолятора токопрохождением является большое время тренировки и необходимость превышения тренировочного напряжения с целью достижения эффекта испарения пленки.

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, В. И. Михайлов, Н. И. Сидоров, А. И. Настюха. – М.: Атомиздат, 1966.

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

3. Пошехонов, П. В. Исследование механизмов пробоя высоковольтных импульсных модуляторных приборов и методы повышения их электрической прочности: дис. на соиск. уч. ст. д.т.н. / П. В. Пошехонов. – Рязань: Радиотехнический ин-т, 1966.

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. **Татаринова, Н. В.** Вакуумная электроизоляция (обзор) / Н. В. Татаринова // Вакуумная техника и технология. – 2003. – Т. 13. – № 1. – С. 3 – 28.

6. **Корепин, Г. Ф.** Моделирование процессов термовакуумной обработки мощных СВЧ-приборов с целью повышения их электрической прочности / Г. Ф. Корепин, А. Б. Киселев // 4 Международная научно-практическая конференция «Участие молодых ученых, инженеров и педагогов в разработке и реализации инновационных технологий»: сб. научных докладов. – М., 2003. – С. 224 – 232.

7. Зильберман, М. М. Вакуумный пробой в высоковольтном триоде с оксидно-никелевым катодом / М. М. Зильберман, М. Л. Когель // Материалы конференции «Вакуумная наука и техника». – Крым, 2002. – С. 331 – 333.

8. **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.

9. **Коваленко, В. Ф.** Теплофизические процессы и электровакуумные приборы / В. Ф. Коваленко. – М.: Советское радио, 1975.

10. **Майсел, Л.** Технология тонких пленок. Т. 2 / Л. Майсел, Р. Глэнг; перевод с англ. под ред. М. И. Елинсона, Г. Г. Смолко. – М.: Советское радио, 1977.

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

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

Статья поступила 18 ноября 2015 г.

УДК 621.385.623

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ СВЕРХМОЩНОГО КЛИСТРОНОСТРОЕНИЯ

А. В. Мамонтов, И. Г. Перминов, К. Г. Симонов

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

Рассмотрены возможные пути создания сверхмощных импульсных клистронов при существенно пониженных рабочих напряжениях. Принципы создания однолучевых и многолучевых клистронов с магнетронной пушкой и анодной модуляцией и многолучевых клистронов с модуляцией по управляющему электроду являются новыми, оригинальными, не имеющими аналогов в мире.

КС: <u>сверхмощный импульсный клистрон</u>, <u>перспективы развития</u>, <u>многолучевой клистрон</u>, <u>магне</u>-<u>тронная пушка с анодной модуляцией</u>, <u>рабочее напряжение</u>

THE PROSPECTS OF DEVELOPING SUPER HIGH POWER KLYSTRON BUILDING

A. V. Mamontov, I. G. Perminov, K. G. Simonov

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

Possible ways of creating super high power pulsed klystrons at significantly decreased operating voltages have been considered. The principles of creating single-beam and multiple-beam klystrons with a magnetron gun and anode modulation, and multiple-beam klystrons with control electrode modulation are new and original ones, having no analogues in the world.

Keywords: <u>super high pulsed klystron, prospects of development, multiple-beam klystron, magnetron gun</u> <u>with anode modulation, operating voltage</u>

До настоящего времени основное применение сверхмощных импульсных клистронов – ускорение заряженных частиц в ускорителях различного назначения.

В последние годы значительный интерес проявляется к сверхмощным импульсным клистронам в связи с возможностью построения на их основе современных систем специального назначения.

Разработкой сверхмощных клистронов для ускорителей за рубежом занимается ряд фирм, основные из них SLAC и CPI (США), THALES (Франция) и Toshiba (Япония). Существенный прогресс в разработках сверхмощных клистронов достигла в последние годы КНР. В этих разработках получены импульсные мощности в промышленных образцах клистронов 5...65 МВт и в экспериментальных образцах до 150 МВт.

Так как клистроны однолучевые, высокие значения мощностей в них достигаются за счёт высокого анодного напряжения. Так, в 65-МВт клистроне анодное напряжение составляет 350 кВ, а в 150-МВт – 535 кВ.

В настоящее время в России (в АО «НПП «Исток» им. Шокина») создана сверхмощная цепочка усилительных однолучевых клистронов специального назначения с выходным клистроном КИУ-257 (рис. 1), в котором применен новый высоковольтный керамический изолятор.

Рис. 1. Сверхмощный клистрон КИУ-257

Кроме того, в АО «НПП «Исток» им. Шокина» выпускается сверхмощная цепочка усилительных однолучевых клистронов КИУ-15М – КИУ-17 (рис. 2) в диапазоне 1,8 ГГц с выходной импульсной мощностью 20 МВт, средней мощностью 18 кВт и напряжением 250 кВ [1]. Клистроны КИУ-15М – КИУ-17 надежно работают в круглосуточном режиме в ряде ускорительных комплексов России и Польши, их долговечность составляет более 5 тыс. ч.

		Параметр	КИУ-15М	КИУ-17
		Диапазон частот, МГц	1818±9	1818±9
		Мощность выходная импульсная, МВт	20	0,1
	H-	Мощность выходная средняя, кВт	18	0,12
		Анодное напряжение, кВ	250	50
The second seco		Длительность импульса, мкс	6	8
<u> </u>		Входная мощность, Вт	≤ 8000	$\leq 0,1$
		КПД, %	40	25
		Долговечность фактическая, ч	5000	5000
	Y	Масса, кг	80	23

КИУ-17

КИУ-15М

Примечание. В клистронах используется электромагнитная фокусирующая система

Рис. 2. Сверхмощная цепочка усилительных клистронов

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

۲

۲

Клистроны КИУ-15М и КИУ-257 являются самыми мощными в России.

Следует отметить, что в настоящее время в существующих многолучевых сверхмощных клистронах достигнуты выходные импульсные мощности только до 10 MBт при напряжениях 115 кВ. Это – клистроны для ускорителей, созданные в фирмах THALES, Toshiba и CPI. В России на ФГУП «НПП «Торий» выпускаются 6-MBт многолучевые клистроны с анодным напряжением 52 кВ.

В перспективе для повышения функциональных возможностей систем специального назначения потребуется создание надежно работающих сверхмощных клистронов с выходной импульсной мощностью 30...100 МВт. В обычных однолучевых клистронах для получения таких мощностей необходимы напряжения 290...450 кВ. Отметим, что 30-МВт клистрон, который требует напряжения 290...300 кВ, еще можно выполнить в однолучевом варианте. Дальнейшее увеличение импульсных мощностей за счет увеличения анодного напряжения считаем неэффективным решением, так как специальные системы, в которых клистроны будут применены, становятся громоздкими и не очень надежными. Кроме того, при напряжениях более 300 кВ системы требуют сложных и громоздких средств защиты от рентгеновского излучения.

В связи с этим встает проблема получения указанных выходных импульсных мощностей клистронов при пониженных анодных напряжениях.

Один из путей решения этой проблемы основывается на принципе, предложенном «Истоком» [2], и заключается в создании однолучевых клистронов с магнетронной пушкой и анодной модуляцией, размещении нескольких таких клистронов в едином фокусирующем соленоиде (рис. 3) с однородным магнитным полем и сложении их выходных мощностей. При этом ввод СВЧ-энергии осуществляется от единого источника СВЧ путем разветвления общего входного тракта на несколько трактов для подвода СВЧ-мощности к каждому клистрону. На входе каждого клистрона устанавливается фазовращатель для обеспечения синфазности выходных сигналов.

В предлагаемых клистронах с магнетронной пушкой эмитирующая поверхность катода имеет форму боковой поверхности усеченного конуса малого диаметра (порядка 30 мм), в отличие от классических сверхмощных клистронов, где диаметры катодов достигают 110 мм (рис. 4). В этом случае катод имеет протяженную эмитирующую поверхность в продольном направлении клистрона при сравнительно небольшом наружном диаметре как самого катода, так и электронной пушки.

Применение в клистроне магнетронной пушки позволяет:

– формировать полый электронный пучок с высоким первеансом (порядка $3 \cdot 10^{-6} \text{ A/B}^{3/2}$ вместо (1,5...2) $\cdot 10^{-6} \text{ A/B}^{3/2}$ в обычных клистронах);

 существенно понизить величину анодного напряжения и, следовательно, повысить электрическую прочность клистрона;

существенно сократить поперечные размеры клистрона в области электронной пушки;

- уменьшить поперечные размеры фокусирующего соленоида.

Так как, в отличие от традиционной конструкции сверхмощных однолучевых клистронов, поперечные размеры клистронов с магнетронной пушкой существенно уменьшены, можно осуществить компактное размещение таких клистронов в единой магнитофокусирующей системе приемлемых размеров.

Однолучевые приборы мегаваттных уровней с магнетронной пушкой и модуляцией по управляющему электроду, т. е. с триодной магнетронной пушкой, были созданы в России

А. В. Мамонтов, И. Г. Перминов, К. Г. Симонов

Рис. 3. Схематическое изображение размещения четырех клистронов с магнетронной пушкой в едином фокусирующем соленоиде

Рис. 4. Катоды магнетронной пушки и классического клистрона

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

۲

۲

Перспективы развития сверхмощного клистроностроения

(НПП «Исток») и за рубежом (фирма Litton, США). В этих приборах на анод подаётся постоянное напряжение, а импульсное напряжение – на управляющий электрод. Для получения сверхбольших мощностей необходимо подать на анод клистрона постоянное напряжение 200 кВ и выше. При таких постоянных напряжениях трудно защитить прибор от мощных высоковольтных пробоев, и он становится ненадёжным.

В работе [2] рассматривается клистрон с магнетронной пушкой и анодной модуляцией электронного потока, т. е. когда на клистрон подается только импульсное анодное напряжение.

Так как клистронов с диодной магнетронной пушкой в мире не существует, то вначале нами проведены теоретические исследования, направленные на изучение возможности создания однолучевых клистронов с магнетронной пушкой при анодных напряжениях 160...200 кВ [3].

Были рассмотрены вопросы конструирования электронно-оптической системы, электродинамической системы клистрона, изучены вопросы устойчивости электронных пучков, электропрочности прибора, проведен расчет соленоида с однородным магнитным полем.

В результате выполненных теоретических исследований сконструирован прибор, показанный на рис. 5...7.

Рис. 5. Конструктивное выполнение клистрона с магнетронной пушкой, имеющего рабочее напряжение 160...200 кВ

Рис. 6. Клистрон с магнетронной пушкой в разрезе

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

•

Рис. 7. Магнетронная пушка клистрона

В этом клистроне в качестве высоковольтного изолятора использован изолятор из керамики ВК-94-1, который успешно применяется в электронных отпаянных пушках различной модификации при импульсных напряжениях до 200 кВ [4]. Изолятор состоит из спаянных между собой цилиндрической керамики диаметром 96 мм, толщиной 5 мм и высотой 80 мм и конусной керамики диаметром 96 мм у оснований, толщиной 5 мм и высотой 60 мм.

Прибор сконструирован. Сконструирован и изготовлен соленоид (рис. 8), обеспечивающий однородное магнитное поле 0,2 Тл на длине 500 мм при общей длине соленоида 800 мм.

Рис. 8. Соленоид с однородным магнитным полем

На рис. 9 показан общий вид соленоида с расположенным в нем клистроном с магнетронной пушкой.

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

۲

۲
Перспективы развития сверхмощного клистроностроения



Рис. 9. Клистрон с магнетронной пушкой в соленоиде с однородным магнитным полем

В настоящее время на "Истоке" ведутся работы по созданию катода магнетронной пушки. Для изучения температурных режимов катода сконструирована модель, показанная на рис. 10.

В этой модели для пирометрирования катода использована реальная магнетронная пушка клистрона с окружающим катод анодом. Пушка размещена в стеклянном объеме для изучения распределения температуры по длине катода.

Теоретические исследования показали, что в рассматриваемом клистроне можно достичь выходной импульсной мощности 10 МВт при напряжении 160 кВ и 19 МВт при напряжении 200 кВ.

Разместив четыре таких клистрона в едином соленоиде с однородным магнитным полем и сложив их выходные мощности с помощью двухканальных сумматоров, можно получить высокие СВЧ-мощности при существенно пониженных анодных напряжениях. Расчеты показали, что выходную импульсную мощность 50 МВт можно достичь при напряжениях 170...180 кВ (рис. 3). В обычных однолучевых клистронах для получения такой мощности требуется напряжение около 340 кВ.

Другой путь получения высоких импульсных мощностей при существенно пониженных анодных напряжениях заключается в создании клистронов с многолучевой магнетронной пушкой, имеющей анодную модуляцию, также предложен на «Истоке» [5]. Тогда, например, при четырехлучевой конструкции прибора (рис. 11) можно обеспечить выходную мощность более 50 МВт при напряжении 170...180 кВ. В этом случае конструкция соленоида получается более компактная.

На рис. 12 показан вариант конструкции четырехлучевой магнетронной пушки с высоковольтным керамическим изолятором, способным выдерживать напряжение 250 кВ.



А. В. Мамонтов, И. Г. Перминов, К. Г. Симонов

Рис. 10. Общий вид модели (*a*) и модель для пирометрирования катода магнетронной пушки в разрезе (б)

В клистроне каждый катод будет окружен анодом в виде массивной охлаждаемой медной детали, в котором выполнены 4 конусные отверстия.

На рис. 13 показаны высоковольтный металлокерамический изолятор в сборе и отдельно керамический цилиндр с компенсаторными кольцами. Этот керамический высоковольтный изолятор разработан на «Истоке» при создании сверхмощного клистрона КИУ-257. Максимальный наружный диаметр изолятора – 155 мм, высота изолятора – 160 мм.

Предварительные исследования показывают, что в четырехлучевом клистроне с диодной магнетронной пушкой для получения выходной импульсной мощности 100 МВт потребуется анодное напряжение 240...250 кВ. При этом на выходе клистрона должны быть установлены 4 вывода СВЧ-мощности. Это позволит повысить надежность работы каждого вывода СВЧ-мощности и всего клистрона в целом, так как через каждое волноводное металлокерамическое окно будет передаваться мощность 25...30 МВт. Кроме того, будет обеспечена равномерная нагрузка выходного резонатора, что должно привести к высоким величинам КПД клистрона.

Весьма интересным является также клистрон с выходной импульсной мощностью до 50 МВт с многолучевой магнетронной пушкой и модуляцией электронного пучка по управляющему электроду, то есть с триодной электронной пушкой (рис. 14), также предложенный «Истоком» [6]. В этом случае целесообразно на анод клистрона подавать постоянное напряжение не более 170 кВ, при этом импульсное напряжение на управляющем электроде будет составлять около 60 кВ.

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

۲





Рис. 11. Схематическое изображение четырехлучевого клистрона с магнетронной пушкой в соленоиде с однородным магнитным полем и двумя выводами СВЧ-мощности



Рис. 12. Четырехлучевая магнетронная пушка клистрона с высоковольтным керамическим изолятором



Рис. 13. Высоковольтный керамический изолятор в сборе (*a*) и керамический цилиндр с компенсаторными кольцами (б)

۲





Рис. 14. Схематическое изображение четырехлучевого клистрона с триодной магнетронной пушкой в соленоиде с однородным магнитным полем и двумя выводами СВЧ-мощности

Принципы создания однолучевых и многолучевых клистронов с магнетронной пушкой и анодной модуляцией, рассмотренные в [1–5], и многолучевых клистронов с модуляцией по управляющему электроду [6] являются новыми, оригинальными, не имеющими аналогов в мире. В случае их реализации можно достичь в перспективе прорыва в сверхмощном СВЧ-приборостроении.

ЛИТЕРАТУРА

1. Борисов, А. А. Сверхмощные импульсные клистроны и многочастотные СВЧ электровакуумные приборы. Достигнутые характеристики, перспективы разработок / А. А. Борисов, А. В. Галдецкий, А. Н. Королев, А. В. Мамонтов, В. А. Рыжов, К. Г. Симонов, О. А. Морозов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. Труды юбилейной конференции, посвященной 70-летию ФГУП "НПП "Исток". Часть II. – 2013. – Вып. 4(519). – С. 26 – 36.

2. Патент 2449467 РФ. Сверхмощное СВЧ-устройство / К. Г. Симонов. – Опубл. 2012, Бюл. № 12; приоритет 26.04.2011.

3. Simonov, K. Principles for design of high power pulsed microwave devices and devices with low operating voltage for accelerators / K. Simonov, A. Borisov, I. Golenitskiy, A. Mamontov, A. Yunakov, O. Morozov // Proceedings of IPAC 2014, Dresden, Germmany. – P. 2273 – 2275.

4. **Симонов, К. Г.** Электронные отпаянные пушки (монография) / К. Г. Симонов; под редакцией Н. Д. Девяткова. – М.: Радио и связь, 1985. – 128 с.

5. **Патент 2554106 РФ.** Сверхмощный многолучевой СВЧ-прибор клистронного типа / К. Г. Симонов. – Опубл. 2015, Бюл. № 18; приоритет 30.12.2013.

6. **Патент 2562798 РФ.** Сверхмощный СВЧ-прибор клистронного типа / А. А. Борисов, А. В. Мамонтов, К. Г. Симонов. – Опубл. 2015, Бюл. № 25; приоритет 30.05.2014.

Статья поступила 15 ноября 2015 г.

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

Проектирование широкополосного герметизированного микрополоскового ввода энергии Ки-диапазона

УДК 621.372.8.049.75

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО ГЕРМЕТИЗИРОВАННОГО МИКРОПОЛОСКОВОГО ВВОДА ЭНЕРГИИ *Ки-ДИАПАЗОНА*

П. С. Мирошник, Р. А. Силин, И. П. Чепурных, С. С. Зырин, К. Г. Симонов, Н. Д. Урсуляк

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

Представлены результаты проектирования герметизированного микрополоскового ввода энергии *Ки*диапазона. В диапазоне частот до 20 ГГц гермоввод имеет КСВН менее 1,4. В полосе до 3 ГГц эта величина простой подстройкой может быть снижена до 1,2.

КС: герметизированный микрополосковый ввод энергии, Ки-диапазон длин волн

DESIGNING A *Ku*-FREQUENCY WIDE-BAND HERMETIC MICROSTRIP POWER ENTRY

P. S. Miroshnik, P. A. Silin, I. P. Chepurnykh, S. S. Zyrin, K. G. Simonov, N. D. Ursulyak

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

The result of *Ku*-frequency band hermetic microstrip power entry design is shown. At frequency less than 20 GHz microstrip power entry demonstrates VSWR less than 1.4. At frequency band less than 3 GHz this value can be reduced to 1.2 by simple tuning.

Keywords: hermetic microwave power entry, Ku-frequency band

Несмотря на наличие большого количества микрополосковых вводов энергии из герметичных корпусов [1-7], при разработке новых конструкций из-за различных дополнительных требований (рабочая полоса частот, потери, материал полосковой линии, пропускаемая мощность, толщина стенки корпуса и т. д.) их проектирование очень часто приходится проводить заново. Далее в работе на примере конкретного микрополоскового ввода *Ки*-диапазона будет освещён ряд проблем, с которыми при этом приходится сталкиваться.

Схематически микрополосковый ввод показан на рис. 1 и, по сути дела, представляет собой переход с 50-омной микрополосковой линии на симметричную линию и обратно.

Обычно в таких условиях для достижения хорошего согласования симметричную линию делают уже микрополосковой [5, 7], однако в данном случае из-за большой выводимой мощности, малой толщины полоски, её материала (вольфрам) возникают проблемы с потерями мощности, так что такое техническое решение неприемлемо. Поэтому целью данной работы является обеспечение согласования, не прибегая к сужению микрополоска, и разработка простой, технологичной и удобной для массового производства конструкции ввода энергии. Расчет гермоввода наиболее правильно проводить от микрополоска внутренней платы до внешней 50-омной микрополосковой линии с учетом всех соединений и зазоров, однако, как показывает

 $(\mathbf{\Phi})$

практика, если сам ввод имеет КСВН более 1,5, то трудно получить хорошее согласование в широкой полосе, даже используя подстроечные элементы. Моделирование показало, что при первоначальных заданных параметрах (толщина нижней части керамического ввода – 0,6 мм, толщина верхней части – 0,6 мм, длина – 3 мм, ширина – 2,2 мм, диэлектрическая проницаемость $\varepsilon = 9,8$) характеристики перехода данным требованиям явно не удовлетворяют (рис. 2).



Рис. 2. КСВН гермоввода при заданных номинальных размерах

Поэтому для обеспечения необходимых условий согласования рассмотрена конструкция с увеличенной в два раза высотой верхней части керамического ввода, не включая внешние соединения. Как показывают расчёты, такой гермоввод имеет заметно лучшие характеристики в заданном частотном диапазоне (рис. 3).

На следующем этапе проектирования было исследовано влияние подводящих проволочек, их длин и положения точек разварки. Внутренняя поликоровая плата толщиной 0,25 мм и внешняя – толщиной 0,5 мм развариваются проволочками диаметром 25 мкм. В процессе моделирования было исследовано влияние координат приварки проволочек к 50-омным линиям и их количества на КСВН конструкции в целом. Расчеты позволили найти оптимальные координаты разварки и оптимальное количество проволочек: 4 проволочки длиной 300 мкм (длина может варьироваться

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

۲

۲

в связи с возможным разбросом зазора между платами) привариваются на расстоянии 50 мкм от конца полоска. Расстояние между проволочками – 35...50 мкм.



Рис. 3. КСВН вводного блока с увеличенной в два раза верхней частью

Можно улучшить согласование данного перехода, используя дополнительные согласующие элементы, например расширенные площадки на конце полосковой линии на внутренней поликоровой плате (рис. 4).



Рис. 4. Конструкция перехода в целом

На конечном этапе проектирования проводилась оптимизация именно такой конструкции с учётом возможных технологических разбросов: зазоры между платами и керамикой – в диапазоне от 0 (без зазора) до 250 мкм; изменение положения плат по высоте – от 0 (на одном уровне) до ±200 мкм.

۲

۲

()

В итоге оптимизированная по всем этим параметрам с разваркой четырьмя проволочками конструкция имеет следующие расчётные характеристики (рис. 5).



Рис. 5. КСВН оптимизированной конструкции: красная кривая – КСВН в поддиапазоне 15...18 ГГц; синяя кривая – КСВН в поддиапазоне 12...15 ГГц

Видно, что КСВН перехода в диапазоне частот 5...20 ГГц не превосходит 1,4. Данный переход проектировался с возможностью настройки на один из двух поддиапазонов в *Ки*-диапазоне (12...15 и 15...18 ГГц), и добиться КСВН менее 1,2 в нужной полосе частот можно путем изменения геометрических размеров прямоугольной подстроечной площадки. На рис. 5 показаны параметры конструкции, настроенной на частоты 14 и 17 ГГц, где в полосе более 3 ГГц величина КСВН ниже 1,2. Таким образом, использование гермоввода с высотой стенки в два раза больше высоты подложки и постоянной шириной полоска для данного корпуса оказалось достаточно эффективно.

ЛИТЕРАТУРА

1. Джуринский, К. Б. Современные радиочастотные соединители и помехоподавляющие фильтры / К. Б. Джуринский. – Санкт-Петербург: Издательство ЗАО «Медиа Группа Файнстрит», 2014. – 428 с.

2. Джуринский, К. Б. Миниатюрные радиочастотные соединители / К. Б. Джуринский. – М.: Издательство «РАДИАНТ». – 56 с.

3. **Пчелин, В. А.** Гибридно-интегральные малогабаритные усилители мощности / В. А. Пчелин, В. Б. Трегубов, И. П. Корчагин, А. Г. Далингер, Л. В. Манченко, В. А. Красник, В. М. Малыщик // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 2015. – Вып. 4(527). – С. 57 – 62.

4. Васильев, Я. О. Усилители мощности для АФАР *X*-диапазона в ГИС-исполнении / Я. О. Васильев, Л. В. Манченко, В. А. Пчелин, В. Б. Трегубов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2007. – Вып. 4(492). – С. 13 – 16.

5. global.kyocera.com/prdct/semicon/ru/wireless/fet_pkg.html

6. http://html.alldatasheet.com/html-pdf/548499/TOSHIBA/TGI0910-50/600/2/TGI0910-50.html

7. http://html.alldatasheet.com/html-pdf/117051/FUJITSU/FLC257MH-8/297/1/FLC257MH-8.html

Статья поступила 22 октября 2015 г.

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

۲

О моделировании движения частиц в аксиально-симметричных фокусирующих системах электровакуумных

()

УДК 621.385

О МОДЕЛИРОВАНИИ ДВИЖЕНИЯ ЧАСТИЦ В АКСИАЛЬНО-СИММЕТРИЧНЫХ ФОКУСИРУЮЩИХ СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫХ ПРИБОРОВ

А. А. Борисов, А. В. Галдецкий, А. Д. Закурдаев, В. И. Новоселец, Э. В. Погорелова, Р. А. Силин

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

Предложена новая система цилиндрических координат, позволяющая исключить искусственные сингулярности из уравнений движения частиц и существенно уменьшить время моделирования аксиальносимметричных электронно-оптических систем.

КС: аксиально-симметричная система, фокусировка, МПФС, моделирование, теорема Буша, электронная оптика

ON SIMULATION OF PARTICLES MOTION IN AXIAL-SYMMETRICAL FOCUSING SYSTEMS OF VACUUM TUBES

A. A. Borisov, A. V. Galdetsky, A. D. Zakurdayev, V. I. Novoselets, E. V. Pogorelova, R. A. Silin

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

New cylindrical coordinates are proposed which make it possible to exclude artificial singularities existing in conventional cylindrical coordinate system and significantly decrease simulation time of axial-symmetric electron-optics system.

Keywords: <u>axial-symmetric system, focusing, magnetic periodic focusing system (MPFS), simulation, Bush's</u> <u>theorem, electron-optics</u>

1. ВВЕДЕНИЕ

Разработки современных вакуумных СВЧ-приборов требуют значительного объема численного моделирования и оптимизации узлов лампы, особенно электронно-оптической системы. Для этого необходима некоторая иерархия моделей (и программ), начиная с быстрых (хотя менее точных) аналитических и численных одномерных моделей и кончая более точными, но и более медленными двумерными и трехмерными моделями. При этом двумерные программы дают разумный компромисс между точностью и необходимыми ресурсами и по этой причине широко используются для моделирования движения электронов в аксиально-симметричных (или близких к ним) полях. Эти программы позволяют решать только два дифференциальных уравнения для цилиндрических координат р, *z* на каждую крупную частицу (трубку тока):

$$\ddot{\rho} = \rho \dot{\varphi}^2 + F_{\rho}, \qquad \ddot{z} = F_z \tag{1}$$

– вместо трех уравнений в декартовой системе, благодаря интегралу движения (теореме Буша), из которого величина ф находится без интегрирования

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

 $(\mathbf{\Phi})$

А. А. Борисов, А. В. Галдецкий, А. Д. Закурдаев, В. И. Новоселец, Э. В. Погорелова, Р. А. Силин

۲

$$\rho^2 \dot{\varphi} + \frac{e}{mc} \int_0^\rho B_z(\rho) \rho d\rho = \text{const.}$$
⁽²⁾

Здесь F_{ρ} , F_z – компоненты силы, действующей на частицу; $B_z(\rho, z)$ – составляющая внешнего магнитного поля. Рассмотрен нерелятивистский случай, обобщение на релятивистские пучки очевидно.

Использование традиционных цилиндрических координат ρ , φ сталкивается с известной трудностью: в уравнениях (1), (2) возникает искусственная сингулярность при приближении частицы к оси $\rho \rightarrow 0$. Это приводит к ухудшению точности расчета, возникновению артефактов, необходимости существенного уменьшения временных шагов и увеличению времени счета. На рис. 1...3 продемонстрированы такие сингулярности на примере движения трех частиц в однородном магнитном поле, траектории которых находятся как вблизи, так и вдали от оси. Физически все три частицы равноправны и движутся по одинаковым спиралям. Однако зависимости цилиндрических координат от времени для них принципиально различны.



Рис. 1. Траектория частицы в однородном магнитном поле (*a*) и проекция движения частиц на плоскость *x*, *y* (*б*): *l* – частица движется вдали от оси; *2*, *3* – частицы периодически приближаются к оси



Рис. 2. Графики цилиндрической координаты $\rho(t)(a)$ и ее производных $\dot{\rho}(t)$, $\ddot{\rho}(t)(\delta, \epsilon)$ для частиц, проходящих вблизи от оси и вдали от нее

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

46

۲

۲

О моделировании движения частиц в аксиально-симметричных фокусирующих системах электровакуумных

۲



проходящих вблизи от оси и вдали от нее

Данная проблема обычно решалась определенным усреднением сил, действующих на крупную частицу, по ее объему [1, 2].

2. НОВЫЕ ЦИЛИНДРИЧЕСКИЕ КООРДИНАТЫ

Вместо традиционных цилиндрических координат ρ , ϕ мы используем новые переменные u, w^* , описывающие положение частицы: $u = \rho^2, w = \int \rho \dot{\phi} dt$. Для них уравнения движения (1), приобретающие вид:

$$\ddot{u} = \frac{\dot{u}^2}{2u} + 2\sqrt{u}F_{\rho} + 2\dot{w}^2, \qquad \ddot{w} = F_{\rho}, \qquad \ddot{z} = F_z,$$
(3)

не имеют актуальных сингулярностей при u = 0 (при $u \to 0$ величина $\dot{u} \to 0$ быстрее, чем u). Величина \dot{w} в (3) легко находится с учетом теоремы Буша:

$$\dot{w} = \rho \dot{\varphi} = \frac{1}{\rho} \bigg[\rho_0^2 \dot{\varphi}_0 + \frac{e}{2\pi mc} \big(\Phi(u) - \Phi(u_0) \big) \bigg] = \frac{1}{\sqrt{u}} \bigg[u_0 \dot{\varphi}_0 + \frac{e}{2\pi mc} \big(\Phi(u) - \Phi(u_0) \big) \bigg], \tag{4}$$

где $\Phi(u) = \Phi(\rho^2) = 2\pi \int_0^{\rho} B_z(\rho) \rho d\rho$ – магнитный поток через окружность радиусом $\rho = \sqrt{u}$, а ρ_0 , $\dot{\phi}_0$, u_0 – соответствующие величины при старте частицы. Величины $\Phi(u)$ могут быть заранее рассчитаны и занесены в таблицу.

Таким образом, мы имеем для координат и замкнутый набор уравнений (не зависящих от w):

$$\ddot{u} = \frac{\dot{u}^2}{2u} + 2\sqrt{u}F_{\rho} + \frac{2}{u} \left[\rho_0^2 \dot{\varphi}_0 + \frac{e}{2\pi mc} \left(\Phi(u) - \Phi(u_0) \right) \right]^2.$$
(5)

Переменные u(t) меняются медленно (рис. 4), если компоненты силы $F(\rho)$ не имеют сингулярностей, и соответствующие уравнения могут решаться весьма эффективно.

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

۲

۲

^{*}Частично данный материал изложен ранее, но в труднодоступных изданиях [3 – 5].





Рис. 4. Зависимости $u(t)(a), \dot{u}(t)(\delta), \ddot{u}(t)(s)$ для частиц, проходящих вблизи от оси и вдали от нее

Координата *w* меняется быстро (рис. 5), однако ее величина не влияет на физически значимые параметры.



Рис. 5. Зависимости $w(t)(a), \dot{w}(t)(b)$ для частиц, проходящих вблизи от оси и вдали от нее

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО И МАГНИТНОГО ПОЛЕЙ В АКСИАЛЬНО-СИММЕТРИЧНОЙ СИСТЕМЕ

Следует отметить, что введенные выше переменные *u*, *w*, *z* можно использовать и для описания электрического и магнитного полей в аксиально-симметричной системе. В частности, рассмотрим уравнения Максвелла для электрического поля

$$\frac{1}{\rho}\frac{\partial}{\partial\rho}\rho E_{\rho} + \frac{\partial}{\partial z}E_{z} = \frac{\sigma}{\varepsilon_{0}}, \qquad \frac{\partial}{\partial z}E_{\rho} - \frac{\partial}{\partial\rho}E_{z} = 0.$$
(6)

Если входящие в них величины представить в виде рядов по степеням р:

$$E_{\rho}(\rho) = \sum_{n} R_{n} \rho^{n}, \quad E_{z}(\rho) = \sum_{m} Z_{m} \rho^{m}, \quad \sigma(\rho) = \sum_{l} S_{l} \rho^{l}, \tag{7}$$

то для соответствующих коэффициентов получим уравнения:

$$R_0 = 0, \quad R_{n+1}(n+2) + \frac{\partial Z_n}{\partial z} = \frac{S_n}{\varepsilon_0}, \qquad \frac{\partial R_n}{\partial z} = (n+1)Z_{n+1}, \quad n = 0 \dots \infty,$$
(8)

48

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

۲

۲

О моделировании движения частиц в аксиально-симметричных фокусирующих системах электровакуумных

•

откуда следует, что $Z_1 = 0$, т. е составляющая поля E_z квадратично зависит от р. Более того, если разложение $\sigma(\rho)$ содержит только четные члены, то разложение $E_z(\rho)$ будет содержать только четные, а $E_\rho(\rho)$ – только нечетные члены. По этой причине равномерная в традиционных цилиндрических координатах расчетная сетка, используемая для расчета продольной составляющей СВЧ-поля $E_z(\rho)$ в методе FDTD, имеет вблизи точки $\rho = 0$ избыточную плотность. В новых координатах уравнения принимают вид

$$2\frac{\partial}{\partial u}\sqrt{u}E_{\rho} + \frac{\partial}{\partial z}E_{z} = \frac{\sigma}{\varepsilon_{0}} \qquad \frac{\partial}{\partial z}E_{\rho} - 2\sqrt{u}\frac{\partial}{\partial u}E_{z} = 0.$$
⁽⁹⁾

Эти уравнения можно решать на однородной по u, z сетке, что также дает некоторый выигрыш в вычислительных ресурсах.

4. ДВИЖЕНИЕ ПУЧКА В КАНАЛЕ

Описанный выше подход может быть использован при разработке двумерных программ для моделирования произвольных аксиально-симметричных систем.

Рассмотрим важный частный случай фокусировки пучка в канале произвольной магнитной системой (МПФС, соленоидом и т. п.). В этой ситуации на электроны действуют только внешнее магнитное поле и электрическое поле собственного пространственного заряда. Более того, если пульсации пучка не слишком велики (или имеют период много больший поперечных размеров пучка), в уравнении Пуассона (9) можно пренебречь продольной составляющей электрического поля *E*, и свести его к одномерному, которое интегрируется в явном виде:

$$\frac{1}{\rho}\frac{\partial}{\partial\rho}\rho E_{\rho} = 2\frac{\partial}{\partial u}\sqrt{u}E_{\rho} = \frac{\sigma}{\varepsilon_{0}} \quad \text{ИЛИ} \quad E_{\rho} = \frac{1}{2\varepsilon_{0}\sqrt{u}}\int_{0}^{u}\sigma(u)du,$$

где $\sigma(u)$ – плотность пространственного заряда. Таким образом, мы комбинируем быструю модель для уравнений движения и явный алгоритм для решения одномерного уравнения Пуассона.

На основе полученных соотношений была разработана квазидвумерная программа моделирования транспорта электронного пучка в канале. Она более чем на порядок превышает по быстродействию традиционную двумерную программу и позволяет проводить оптимизацию магнитных фокусирующих систем, например МПФС, для спиральных ЛБВ. Типичный результат счета – траектории электронов трубчатого пучка, проходящего через МПФС, показан на рис. 6.



Рис. 6. Профиль модуля продольной составляющей магнитного поля МПФС и траектории электронов фокусируемого трубчатого пучка

 $(\blacklozenge$

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализ традиционных и вновь полученных уравнений движения позволяет заключить, что сингулярности уравнений в традиционных цилиндрических координатах связаны с тем, что выражение для координаты $\rho = \sqrt{x^2 + y^2}$ имеет сингулярность в нуле, обусловленную функцией квадратного корня. Введение новых переменных *u*, *w* позволило избежать сингулярностей в уравнениях движения для аксиально-симметричных систем и разработать быстродействующий код для моделирования транспорта электронных пучков магнитными системами.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Солнцев, В. А.** Двумерные модели и нелинейные уравнения аксиально-симметричных электронных потоков / В. А. Солнцев, К. А. Ведяшкина // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1975. – Вып. 2. – С. 34 – 44.

2. Солнцев, В. А. Численный анализ двумерных моделей аксиально-симметричных электронных потоков / В. А. Солнцев, К. А. Ведяшкина // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1975. – Вып. 4. – С. 60 – 72.

3. Галдецкий, А. В. О сингулярностях в уравнениях движения частиц в цилиндрических координатах / А. В. Галдецкий // Доклад на Саратовской зимней школе по радиофизике и электронике СВЧ. – 2012.

4. Galdetskiy, A. V. // On 2D simulation of particles motion in axially symmetric field / A. V. Galdetskiy // Proc. of Thirteenth International Vacuum Electronics Conference (IVEC 2012), 2012. – P. 347 – 348.

5. Галдецкий, А. В. // О сингулярностях при моделировании движения частиц в цилиндрических координатах / А. В. Галдецкий // Труды 24-й Международной крымской конф. по микроволнам и телекоммуникациям (CriMiCo2014), 2014. – С.161 – 162.

Статья поступила 28 сентября 2015 г.

۲

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА

 $(\mathbf{0})$

УДК 621.372.88

АНАЛИЗ ВОЛНОВОДНОГО СУММАТОРА МОЩНОСТИ СВЧ С ПОМОЩЬЮ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ СХЕМ

В. М. Геворкян, Ю. А. Казанцев

Национальный исследовательский университет «МЭИ», г. Москва

Получены формулы для элементов эквивалентной схемы волноводного СВЧ-сумматора мощности. Рассмотрен способ согласования входов сумматора при условиях их развязки и минимальных потерях суммирования. С помощью компьютерного моделирования рассчитаны элементы *S*-матрицы согласованного сумматора мощности.

КС: волноводный СВЧ-сумматор мощности, эквивалентная схема, согласование и развязка

THE ANALYSIS OF A WAVEGUIDE MICROWAVE POWER COMBINER USING EQUIVALENT CIRCUITS

V. M. Gevorkyan, U. A. Kazantsev

National Research University «MEI», Moscow

The formulae for the elements of equivalent circuit of the waveguide microwave power combiner were obtained. Method of matching the combiner inputs subject to their decoupling and minimal loss of summation was reviewed. The elements of *S*-matrix of the matched power combiner were calculated with computer simulation.

Keywords: waveguide microwave power combiner, equivalent circuit, matching and decoupling

1. ВВЕДЕНИЕ

При построении сумматоров CBЧ для высоких уровней мощности, как правило, используются Т-сочленения в плоскости E на прямоугольных волноводах. При разработке многоэлементных схем суммирования одной из важнейших задач является обеспечение согласования по входам сумматоров при максимальной развязке этих входов и минимальных потерях на выходе сумматоров [1].

Для анализа характеристик волноводного сумматора в данной работе используются эквивалентные схемы и проводится расчет их элементов. Полученные эквивалентные схемы и формулы для расчета их элементов позволяют реализовать сумматоры, удовлетворяющие условиям согласования и развязки входов при минимальных потерях суммирования.

2. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА СУММАТОРА

Некоторые общие принципы построения эквивалентных схем Т-сочленений приведены в [2]. В настоящей работе рассматривается симметричное Т-сочленение в плоскости *E* под углом 180°

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

1(528).indd 51

۲

(раздвоенный прямоугольный волновод), которое приведено на рис.1, *а*. Эквивалентная схема такого соединения для случая малой толщины разделяющей стенки-перегородки приведена на рис. 1, *б*.



Рис.1. Раздвоенный прямоугольный волновод (*a*) и его эквивалентная схема (б):

b – высота входных волноводов; U_1, U_2 и U_3 – комплексные значения напряжений входных

и выходной линий в месте стыка этих линий (в референсной плоскости,

показанной на рис. 1 пунктиром)

Для волновода без потерь с волной H_{10} [3] величина волнового сопротивления $Z_{\rm B}$ эквивалентной линии определяется соотношением

$$Z_{\rm B} = 240\pi \left(\frac{b}{a}\right) \left(\frac{\lambda_{\rm B}}{\lambda_0}\right),$$

$$\lambda_{\rm B} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}},$$
(1)

где *а* – ширина волновода; λ_0 – длина волны в свободном пространстве; λ_B – длина волны в волноводе.

Для нахождения величин x_1 , x_2 и x_3 можно воспользоваться результатами расчета элементов матрицы рассеяния рассматриваемого сочленения, полученными в [3]:

$$s_{11} = s_{22} = \frac{1}{2} e^{jz\theta},$$

$$s_{21} = s_{12} = -\frac{1}{2} e^{jz\theta},$$

$$s_{31} = s_{32} = \frac{1}{2},$$
(2)

$$\theta = -4\ln\left(\frac{2b}{\lambda_{\rm B}}\right) + \sum_{n=1}^{\infty} \left[2\arcsin\left(\frac{2b}{n\lambda_{\rm B}}\right) - \arcsin\left(\frac{4b}{n\lambda_{\rm B}}\right)\right].$$
(3)

Приравнивая элементы матрицы рассеяния эквивалентной схемы (рис. 1, δ) к соответствующим элементам из (2), с учетом $\dot{U}_3 = \dot{U}_1 + \dot{U}_2$, получим:

$$x_1 = x_2 = x = -Z_{\rm B} {\rm ctg}\theta, \quad x_3 = 2x.$$
 (4)

В (4) $Z_{\rm B}$ определяется (1), а θ – выражением (3). Необходимо отметить, что для эквива-

52

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

۲

лентной схемы $s_{31} = 1$, что отличается от (2). Это связано с тем, что элементы матрицы рассеяния для эквивалентной схемы получены для напряжений, а соотношения (2) – для напряженности поля в волноводе. На рис. 2 приведен график зависимости величин $Z_{\rm B}$ и *x* от частоты для волновода $a \times b = 23 \times 5$ мм.



Рис. 2. Зависимости величин $Z_{\rm B}$ и x от частоты ($a \times b = 23 \times 5$ мм)

3. СОГЛАСОВАНИЕ И РАЗВЯЗКА ВХОДОВ ДЛЯ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ СУММАТОРА

Развязка входов сумматора может быть осуществлена с помощью построения так называемого ТМ-моста [4]. Схема ТМ-моста с балластным сопротивлением Z_{δ} для эквивалентной схемы сумматора, изображенной на рис. 1, δ , приведена на рис. 3.



Рис. 3. Эквивалентная схема ТМ-моста с балластным сопротивлением Z₅

Для схемы рис. 3 коэффициенты матрицы рассеяния для напряжений в линиях имеют вид:

$$s_{11} = -s_{21} = \frac{2Z_6 - jx - Z_B}{2(2Z_6 - jx + Z_B)},$$

$$s_{31} = 1.$$
(5)

Из условия согласования и развязки входов ($s_{11} = 0, s_{21} = 0$) получим

$$Z_{6} = R_{6} + jx_{6} = \frac{Z_{B}}{2} + j\frac{x}{2},$$
(6)

где $Z_{\rm B}$ определяется (1), а *х* определяется (4).

Рассмотрим зависимость s_{11} , s_{21} и s_{31} от частоты в диапазоне 8,0...12,0 ГГц для случая выполнения условия согласования и развязки (6) на средней частоте $f_0 = 10$ ГГц ($a \times b = 23 \times 5$ мм).

Условие (6) для $f = f_0$ ($\omega_0 = 2\pi f_0$) запишется в виде

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

53

۲

$$Z_{_{6}} = R_{_{6}} + j\omega_{_{6}}L_{_{6}} = \frac{Z_{_{B}}(f_{_{0}})}{2} + j\frac{x(f_{_{0}})}{2} = 108,1 + j276,5 \text{ Om.}$$
(7)

При расчете зависимостей $s_{11}(f)$ и $s_{21}(f)$ по (5) будем считать, что R_6 и L_6 , полученные из (7), не зависят от частоты. На рис. 4 сплошными линиями приведены зависимости модулей $|s_{11}| |s_{21}|$ от частоты, рассчитанные для мощностей в линиях, т. е.

$$|s_{21}| = 101g\left(\frac{P_2}{P_{1\pi a \pi}}\right),$$

 $|s_{31}| = 101g\left(\frac{P_3}{P_{1\pi a \pi}}\right) = -3 \ \mu B,$ (8)

где $P_{\text{Inag}} = \left| \dot{U}_{\text{Inag}} \right|^2 / Z_{\text{B}}$ – мощность падающей волны в линии *1*; $P_{\text{Iorp}} = \left| \dot{U}_{\text{Iorp}} \right|^2 / Z_{\text{B}}$ – мощность отраженной волны в линии *1*; $P_2 = \left| \dot{U}_2 \right|^2 / Z_{\text{B}}$ – мощность прошедшей волны в линии *2*; $P_3 = \left| \dot{U}_3 \right|^2 / (2Z_{\text{B}})$ – мощность прошедшей волны в линии *3*.



Рис. 4. Зависимости |s₁₁| и |s₃₁| от частоты: сплошные линии – расчет по (8) и (5) при выполнении условий развязки (7) для f₀ = 10 ГГц; пунктирные линии – компьютерный расчет электродинамической модели с резистивно-индуктивной вставкой

4. КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СОГЛАСОВАННОГО ВОЛНОВОДНОГО СУММАТОРА

Было проведено компьютерное моделирование сумматора на прямоугольных волноводах $(a \times b = 23 \times 5 \text{ мм})$ с резистивно-индуктивной вставкой, эквивалентное сопротивление которой равно Z_6 на частоте $f_0 = 10$ ГГц. Схематично исследуемая электродинамическая модель сумматора с тонкой перегородкой и вставкой приведена на рис. 5.

Вставка была выполнена из диэлектрика с проводящим покрытием и расположена в месте стыка входных и выходного волноводов в центре перегородки.

Полученные зависимости |*s*₁₁| и |*s*₃₁| от частоты показаны на рис. 4 пунктирной линией. Видно достаточно хорошее совпадение результатов расчета с помощью эквивалентной схемы и компьютерного моделирования электродинамической модели.

۲

•



Рис. 5. Электродинамическая модель волноводного сумматора с резистивно-индуктивной вставкой

Отличие результатов может быть объяснено неточным выполнением условий согласования (7) одновременно для R_6 и L_6 , обеспечиваемых вставкой, а также наличием зависимости от частоты R_6 и L_6 для используемой вставки.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенные в работе исследования показали, что анализ волноводных сумматоров с помощью эквивалентных схем позволяет понять принципы построения электродинамических моделей и конструкций, обеспечивающие условия согласования и развязки входов. Необходимо отметить, что рассмотренные модели реализуют относительно узкополосное согласование и развязку. Расширение полосы согласования возможно при использовании конструкции сумматора с несколькими вставками, настроенными на разные частоты, или при использовании вставки, имеющей зависимость эквивалентных сопротивлений от частоты $R_6(f)$ и $x_6(f)$ такую же, как и $Z_{\rm p}(f)$ и x(f) в заданном диапазоне частот (см. рис. 2).

ЛИТЕРАТУРА

1. **Epp, L.** A hign-power *Ku*-band (31-36 GHz) solid-state amplifier based on low-loss corporate waveguide combining / L. Epp, D. Hoppe, A. Khan, S. Stride // IEEE Trans. on MTT. – 2008. – Vol. MTT-56, No 8. – P. 1899 – 1908.

2. Шпунтов, А. И. Теория линий передачи сверхвысоких частот / Пер. с англ. под ред. А. И. Шпунтова. – М.: Сов. радио, 1951.

3. Левин, Л. Теория волноводов / Л. Левин. – М.: Радио и связь, 1981.

4. Заенцев, В. В. Устройства сложения и распределения мощностей высокочастотных колебаний / В. В. Заенцев, В. М. Катушкина, С. Е. Лондон, З. И. Модель; под ред. З. И. Моделя. – М.: Сов. радио, 1980.

Статья поступила 15 мая 2015 г.

С. Н. Семенин, Н. Г. Колмакова, Р. Д. Меджитов, С. С. Бушкин

 $(\blacklozenge$

УДК 621.396.677, 621.396.677.49

ШИРОКОПОЛОСНАЯ ПЕЧАТНАЯ АНТЕННА

С. Н. Семенин, Н. Г. Колмакова, Р. Д. Меджитов

ООО «НИИ радиолокации и связи», г. Москва, Зеленоград

С. С. Бушкин

АО «НИИП имени В.В. Тихомирова, г. Жуковский

Представлены результаты разработки широкополосной печатной антенны для диапазона 8...12 ГГц с полосой пропускания более 45 %. В качестве основы для такой антенны выбран излучающий элемент печатной широкополосной антенны. При этом для создания однонаправленного излучения эта антенна помещается над проводящей плоскостью. Данная антенна может использоваться как элемент фазированной антенной решетки в широкополосной радиолокации.

КС: <u>антенна, печатная антенна, широкополосная антенна</u>

WIDEBAND PRINTED ANTENNA

S. N. Semenin, N. G. Kolmakova, R. D. Medgitov

JSC «NII of radiolocation and communications», Moscow, Zelenograd

S. S. Bushkin

JSC «NIIP named after Tikhomirov», Zhukovsky

The results of the development of wideband printed antenna for 8...12 GHz are presented. Printed UWB planar antenna is a basis for creating 45 % wideband small size antenna. A feature of this configuration is the use of short-segment rectangular waveguide as an integral part of the antenna. This antenna can be used as an element of phased antenna array for wide band radar application.

Keywords: antenna, printed antenna, wideband antenna

1. ВВЕДЕНИЕ

Создание малогабаритных широкополосных антенн *X*-диапазона встречает многочисленные трудности [1]. Использование широко известных микрополосковых печатных антенн в их классическом исполнении невозможно ввиду их узкополосности.

Действительно, полоса пропускания печатной антенны зависит от толщины и диэлектрической проницаемости материала подложки. При этом для увеличения широкополосности требуется увеличивать толщину материала подложки и уменьшать ее диэлектрическую проницаемость. Но при увеличении толщины материала подложки возникают паразитные поверхностные волны, что приводит к снижению эффективности работы антенны и возникновению нежелательной связи между элементами антенной решетки. Очевидным пределом уменьшения диэлектрической проницаемости является замена диэлектрического субстрата воздушной средой. Также неко-

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

 $(\mathbf{\Phi})$

14.03.2016 10:16:52

Широкополосная печатная антенна

۲

торого улучшения широкополосности антенны удается достичь путем подбора формы излучающего элемента антенны. Но при всех ухищрениях с трудом удается добиться полосы пропускания порядка 10...15 %. При этом примечательно, что если удается получить требуемую полосу пропускания, то, как правило, не удается обеспечить требования к форме диаграммы направленности и к ее пространственной ориентации во всем диапазоне частот. Такое положение является весьма характерным для большинства различных видов широкополосных печатных антенн.

Таким образом, задача состоит в том, чтобы спроектировать антенну с полосой пропускания порядка 45 %, используя в основном воздушный диэлектрик относительно большой толщины, и при этом, по возможности, исключить возникновение паразитных поверхностных волн и ограничить связь между отдельными элементами антенной решетки.

2. КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ АНТЕННЫ

Существуют широкополосные и сверхширокополосные (СШП) печатные антенны [2, 3]. Они содержат несимметричную антенну, излучающую в двух противоположных направлениях, или же всенаправленную. На рис. 1 в качестве примера показаны частотная характеристика и диаграмма направленности такой антенны, форма излучателя которой представлена в верхнем правом углу рис. 2 [2]. Данная антенна работает в диапазоне 3...12 ГГц, то есть является исключительно широкополосной, но, как видно из рис. 1, она одинаково излучает в двух противоположных направлениях.



Рис. 1. Частотная характеристика (а) и диаграмма направленности (б) СШП-антенны

На рис. 2 представлены примеры различных форм излучателей, используемых в СШП-антеннах. При этом подобные антенны работают в диапазонах 1...50 ГГц, обладая исключительной широкополосностью.

Представляется целесообразным использовать излучающий элемент СШП-антенны с целью создания конструкции, осуществляющей однонаправленное излучение сигнала при сохранении требуемой формы диаграммы направленности в широком диапазоне рабочих частот.

۲



С. Н. Семенин, Н. Г. Колмакова, Р. Д. Меджитов, С. С. Бушкин

Рис. 2. Различные формы излучателей СШП-антенны

Возможным вариантом формирования однонаправленной диаграммы направленности является использование проводящего экрана, расположенного на некотором относительно большом расстоянии от излучателя и обеспечивающего отражение обратного излучения СШП-антенны.

На первый взгляд, такое решение не может оказаться результативным, так как такой экран на разных частотах будет отражать сигналы с разными фазовыми сдвигами. В результате интерференции прямого и отраженного излучений частотная характеристика антенны будет изрезанной и иметь несколько острых узкополосных резонансов. Но именно такой подход к решению задачи приводит к положительному результату.

Для исключения излучения антенны в боковых направлениях и связи с соседними элементами в конструкцию антенны вводятся проводящие боковые стенки. В результате антенна представляет собой металлическую коробочку с размещенным наверху широкополосным излучателем. Для диапазона частот 8...12 ГГц характерные размеры такой металлической коробочки составляют 20×20×10 мм. Таким образом, конструкция антенны существенным образом отличается от традиционных печатных антенн и в то же время в ней используются основные идеи, присущие этому типу антенн.

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

۲

Широкополосная печатная антенна

۲

На рис. 3 представлен чертеж одного из элементов антенны. Широкополосный излучающий элемент методами печатной технологии нанесен на диэлектрическую подложку толщиной 0,5 мм из материала Rogers 4003. Глубина коробочки равна 9,5 мм. Питание элемента осуществлено микрополосковой линией с волновым сопротивлением 50 Ом. Излучение отражается от дна металлической коробочки и суммируется прямым излучением антенны, направленным вверх.



Рис. 3. Исходный чертеж для компьютерного моделирования

3. РЕЗУЛЬТАТЫ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ АНТЕННЫ

Ниже представлены результаты компьютерного моделирования антенны, изображенной на рис. 3.

Следует отметить, что весьма близкие результаты могут быть получены при использовании практически любого из широкополосных излучающих элементов, показанных на рис. 2. При этом для достижения удовлетворительных результатов при изменении формы и размеров монопольного излучателя будет необходимо подбирать глубину коробочки.

Полученные в результате компьютерного моделирования частотные характеристики антенны показаны на рис. 4.



Рис. 4. Частотные характеристики антенны

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

۲

۲

Из рис. 4 видно, что полученное значение КСВН меньше 2 в диапазоне 7,8...12,4 ГГц, что полностью перекрывает *X*-диапазон и составляет 45 % от центральной частоты 10,1 ГГц. Двухгорбость КСВН обусловлена резонансными свойствами воздушной полости и излучающего элемента. Кривая зависимости коэффициента усиления имеет ярко выраженный максимум.

Диаграммы направленности антенны для частот 8, 10 и 12,5 ГГц представлены на рис. 5. Угол места Theta отсчитывается от оси Z (перпендикулярной к плоскости антенны), а угол азимута Phi отсчитывается в плоскости XY. Диаграммы направленности антенны незначительно меняют свою форму в диапазоне частот 8...12,5 ГГц и не имеют ярко выраженных боковых лепестков. Ширина диаграммы направленности в плоскости XZ изменяется в пределах 70...80°, а в плоскости YZ – в пределах 50...70°. Как отмечалось выше, можно провести моделирование такого типа антенн для различных типов монопольных широкополосных излучателей. При этом важно проследить, чтобы размеры металлической коробочки (по своей сути, представляющей собой широкополосный резонатор) в горизонтальной плоскости были порядка 0,5...0,6 от максимальной длины волны λ заданного частотного диапазона, а глубина полости была порядка (0,12...0,3) λ_{max} . Проведенное моделирование показало, что при соблюдении этих условий можно создать антенну с полосой пропускания 35...45%. Посредством компьютерного моделирования также были получены диаграммы направленности антенны для различных значений углов Phi. По форме они близки к диаграммам направленности, представленным на рис. 5.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

На рис. 6 представлены два образца антенн, изготовленных с различными видами широкополосных излучающих элементов. Размеры корпуса антенны: 17×17×9,5 мм.

В принципе, несмотря на разную форму излучателей, оба образца антенн при экспериментальном исследовании показали близкие результаты и продемонстрировали широкополосность, а также форму диаграммы направленности, весьма приближенные к результатам компьютерного моделирования.

На рис. 7...9 показаны диаграммы направленности антенны, показанной на рис. 6, *a*, в объемном виде, в прямоугольных и полярных координатах.

Цветные линии на диаграмме направленности (рис. 8, 9) демонстрируют ее изменения для различных сечений. Измерение проведено с помощью программного обеспечения Frecuency Domain Antenna Measurement. Version 5.0. Контроллер движения – TRIM TMC-2104. Тип измерения: сканирование на плоскости в ближнем поле. Режим измерения непрерывный (по оси *Y*). Тип зонда – TMAZ-8-181 (серийный номер 0514245). Поляризация зонда вертикальная. Поляризация измеряемой антенны вертикальная. Изображения диаграмм получены при помощи программного обеспечения AmrView.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проделанной работы продемонстрирована возможность создания малогабаритной широкополосной антенны *X*-диапазона с полосой пропускания порядка 40...45 %. Экспериментальные исследования показывают, что данная антенна практически не имеет боковых лепестков. Необходимо отметить, что сочетание широкополосного печатного излучателя с замкнутой полостью из проводящего материала позволяет создавать малогабаритные антенны, которые могут использоваться как элементы антенной решетки CBЧ-диапазона.

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

14.03.2016 10:16:52

Широкополосная печатная антенна



Рис. 5. Диаграммы направленности антенны

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

61

۲

۲





Рис. 6. Образцы антенн



Рис. 7. Объемная диаграмма направленности антенны на частоте 9 ГГц

۲

۲



Широкополосная печатная антенна

Рис. 8. Диаграмма направленности антенны в полярных координатах на частоте 9 ГГц





ЛИТЕРАТУРА

1. **Bancroft, Randy.** Microstrip and printed antenna design / Randy Bancroft. – Noble Publishing Corporation, Atlanta GA, 2004. – 250 p.

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

۲

۲

С. Н. Семенин, Н. Г. Колмакова, Р. Д. Меджитов, С. С. Бушкин

۲

2. Lin, C.-C. A 3...12 GHz UWB planar triangular monopole antenna with ridget ground plain / C.-C. Lin, H.-R. Chuang // Progress in Electromagnetics Research, PIER-83. – 2008. – P. 307 – 321.

3. Chai, W. A novel wideband antenna design using U-slot / W. Chai, X. Zhang and J. Liu // PIERS ONLINE. – 2007. – Vol. 3, No 7. – P. 1067 – 1070.

Статья поступила 16 ноября 2015 г., после переработки – 21 декабря 2015 г.

— НОВЫЕ КНИГИ —

СЕЧИ Ф., БУДЖАТТИ М. Мощные твердотельные СВЧ-усилители / Перевод с англ. О. О. Султанова; под ред. д.т.н. А. А. Борисова. – М.: Техносфера, 2016. – 416 с.: ил.

В книге рассмотрены все традиционные вопросы, связанные с разработкой усилителей мощности, начиная от получения моделей приборов на большом сигнале и заканчивая обсуждением сумматоров мощности и методов проектирования.

Большое внимание в издании уделено рассмотрению физических основ приборов, фазовых шумов, схем смещения и тепловому проектированию. Также в книге особое внимание уделяется рассмотрению фундаментальных принципов. Издание затрагивает необычайно большое количество областей, связанных с физикой полупроводников и активных устройств.

Книга представляет интерес для специалистов, которые занимаются разработкой усилителей мощности для базовых станций сотовой связи. В особенности это относится к рассмотрению моделей на больших сигналах, проблем, связанных с фазовыми шумами, методов проектирования усилителей мощности, специальных конструкций усилителей мощности и теплового проектирования. Также данная книга может послужить в качестве справочного пособия при углубленном изучении СВЧустройств.

 $(\mathbf{\Phi})$

14.03.2016 10:16:53

ТВЕРДОТЕЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

 $(\mathbf{0})$

УДК.621.382.333

АНАЛИЗ МАЛОСИГНАЛЬНЫХ СВЧ-ХАРАКТЕРИСТИК DA-рНЕМТ

А. А. Борисов, С. С. Зырин, В. Г. Лапин, В. М. Лукашин, А. А. Маковецкая,

В. И. Новоселец, А. Б. Пашковский, Н. Д. Урсуляк, С. В. Щербаков

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

К. С. Журавлев, А. И. Торопов

Институт физики полупроводников, Сибирское отделение Российской Академии наук, г. Новосибирск

Представлены результаты исследований малосигнальных СВЧ-характеристик мощных полевых транзисторов на гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием. Транзисторы продемонстрировали непосредственно измеренный малосигнальный коэффициент усиления около 16 дБ на частоте 15 ГГц. Проведена оценка перспектив применения данного типа приборов в миллиметровом диапазоне длин волн.

КС: <u>гетероструктура</u>, донорно-акцепторное легирование, мощные полевые транзисторы, малосигнальные СВЧ-характеристики

SMALL-SIGNAL MICROWAVE PERFORMANCE OF DA-pHEMT RESEARCH

A. A. Borisov, S. S. Zyrin, V. G. Lapin, V. M. Lukashin, A. A. Makovetskaya, V. I. Novoselets, A. B. Pashkovsky, N. D. Ursulyak, S. V. Shcherbakov

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

K. S. Zhuravlev, A. I. Toropov

Institute for Semiconductor Physics SB RAS, Novosibirsk

The research of donor-acceptor heterostructure power pHEMT small-signal (linear) microwave performance has been submitted. Maximum measured linear gain was about 16 dB at 15 GHz. The prospects of possible applications this type device in millimeter wavelength range are presented.

Keywords: <u>heterostructure</u>, <u>donor-acceptor doping</u>, <u>high power field-effect transistor</u>, <u>small-signal microwave</u> <u>performance</u>

1. ВВЕДЕНИЕ

Перспективы освоения миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн полевыми транзисторами связывают в основном с использованием гетероструктур с квантовыми ямами на основе узкозонных материалов с высокой подвижностью электронов [1–3]. Применение сверхкоротких затворов и малая ширина запрещённой зоны приводят к низким пробивным

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

 $(\mathbf{\Phi})$

А. А. Борисов, С. С. Зырин, В. Г. Лапин, В. М. Лукашин, А. А. Маковецкая, В. И. Новоселец, А. Б. Пашковский

۲

напряжениям таких приборов. Кроме того, из-за малой эффективной массы электронов в таких структурах поверхностная плотность электронов, при которой не начинают заполняться верхние подзоны размерного квантования (по сути дела, электроны начинают «выливаться» из квантовой ямы), ограничена. Однако, кроме использования традиционных гетероструктур с селективным легированием, для улучшения СВЧ-характеристик в настоящее время очень перспективным выглядит использование в подобных типах приборов дополнительного донорно-акцепторного легирования. С момента первых разработок данный тип приборов сразу продемонстрировал существенное (в полтора-два раза) увеличение коэффициента усиления по мощности по сравнению с приборами на традиционных структурах [4–6]. Но практически все измерения данных транзисторов проводились в *X*-диапазоне длин волн при настройке на максимальную мощность. Вопросы малосигнального усиления как в сантиметровом, так и в миллиметровом диапазоне длин волн практически не рассматривались.

2. РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЁТОВ

Для анализа малосигнальных характеристик и возможности продвижения в миллиметровый диапазон длин волн исследовались мощные серийные транзисторы [7–9] с шириной Г-образного затвора 0,4, 0,8 мм и длиной 0,3 мкм и транзисторы с шириной трапециевидного затвора 1,2 мм и длиной 0,4...0,5 мкм. Так как ширина затвора транзисторов составляла более 0,4 мм, то измерения их S-параметров проводились в специальном контактном устройстве в диапазоне частот 0,5...18,5 ГГц. Из-за погрешности измерений при непосредственном расчёте малосигнальных СВЧ-характеристик в ряде случаев возникали биения с достаточно большой амплитудой. Поэтому для более корректных оценок максимального коэффициента усиления в этом диапазоне и для аппроксимации результатов на более высокие частоты были определены параметры стандартной малосигнальной эквивалентной схемы транзисторов, с дальнейшими расчетами по ней. Далее по эквивалентной схеме исследовался максимально возможный коэффициент усиления при двухстороннем согласовании G_{max} , формула для расчета которого имеет вид

$$G_{\max} = |S_{21} / S_{12}| (K - \sqrt{K^2 - 1}),$$

где К – коэффициент устойчивости транзистора.

На рис. 1 приведено сравнение $G_{\rm max}$ для мощных полевых транзисторов с шириной затвора 0,8 мм на традиционной гетероструктуре и гетеструктуре с донорно-акцепторным легированием. Видно, что транзисторы на гетероструктуре с донорно-акцепторным легированием имеют коэффициент усиления на 3...4 дБ больше и соответственно могут работать на более высоких частотах. Так, частота, на которой максимально возможный коэффициент усиления становится равен 0, у них на 40 % больше. Для проверки расчетов на частоте 15 ГГц проводилось непосредственное измерение максимального малосигнального коэффициента усиления с помощью установки с согласующими трансформаторами. Для исследуемого транзистора его величина составила около 16 дБ, что неплохо согласуется с расчетными данными.

Также максимально возможный коэффициент усиления был рассчитан для исследуемых транзисторов с различной периферией. На рис. 2 приведено сравнение $G_{\rm max}$ для транзисторов с шириной затвора 0,4, 0,8 и 1,2 мм.

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

 $(\mathbf{\Phi})$





Рис. 1. Сравнение максимально возможного коэффициента усиления при двухстороннем согласовании для мощных полевых транзисторов с шириной затвора 0,8 мм на традиционной гетероструктуре (---) и гетеструктуре с донорно-акцепторным легированием (-----). Точкой отмечен результат измерения транзистора на гетеструктуре с донорно-акцепторным легированием на частоте 15 ГГц



Рис. 2. Сравнение максимально возможного коэффициента усиления транзисторов на гетероструктуре с донорно-акцепторным легированием и различной периферией: *1* – ширина затвора 0,4 мм; *2* – 0,8 мм; *3* – 1,2 мм

Как и ожидалось, при уменьшении ширины затвора, его длины и сопротивления высокочастотные свойства прибора заметно улучшаются. Частота, при которой $G_{\max} = 0$, растёт более чем в полтора раза.

Использование малосигнальных эквивалентных схем абсолютно оправдано как в диапазоне измерения *S*-параметров, так и не слишком далеко за границами диапазона измерений. Очевидно, что за границами диапазона данный расчет представляет собой только грубую оценку, анало-

۲

۲

гичную оценке падения коэффициента усиления на 6 дБ при росте рабочей частоты вдвое. Однако надо учитывать, что данные результаты получены для мощных транзисторов в серийном исполнении при ширине затвора более 0,4 мм и длине одного «затворного пальца» 50 мкм, в принципе рассчитанных для применения только в *X*- и *Ku*-диапазонах.

Ранее приводились результаты измерений для транзисторов на гетероструктурах с донорноакцепторным легированием при ширине затвора только менее 0,8 мкм. Результаты измерения максимальной выходной мощности (оптимум как по напряжению на затворе, так и по напряжению на стоке) для нескольких партий транзисторов с шириной затвора 1,2 мм и различной подвижностью и поверхностной плотностью электронов на частоте 10 ГГц приведены в таблице.

Номер	μ,	$n_{\rm s} \cdot 10^{-12}$,	P_{in} ,	P_{out} ,	K_P ,	I_d ,	U_d ,	P_{in}/L_g ,
партии	см ² /(В·с)	см-2	мВт	мВт	дБ	мА	В	Вт/мм
1	4930	4,14	200	1500	8,8	300	10	1,25
2	4930	4,14	200	1400	8,5	250	10	1,17
3	5400	3,9	200	1830	9,6	320	11	1,53
4	5280	4,0	200	1700	9,3	300	11	1,42
5	5390	3,97	200	1860	9,7	320	11	1,55

На первый взгляд, выходная мощность транзисторов сильно зависит от подвижности и чуть меньше от поверхностной плотности электронов в гетероструктуре, но механизм столь сильного влияния пока неясен. Скорее всего, столь значительная разница в уровне выходной мощности связана не непосредственно с подвижностью и поверхностной плотностью электронов, а с технологическими нюансами изготовления гетероструктур и приборов. Надо отметить ещё один важный факт. Как отмечалась ранее в [6], подвижность электронов в гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием несколько ниже, хотя поверхностная плотность электронов выше, чем в традиционных гетероструктурах с $\mu \approx 6000 \text{ см}^2/(\text{B}\cdot\text{c}), n_e \approx 3 \cdot 10^{-12} \text{ см}^{-2}$. При этом изза технологических проблем сопротивление истока DA-pHEMT заметно выше, чем у обычного транзистора [6, 9]. Несмотря на это, малосигнальный коэффициент усиления у них на 3...4 дБ выше. Коэффициент усиления обычно связывают с максимальной частотой усиления по току, считая, что он пропорционален её квадрату. В то же время максимальная частота усиления по току пропорциональна средней дрейфовой скорости электронов под затвором. Откуда автоматически следует, что, несмотря на более низкую подвижность электронов, средняя дрейфовая скорость электронов под затвором таких приборов заметно (более чем в 1,5 раза) выше. Рассматриваются два механизма, которые могут отвечать за столь существенное увеличение скорости электронов [4, 6] : сильное уменьшение поперечного пространственного переноса горячих электронов между слоями гетероструктуры и увеличение дрейфовой скорости электронов за счет увеличения роли размерного квантования электронов в гетероструктурах с дополнительными потенциальными барьерами. Возможности увеличения дрейфовой скорости за счет уменьшения поперечного пространственного переноса достаточно ограничены – примерно на 20...30 %. Поэтому, исходя из приведенных данных, в уменьшении времени пролёта электронов под затвором транзисторов на гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием второй механизм дает примерно такой же, а возможно, и заметно больший вклад.

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

 $(\mathbf{\Phi})$

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основании проведенных исследований малосигнальных характеристик транзисторов на гетероструктуре с донорно-акцепторным легированием и транзисторов на традиционной структуре показано, что приборы на новой структуре могут работать на более высоких частотах, имеют заметно больший коэффициент усиления, что, по-видимому, связано с особенностями нелокального разогрева электронов в условиях повышения роли размерного квантования, и могут быть применимы в мм-диапазоне длин волн без существенного уменьшения длины и ширины затвора или дальнейшей модификации гетероструктуры.

ЛИТЕРАТУРА

1. Samoska, L. A. An overview of solid-state integrated circuit amplifiers in the submillimeter-wave and THz regime / L. A. Samoska // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. -2011. -Vol. 1, No 1. -P. 9 - 24.

2. Gavande, R. *W*-band heterodine receiver module with 27 K noise temperature / R. Gavande et al. // IEEE MTT-S Digest. -2012. -P. 1-3.

3. Zech, C. A compact 94 GHz FMCW radar MMIC based on 100 nm InGaAs mHEMT technology with integrated transmission signal conditioning / C. Zech, A. Hülsmann, R. Weber, A. Tessmann, S. Wagner, M. Schlechtweg, A. Leuther, O. Ambacher // 2013 8th European Microwave Integrated Circuits Conference. – P. 436 – 439.

4. 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.

5. **Журавлев, К. С.** Серийный рНЕМТ с удельной мощностью 1,4 Вт/мм / К. С. Журавлев, В. Г. Лапин, В. М. Лукашин, А. Б. Пашковский, А. Б. Соколов, А. И. Торопов // Электронная техника, Сер.1. СВЧ-техника. – 2012. – Вып. 1(512). – С. 55 – 61.

6. 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 // Физика и техника полупроводников. – 2014. – Т. 48, вып. 5. – С. 684 – 692.

7. **Лапин, В. Г.** Полевые транзисторы со смещенным затвором / В. Г. Лапин, В. М. Лукашин, К. И. Петров, А. М. Темнов // Электронная техника, Сер.1. СВЧ-техника. – 2011. – Вып. 4(511). – С. 59 – 71.

8. **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. – № 11. – С. 90 – 93.

9. Лукашин, В. М. 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, К. С. Журавлев, А. И. Торопов // Электронная техника, Сер.1. СВЧ-техника. – 2014. – Вып. 3(522). – С. 5 – 14.

Статья поступила 12 ноября 2015 г.

И. В. Куликова, Н. К. Приступчик, А. В. Галдецкий, К. Г. Симонов, В. И. Новоселец, С. С. Зырин, Э. В. Погорелова

()

УДК 621.396.6

МЕТОДИКА ПОСТРОЕНИЯ И РАСЧЕТА ВОЗДУШНОЙ СИСТЕМЫ ОХЛАЖДЕНИЯ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННОГО СВЧ-БЛОКА

И. В. Куликова, Н. К. Приступчик, А. В. Галдецкий, К. Г. Симонов, В. И. Новоселец, С. С. Зырин, Э. В. Погорелова, Р. А. Силин

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

Приведена методика расчета воздушной системы охлаждения специализированных СВЧ-блоков с использованием системы инженерного анализа, построенной на основе метода конечных элементов. Описаны основные этапы расчета, позволяющие получить оптимальный вариант системы охлаждения с учетом различных требований.

КС: расчет системы охлаждения, тепломассоперенос, СВЧ-аппаратура, распределение температуры, воздушное охлаждение, вынужденная конвекция, расход воздуха

FORCED CONVECTION AIR COOLING SYSTEM FOR SPECIALIZED MICROWAVE DEVICES DESIGN TECHNIQUE

I. V. Kulikova, N. K. Pristupchik, A. V. Galdetsky, K. G. Simonov, V. I. Novoselets, S. S. Zyrin, E. V. Pogorelova, R. A. Silin

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

The paper is devoted to the specialized microwave devices forced convection air cooling system design technique. The presented technique is realized using computer aid engineering software based on finite element method. The basic stages of the system optimization process with variety of conditions and requirements are described.

Keywords: electronics cooling system design, heat-and-mass transfer, microwave devices, temperature distribution, air cooling, forced convection, air consumption

1. ВВЕДЕНИЕ

Уменьшение массогабаритных показателей электронной аппаратуры влечет за собой поиск новых материалов, принципов работы и конструкций систем охлаждения, а также методов их проектирования и расчета [1–4]. При этом в случае специализированной СВЧ-аппаратуры к системам охлаждения предъявляются дополнительные требования [2, 3]. Цена или возможность применения того или иного типа охлаждения накладывают существенные ограничения, что усложняет построение оптимального варианта системы охлаждения и обуславливает ведущую роль математического моделирования.

Была поставлена задача разработки системы охлаждения для стендовых испытаний малогабаритной активной фазированной антенной решетки (МАФАР). Предварительные оценки показали, что в стационарном режиме работы без охлаждения приемопередающие модули (ППМ) будут разогреваться более чем на 150 °C, что является неприемлемым. Анализ численного решения нестационарной задачи тепло- и массопереноса показал, что разогрев ППМ до 70 °C

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

Методика построения и расчета воздушной системы охлаждения специализированного СВЧ-блока

происходит за 1 мин, при этом процесс охлаждения за счет естественной конвекции будет занимать более 40 мин, что также неприемлемо. Поскольку принудительное охлаждение устройства необходимо осуществлять только во время стендовых испытаний и вносить изменения в конструкцию антенны на данном этапе разработки нецелесообразно, было принято решение реализовать систему охлаждения воздушного типа.

Существует целый ряд систем инженерного анализа (САЕ), позволяющих проводить расчеты тепловых режимов работы электронной аппаратуры [5–7]. Большинство пакетов прикладных программ построены на основе метода конечных элементов, позволяющего численно решать уравнения тепломассопереноса с соответствующими граничными условиями [4, 8–10].

Таким образом, разработка методики построения систем охлаждения теплонагруженных СВЧблоков на основе результатов математического моделирования процессов тепломассопереноса является актуальной задачей, имеющей большое практическое значение.

В работе приведена методика построения воздушной системы охлаждения специализированого СВЧ-блока на основе исследования тепловых режимов его работы с использованием САЕ.

2. МЕТОДИКА

Первым и наиболее важным этапом является анализ данных, содержащих информацию о тепловыделяющих элементах и их пространственном расположении. При этом необходимо учитывать как мощные, так и маломощные элементы, поскольку из-за термоизолирующих характеристик окружающего их пространства они могут оказаться самыми теплонагруженными. Например, отсутствие конвективного охлаждения, удаленность от тепловых стоков и большое тепловое сопротивление печатных плат могут привести к тому, что даже десятые доли ватт, выделяемые микросхемой, способны разогреть ее свыше 100 °C.

Вторым этапом является построение геометрической модели. Большинство пакетов позволяют загружать 3*D*-модели блоков, построенные в САПР. Однако излишняя детализация такой модели может приводить к неоправданно большим затратам машинной памяти и времени расчетов из-за большого количества конечных элементов. Поэтому разумнее строить упрощенную геометрическую модель непосредственно в САЕ и вводить, если позволяет геометрия и физика процессов, симметрию.

На рис. 1 приведена геометрическая модель теплонагруженного СВЧ-блока МАФАР, состоящего из ППМ и волноводов, с учетом плоскости симметрии, которая на рисунке выделена желтым цветом. Волноводы изготовлены из стали (серый цвет) и дюралюминия (синий). ППМ состоит из печатных плат (зеленый цвет) и алюминиевого корпуса с СВЧ-электроникой (фиолетовый).

На третьем этапе необходимо провести предварительную оценку требуемого расхода воздуха для охлаждения конструкции до заданной температуры, задавая различные его значения в качестве граничного условия. На рис. 2 приведен пример зависимости максимальной температуры СВЧблока от времени при различных расходах воздуха на охлаждение конструкции (см. рис. 1).

Предварительный анализ показал (см. рис. 2), что расход воздуха для поддержания максимальной температуры не более 70 °С должен быть не менее 0,1 м³/с, а перепад давления из-за гидродинамического сопротивления охлаждаемого модуля составит около 300 Па.

Эти два параметра (перепад давления и расход воздуха) совместно с массогабаритными показателями позволяют выбрать тип и необходимое количество вентиляторов.



Рис. 1. Геометрическая модель СВЧ-блока МАФАР



Рис. 2. Оценка требуемого расхода воздуха

На четвертом этапе проводится моделирование всей конструкции с учетом технических и конструктивных характеристик вентиляторов. Это позволяет более точно рассчитать распределение температуры и поле скоростей воздушного потока в исследуемой конструкции, а также получить рабочие точки вентиляторов. На рис. 3 приведено распределение температуры в ППМ и волноводах МАФАР при охлаждении четырьмя вентиляторами Delta GFCO0812DW. Максимальная температура ППМ при этом не превышает 50 °C. Воздушные потоки в теплоотводящих каналах характеризуются скоростями порядка 3...5 м/с и температурой не более 30 °C.

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

۲

۲
Методика построения и расчета воздушной системы охлаждения специализированного СВЧ-блока



Рис. 3. Распределение температуры в ППМ и волноводах МАФАР при воздушном охлаждении

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе приведена методика построения и расчета воздушной системы охлаждения специализированного СВЧ-блока с использованием системы инженерного анализа. Она содержит следующие этапы:

– анализ данных, содержащих информацию о тепловыделяющих элементах и их пространственном расположении;

построение геометрической и физической модели с использованием САЕ;

 предварительный расчет зависимости максимальной температуры от расхода воздуха при принудительном воздушном охлаждении;

– выбор вентиляторов, удовлетворяющих техническим требованиям, и выполнение уточняющего расчета с учетом их характеристик.

В качестве примера был проведен расчет системы охлаждения МАФАР. Разработана геометрическая и физическая модели теплонагруженных блоков МАФАР, с использованием которых были рассчитаны зависимости максимальной температуры от расхода воздуха воздушной системы охлаждения (см. рис. 2). Полученные результаты позволили подобрать необходимые вентиляторы и их количество с учетом массогабаритных показателей. Рассчитан тепловой режим работы теплонагруженных блоков МАФАР. Расчеты показали, что при использовании разработанной системы охлаждения максимальная температура будет составлять 50 °C. Следует отметить, что выделяемая мощность задавалась равномерно распределенной по печатным платам и алюминиевому корпусу ППМ.

Полученные результаты (температура и скорость воздушного потока) могут быть использованы для задания граничных условий при моделировании тепловых режимов работы ППМ.

Ð

И. В. Куликова, Н. К. Приступчик, А. В. Галдецкий, К. Г. Симонов, В. И. Новоселец, С. С. Зырин, Э. В. Погорелова

۲

ЛИТЕРАТУРА

1. Clemens, J. M. Advances in high-performance cooling for electronics / J. M. Clemens // Electronics cooling. – 2005. – № 11.

2. Воробьев, А. А. Моделирование теплового режима мощных транзисторов и МИС и новый метод монтажа кристаллов / А. А. Воробьев, Е. В. Воробьева, А. В. Галдецкий // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2011. – Вып. 3 (510). – С. 37 – 41.

3. Воробьев, А. А. О возможности создания эффективного теплоотвода мощного СВЧ-транзистора с помощью структуры со стоп-слоем / А. А. Воробьев, А. В. Галдецкий // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2011. – Вып. 3 (510). – С. 42 – 54.

4. Lienhard IV, John H. A heart transfer textbook / John H. Lienhard IV, John H. Lienhard V. – 4th ed. – Cambridge, MA: Phlogiston Press, 2015. – 755 p.

5. Ansys, Inc. URL: http://www.ansys.com/

6. Dassault Systèmes SolidWorks Corporation URL: www.solidwarks.com

7. AutoFEM analisis is the friendly and easy-in-use software for finite element analysis // URL: www.autofemsoft.com.

8. **Малюков, С. П.** Исследование влияния режимов работы Nd:YAG-лазера на напряженно-деформированные состояния в обрабатываемой полупроводниковой структуре / С. П. Малюков, И. В. Куликова, Г. В. Калашников и др. // Инженерный вестник Дона. – 2013. – № 4.

9. **Куликова, И. В.** Разработка модели для расчета напряженно-деформированных состояний в полупроводниковых структурах при лазерном воздействии / И. В. Куликова // Инженерный вестник дона. – 2014. – № 2.

10. **Лысенко, И. Е.** Методика расчета влияния термоупругих напряжений на динамические характеристики МЭМС/И. Е. Лысенко, И. В. Куликова, Д. В. Науменко, Н. К. Приступчик // Инженерный вестник дона. – 2015. – № 1.

Статья поступила 30 сентября 2015 г.

۲

۲

Краевые эффекты в согласующих элементах из керамики с большой диэлектрической проницаемостью для

УДК 621.375

КРАЕВЫЕ ЭФФЕКТЫ В СОГЛАСУЮЩИХ ЭЛЕМЕНТАХ ИЗ КЕРАМИКИ С БОЛЬШОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТЬЮ ДЛЯ МОЩНЫХ ГИБРИДНЫХ ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

А. А. Маковецкая, Л. В. Манченко, А. Б. Пашковский, Т. И. Потапова, И. П. Чепурных, В. А. Пчелин, В. И. Новоселец, С. В. Левашов, И. П. Корчагин, В. Б. Трегубов, Р. А. Силин, В. Н. Уласюк, К. Г. Симонов

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

Определены эквивалентные схемы, описывающие эффекты, которые связаны с близким расположением концов микрополосковых линий к краям подложки, имеющей большую диэлектрическую проницаемость ($\varepsilon = 80$). Показано, что эти эффекты могут оказывать заметное влияние на характеристики мощных гибридных транзисторных усилителей с согласующими цепями, выполненными на соответствующих подложках. Выявлено, что в зависимости от особенностей сборки этих плат в гибридном усилителе рабочая частота прибора может сдвигаться на 1,5 ГГц.

КС: мощный транзисторный усилитель, высокая диэлектрическая проницаемость, краевые эффекты

BOUNDARY EFFECTS IN HIGH DIELECTRIC CONSTANT MATCHING NETWORKS FOR HYBRID POWER FET AMPLIFIER

A. A. Makovetskaya, L. V. Manchenko, A. B. Pashkovsky, T. I. Potapova, I. P. Chepurnykh, V. A. Pchelin, V. I. Novoselets, S. V. Levashov, I. P. Korchagin, V. B. Tregubov, R. A. Silin, V. N. Ulasyuk, K. G. Simonov

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

The correction data connected with boundary effects in high dielectric constant matching networks with fabrication peculiarities have been obtained. It is shown that fabrication peculiarities can shift amplifier working frequency by about 1,5 GHz and three times decrease working frequency band.

Keywords: power FET amplifier, high dielectric constant, boundary effects

1. ВВЕДЕНИЕ

Магистральным направлением в развитии современной твердотельной СВЧ-электроники, несомненно, являются монолитные интегральные схемы. При производстве малошумящих усилителей и усилителей средней мощности это стало, по сути дела, стандартом. Однако с мощными усилителями дело обстоит немного иначе.

За рубежом уже много лет назад были решены основные проблемы производства мощных транзисторных усилителей, связанные как со сложностью изготовления транзисторов с большой периферией, так и с повторяемостью элементов цепей согласования. Несмотря на это, из-за большой сложности проектирования и изготовления мощных полевых транзисторов и усилителей на их основе рынок промышленных усилителей и в гибридном, и в монолитном исполнении представлен небольшим количеством фирм: Toshiba, TriQuint, M/A Com, Fujitsu и др. [1–5].

При расчете транзисторных усилителей и мощных внутрисогласованных транзисторов

А. А. Маковецкая, Л. В. Манченко, А. Б. Пашковский, Т. И. Потапова, И. П. Чепурных, В. А. Пчелин

•

(ВСТ) стандартом является применение электродинамического моделирования для описания сложных узлов согласующей схемы. Такие программы включены в основные пакеты моделирования, например AWR или ADS. Однако программы двумерного моделирования в основном ориентированы на монолитные схемы с планарной структурой без учёта трехмерных особенностей. В то же время при разработке мощных гибридных транзисторных усилителей постоянно приходится сталкиваться именно с трехмерными особенностями: с краями плат, переходами с платы на плату, с зазорами между платами, залитыми припоем и т. д. Обычно эти конструктивные особенности схем не вызывают больших проблем у разработчиков усилителей (предполагается, что погрешность в расчетах легко может быть компенсирована добавлением подстроек). Однако при разработке мощных усилителей Х-диапазона с использованием согласующих элементов, выполненных на керамике с большой диэлектрической проницаемостью є, ситуация может меняться радикальным образом. Дело в том, что в транзисторах с длиной затвора около 0,25 мкм существует сильная обратная связь затвор-сток. Поэтому затворные и стоковые цепи согласования усилителя практически невозможно настраивать независимо друг от друга, их нужно настраивать одновременно. Кроме того, частотная зависимость оптимальных (на максимальную мощность) нагрузок транзистора имеет остро резонансный характер. И даже незначительные ошибки в расчетах при проектировании усилителя не всегда могут быть исправлены экспериментальным включением дополнительных подстроечных согласующих элементов.

Поэтому возникает вопрос: как особенности конструкции, не учитываемые непосредственно в современных пакетах моделирования, влияют на характеристики современных мощных гибридных усилителей.

2. РАСЧЕТ ПОПРАВОК

В современных мощных усилителях кристаллы транзисторов монтируются на металлический (обычно медный) пьедестал, а согласующие цепи располагаются на отдельных платах [6–8]. Это могут быть платы, выполненные на поликоре, а также на керамике с большим значением є (назовем такую плату керамической вставкой). Моделирование таких плат даже без учета краевых эффектов на концах полосковых линий имеет свои особенности [9]. В то же время в реальности ситуация на краях плат может быть совершенно различной. Зазор между керамической вставкой и пьедесталом, а также между керамической вставкой и поликоровой платой может быть заполнен воздухом, залит припоем или токопроводящим клеем. Такие ситуации с точки зрения моделирования схемы являются трехмерными эффектами и не могут быть описаны и учтены в двумерных пакетах электромагнитного моделирования. Для оценки влияния этих эффектов на характеристики схем было проведено сравнение двумерных электродинамических расчетов с трехмерным моделированием. Для двумерных моделей были разработаны дополнительные поправки, позволяющие как можно точнее совместить S-параметры, получаемые в двумерных и трехмерных моделях. Расчеты проводились для отдельной соединительной проволоки, системы двух связанных проволок, отрезка микрополосковой линии, расположенного на керамической плате с ε = 80 (рис.1).

Для всех трёх случаев поправка к эквивалентной схеме рассматриваемого объекта представлялась в виде Т-соединения (рис. 2), подключенного к концу рассматриваемого элемента. После включения поправок результаты двумерного и трехмерного моделирования практически

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

۲

14.03.2016 10:16:54

Краевые эффекты в согласующих элементах из керамики с большой диэлектрической проницаемостью для

۲

совпадали. Здесь и далее индуктивность L1 присоединялась к рассматриваемому элементу, индуктивность L2 – к следующему элементу схемы (на рис. 1 это – микрополосковая линия на поликоровой плате).



Рис. 1. Изображение трехмерной модели расчетной области: две 50-омные линии на поликоровых платах, соединенные проволоками над воздушным зазором с керамической вставкой в центре



Рис. 2. Эквивалентная схема поправок к 2D-моделям

При расчетах поправок к модели короткой проволоки, представленной в виде эквивалентной схемы, использовались следующие данные: расстояние между точками распайки проволоки – 400 мкм, диаметр проволоки – 20 мкм, толщина поликоровой платы – 250 мкм (ε = 10,4), волновое сопротивление микрополосковых линий – 50 Ом, расстояние от края полосковой линии до точки распайки – 50 мкм, высота проволоки над подложкой – 30 мкм, угол наклона – 45°.

Оказалось, что для одиночной проволоки можно удовлетвориться одной добавочной индуктивностью: индуктивности L = 0,042 нГ с каждой стороны проволоки можно заменить на удвоенную L = 0,084 нГ с одной стороны. Затем, для проверки области применения данных поправок, в 3*D*-расчете часть поликоровой подложки под проволокой была удалена и рассчитана другая поправка к 2*D*-модели. Разница в величине поправок не превосходит 10 %. Увеличение длины проволоки и увеличение расстояния от подложки до проволоки не изменило значение

۲

А. А. Маковецкая, Л. В. Манченко, А. Б. Пашковский, Т. И. Потапова, И. П. Чепурных, В. А. Пчелин

поправочных индуктивностей. Аналогичная процедура была проведена и для расчёта системы двух связанных проволок. Параметры модели в этом случае были такие: расстояние между проволоками – 160 мкм, расстояние между точками распайки каждой проволоки – 400 мкм, толщина проволок – 18 мкм, толщина поликоровой платы – 250 мкм, волновое сопротивление линий – 50 Ом, расстояние от края линии до точки распайки – 50 мкм, высота подъема проволоки над подложкой – 30 мкм, угол наклона проволоки к подложке – 45°. В этом случае поправки в эквивалентную схему в виде дополнительных индуктивностей оказались недостаточными. Для двух параллельных проволок на 50-омные микрополосковые линии, расположенные на поликоровой подложке, были получены следующие параметры поправок: индуктивность со стороны двух проволочек $L_1 = 0,151$ нГ, индуктивность со стороны поликора $L_2 = 0,135$ нГ, емкость C = 0,0085 пФ.

На следующем этапе определялись поправки для модели отрезка микрополосковой линии, выполненного на подложке из керамики с большим значением є.

В этом случае параметры модели были следующими: толщина поликоровых плат – 250 мкм, волновое сопротивление микрополосковых линий на поликоре – 50 Ом, в центре керамическая вставка с $\varepsilon = 80$, толщиной 250 мкм, ширина микрополосковой линии на керамической вставке – 290 мкм, длина линии – 0,6 мм, расстояние от конца отрезка линии до края платы – 75 мкм, расстояния от концов 50-омных линий до краёв поликоровых плат – 100 мкм, величина воздушного зазора между платами и вставкой – 50 мкм.

Каждая 50-омная линия и линия на керамической вставке соединены проволокой соответствующей длины, приваренной на расстоянии 50 мкм от края металлизации, высота подъема проволоки над подложкой составляет 30 мкм, диаметр проволоки – 18 мкм. При двумерном моделировании такой структуры к модели проволоки добавлялись поправки, полученные ранее.

Значения элементов эквивалентной схемы поправки (L_1, L_2, C) зависят от материала, заполняющего зазоры между платами. В первоначальном расчете было принято, что в зазорах между платами находился воздух. На следующем этапе расчетов зазоры заполнялись металлом и проводилась та же процедура нахождения поправок к модели линии на керамике. В этом случае значения поправочных индуктивностей и емкостей существенно изменились. Также проводился расчет для ситуации, когда зазоры заполнены металлом до половины высоты. В таблице приведены значения поправочных элементов для этих трех вариантов заполнения зазоров.

Материал, заполняющий зазор	$L_{_1}$, нГн	L_{2} , нГн	С, пФ
Воздух	0,012	0,064	0,047
Металл	0,045	0,115	0,171
Металл до половины высоты зазора	0,034	0,09	0,089

Из таблицы видно, что в случае, если зазор заполнен металлом, величина добавочной емкости существенно возрастает, однако и индуктивность проволок будет отличаться от номинальной. Наличие подобных реактивностей в схеме мощного усилителя может приводить к изменению частотных характеристик этого прибора. Для оценки такого рода изменений АЧХ мощного усилителя было проведено моделирование различных вариантов монтажа плат согласующих цепей гибридного усилителя.

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

 $(\blacklozenge$

3. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ТРЕХМЕРНЫХ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ СХЕМЫ НА ВЫХОДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МОЩНЫХ ВСТ

Для оценки влияния особенностей конструкции мощного гибридного усилителя на его выходные характеристики было проведено компьютерное моделирование нескольких вариантов мощного ВСТ без учета и с учетом поправок к моделям элементов схемы, описанных выше. Были рассмотрены следующие варианты прибора: ВСТ, включающий одну элементарную ячейку мощного транзистора, и ВСТ, включающий один мощный транзистор. В качестве ВСТ на одной ячейке мощного транзистора рассматривалась схема, состоящая из 50-омных линий на поликоровой подложке, керамических вставок для согласования затвора и стока транзистора, проволок разварки и нелинейной модели ячейки мощного полевого транзистора производства АО «НПП «Исток» им. Шокина». Транзистор имеет длину затвора 0,25 мкм, длина «пальца» затвора составляет 70 мкм, общая ширина затвора ячейки равна 1680 мкм. Длины отрезков микрополосковых линий на керамике с є = 80 подбирались так, чтобы максимум выходной мощности ВСТ находился на частоте 10,2 ГГц. Длина отрезка микрополосковой линии на керамической вставке на входе транзистора составила 1,0 мм, длина микрополоска на керамической вставке на выходе транзистора была равна 1,2 мм. Первоначально был проведен расчет без учета поправок к моделям элементов схемы. Затем в расчетах были учтены поправки к моделям проволок и к двумерным моделям микрополосковых линий на керамике с $\varepsilon = 80$, возникающие из-за наличия 50-микронных зазоров между керамическими вставками, пьедесталом транзистора и поликоровыми платами. Рассматривались различные варианты заполнения зазоров между платами: воздухом или припоем. Частотные зависимости выходной мощности такого ВСТ приведены на рис. 3.



Рис. 3. Частотные зависимости выходной мощности ВСТ: *I* – в зазорах находится воздух; *2* – металл; *3* – металл до половины высоты зазора; *4* – расчет без всех поправок; *5* – расчет с поправками для проволок и без поправок для линий на керамике

Из рисунка видно (кривые 4, 5), что учет поправок только к моделям проволок смещает максимум выходной мощности ВСТ вниз по частоте на 0,5 ГГц. Учет поправок к моделям линий и проволок при заполнении зазоров воздухом (кривая *1*) приводит к увеличению рабочей

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

۲

А. А. Маковецкая, Л. В. Манченко, А. Б. Пашковский, Т. И. Потапова, И. П. Чепурных, В. А. Пчелин

۲

частоты ВСТ на 0,4 ГГц и немного (менее чем на 5 %) увеличивает мощность. Учет поправок к моделям линий и проволок при заполнении зазоров металлом (кривая 2) приводит к уменьшению рабочей частоты на 0,2 ГГц при увеличении мощности примерно на 20 %. Заполнение зазоров металлом до половины высоты (кривая 3) является промежуточным вариантом между первыми двумя: рабочая частота прибора возрастает на 0,1 ГГц, выходная мощность увеличивается примерно на 10 %. Таким образом, расчеты с учетом поправок разного вида показывают, что в зависимости от способа сборки смещение рабочей частоты прибора может достигать 1 ГГц, а выходная мощность ВСТ может изменяться на величину около 20 % от номинальной.

Для оценки влияния трехмерных неоднородностей на характеристики более сложного ВСТ было проведено проектирование ВСТ, включающего один мощный транзистор, согласующие микрополосковые линии, выполненные на керамике с $\varepsilon = 80$, делитель и сумматор мощности. Топологический рисунок такой схемы представлен на рис. 4.



Рис. 4. Топология ВСТ на одном мощном транзисторе

В этом ВСТ использовался мощный транзистор с такими же параметрами, как и в предыдущем ВСТ. Длины согласующих отрезков линий на керамике с $\varepsilon = 80$ подбирались так, чтобы максимум выходной мощности ВСТ находился на частоте 10 ГГц: 0,7 мм на входе транзистора и 1,0 мм на выходе транзистора. Делитель и сумматор мощности также являлись элементами согласования, и поэтому длины плеч этих мостов Вилкинсона отличаются от стандартных величин. Для этого ВСТ было проведено исследование влияния на выходную мощность материала, заполняющего зазоры между платами, аналогичное предыдущему случаю. В данном случае рассматривались варианты различного заполнения зазоров между платами: одни зазоры заполнены воздухом (A), другие зазоры заполнены металлом (M). На рис. 5 показаны частотные зависимости выходной мощности этого ВСТ, рассчитанные по результатам двумерного моделирования.

Здесь приняты следующие обозначения: первое место в записи обозначает зазор между поликоровой платой делителя мощности и керамической согласующей вставкой затвора транзистора. Второе место в записи относится к зазору между керамической вставкой затвора и пьедесталом транзистора. На третьем месте – материал, заполняющий зазор между пьедесталом транзистора и керамической вставкой согласования стока, последним записан материал заполнения зазора между керамической вставкой сумматора мощности.

Как видно из рисунка (кривые 3, 4), заполнение металлом зазоров между керамическими вставками и поликоровыми платами делителя и сумматора мощности приводит к значи-

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

 $(\mathbf{\Phi})$

Краевые эффекты в согласующих элементах из керамики с большой диэлектрической проницаемостью для

 $(\blacklozenge$

тельному смещению вниз рабочей частоты прибора. Величина этого смещения намного больше, чем в аналогичном сдвиге в характеристиках ВСТ на одной ячейке мощного транзистора. Это обстоятельство связано с тем, что делитель (сумматор) мощности вместе с керамическими вставками представляет собой единую согласующую цепь и введение в эту цепь дополнительных элементов изменяет ее импедансы и тем самым нарушает ее согласование с транзистором. В ВСТ на одной ячейке делитель и сумматор отсутствуют, поэтому трехмерные неоднородности схемы оказывают меньшее влияние на ее выходные характеристики. Учет поправок к моделям проволок (кривая 7) также вызывает (в меньшей мере) смещение вниз рабочей частоты ВСТ. Это связано с нарушением настройки согласующей цепи на импеданс транзистора, поскольку длины согласующих линий и плеч делителя (сумматора) рассчитываются для конкретных значений параметров модели проволок. Таким образом, расчеты с учетом поправок показывают, что, в зависимости от особенностей сборки, для ВСТ на одном транзисторе «разлет» рабочей частоты прибора может достигать 1,5 ГГц. Выходная мощность ВСТ при этом изменяется мало.



Рис. 5. Частотные зависимости выходной мощности ВСТ: *I* – во всех зазорах воздух; *2* – в зазорах *A*–*M*–*M*–*A*; *3* – во всех зазорах металл; *4* – в зазорах *M*–*A*–*A*–*M*; *5* – в зазорах *A*–*M*–*A*–*A*; *6* – в зазорах *A*–*A*–*M*–*A*; *7* – расчет с поправками для проволок и без поправок для линий на керамике; *8* – расчет без всех поправок

4. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ТРЕХМЕРНЫХ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ СХЕМЫ НА ВЫХОДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВУХКАСКАДНОГО УСИЛИТЕЛЯ

В гибридном транзисторном усилителе [10, 11] чип мощного транзистора располагается на металлическом пьедестале, к которому с двух сторон примыкают платы согласующих цепей, выполненных на керамике с большим значением є, к этим платам примыкают поликоровые платы с сумматорами и делителями мощности. Фотография такого гибридного усилителя *X*-диапазона приведена на рис. 6.

В усилителе с такой конструкцией существует восемь зазоров между платами первого и второго каскадов (по четыре на каждый каскад). Для каждого из каскадов эти зазоры располагаются между поликоровой платой делителя и согласующей керамической вставкой затвора, между

۲

 $(\blacklozenge$

согласующей вставкой затвора и пьедесталом, между пьедесталом и согласующей керамической вставкой стока, между согласующей вставкой стока и поликоровой платой сумматора. Эти зазоры могут быть заполнены воздухом, или (в зависимости от технологии) полностью или частично припоем, или токопроводящим клеем. В дальнейшем конфигурацию воздушных зазоров для одного из каскадов обозначим как *А*–*А*–*А*–*А*. Если один из зазоров заполнен припоем или токопроводящим клеем, обозначим эту ситуацию как *А*–*А*–*А*–*М*.



Рис. 6. Двухкаскадный гибридный усилитель Х-диапазона

Экспериментальные образцы усилителя демонстрировали выходную мощность более 17 Вт в *X*-диапазоне частот. На рис. 7 приведены экспериментальные зависимости выходной мощности от частоты для нескольких экземпляров усилителя. Из рисунка видно, что как выходная мощность, так и ширина рабочей полосы частот усилителей имеют разброс.



Рис. 7. Экспериментальные зависимости выходной мощности от частоты восьми экземпляров гибридного усилителя мощности *X*-диапазона. Черная линия – расчёт

۲

۲

Краевые эффекты в согласующих элементах из керамики с большой диэлектрической проницаемостью для

۲

У некоторых экземпляров усилителей наблюдалось смещение рабочей полосы частот в нижнюю часть диапазона, у отдельных экземпляров усилителей сужена рабочая полоса частот. Уровень выходной мощности также колеблется от 17 до 20 Вт.

Можно предположить, что разброс по частоте и уровню выходной мощности усилителей определяется и влиянием неидентичности трехмерных неоднородностей схемы усилителя. Следует отметить, что существуют и другие причины разброса выходных характеристик. Одна из них связана с разбросом параметров транзисторов, другая – с разбросом длин соединительных проволок. В то же время анализ поведения выходных характеристик ВСТ на одном транзисторе однозначно свидетельствует о том, что трехмерные неоднородности схемы могут оказывать влияние на выходные характеристики усилителя.

Для выявления степени этого влияния было проведено компьютерное моделирование схемы усилителя с учетом и без учета поправок к моделям линий на керамике и проволок. Результаты расчетов выходной мощности усилителя при этих условиях приведены на рис. 8. Мощность на входе усилителя в этих расчетах была равна 26 дБ·мВт.



Рис. 8 Частотная зависимость выходной мощности усилителя: *I* – расчет без всех поправок; *2* – расчет с поправками для проволок и без поправок для линий на керамике; *3* – во всех зазорах воздух; *4* – в зазорах металл; *5* – в зазорах *A*–*M*–*M*–*A*; *6* – в зазорах *M*–*A*–*A*–*M*

Из рисунка видно (кривые 4, 6), что заполнение металлом зазоров между керамическими вставками и поликоровыми платами делителя и сумматора мощности приводит к значительному сужению рабочей полосы частот усилителя. Кроме того, рабочая полоса частот смещается в нижнюю часть диапазона частот. При этом наблюдается значительное увеличение выходной мощности усилителя, хотя и в более узком диапазоне частот. Такое поведение характеристик усилителя связано со значительным изменением импедансов согласующих цепей усилителя. В двухкаскадном усилителе такое катастрофическое влияние трехмерных неоднородностей связано не только с изменением сопротивлений нагрузок транзистора, но и с разбалансом в работе первого и второго каскадов усилителя. Из графика видно, что наличие трехмерных неоднородностей в виде зазоров между платами, заполнение этих зазоров припоем может

 $(\mathbf{\Phi})$

()

приводить к изменению выходной мощности двухкаскадного усилителя в полтора раза и к сужению в три раза рабочего диапазона частот. Полученные результаты по дополнению моделей элементов схемы гибридного усилителя позволили повысить точность проектирования усилителей такого типа. В качестве примера на рис. 9 показаны расчетная и экспериментальные (для трех экземпляров) частотные зависимости выходной мощности 10-ваттного усилителя.



Рис. 9. Расчетная (—) и экспериментальные (---) частотные зависимости выходной мощности двухкаскадного гибридного усилителя *X*-диапазона

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведено исследование влияния трехмерных неоднородностей схемы гибридного усилителя *X*-диапазона, использующего в согласующих цепях керамику с большим значением є, на его выходные характеристики. Показано, что трехмерные неоднородности схемы: маленькие расстояния до края платы, зазоры между платами, заполнение этих зазоров припоем – могут существенно повлиять на выходные характеристики усилителя. В зависимости от типа вещества, заполняющего зазор (воздух или металл), сдвиг центральной частоты прибора может достигать 15 %, значение выходной мощности может измениться на 30 %. В соответствии с проведенным анализом, наиболее сильное влияние трехмерные неоднородности такого рода оказали на выходные характеристики двухкаскадного усилителя. Изменения выходной мощности одиночного ВСТ были не столь значительны.

Проведенные исследования выявили, что при проектировании гибридных усилителей, использующих в согласующих цепях керамику с большим значением є, методы двумерного электродинамического моделирования не позволяют адекватно учесть особенности конструкции таких гибридных усилителей. Для компенсации этого недостатка разработаны поправки, уточняющие двумерные модели элементов схемы усилителя. На примере конкретного усилителя показано, что применение поправок к двумерным моделям элементов схемы позволяет более точно моделировать схему гибридного усилителя.

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

۲

Краевые эффекты в согласующих элементах из керамики с большой диэлектрической проницаемостью для

۲

ЛИТЕРАТУРА

1. http://html.alldatasheet.com/html-pdf/548499/TOSHIBA/TGI0910-50/600/2/TGI0910-50.html

2. http://www.datasheetcatalog.com/triquintsemiconductor

3. http://www.macom.com/products/amplifiers/power-amplifiers

4. http://html.alldatasheet.com/html-pdf/117051/FUJITSU/FLC257MH-8/297/1/FLC257MH-8.html

5. Астахов, П. Н. Принципы конструирования и параметры широкополосных транзисторных СВЧ-усилителей мощности, разрабатываемых во ФГУП «ЦНИРТИ»/ П. Н. Астахов, С. В. Гармаш, А. А. Кищинский, Б. В. Крылов, Е. А. Свистов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2003. – Вып. 2. – С. 83 – 88.

6. **Королев, А. Н.** Мощные корпусированные внутрисогласованные транзисторы *S*-, *C*-, *X*- и *Ки*-диапазонов длин волн / А. Н. Королев, А. В. Климова, В. А. Красник, Л. В. Ляпин, В. М. Малыщик, Л. В. Манченко, В. А. Пчелин, В. Б. Трегубов // Радиотехника. – 2007. – № 3. – С. 53 – 56.

7. Бабинцев, Д. В. Мощный твердотельный импульсный усилитель двухсантиметрового диапазона / Д. В. Бабинцев, А. Н. Королев, А. В. Климова, В. А. Красник, В. Г. Лапин, В. М. Малыщик, Л. В. Манченко, В. А. Пчелин, В. Б. Трегубов, В. Ю. Язан // Радиотехника. – 2007. – № 3. – С. 41 – 42.

8. **Пчелин, В. А.** Гибридно-интегральные малогабаритные усилители мощности / В. А. Пчелин, В. Б. Трегубов, И. П. Корчагин, А. Г. Далингер, Л. В. Манченко, В. А. Красник, В. М. Малыщик // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2015. – Вып. 4(527). – С. 57 – 62.

9. Галдецкий, А. В. Особенности проектирования согласующих цепей мощных полевых транзисторов на керамике с высокой диэлектрической проницаемостью / А. В. Галдецкий, А. В. Климова, Л. В. Манченко, А. Б. Пашковский, В. А. Пчелин, Р. А. Силин, И. П. Чепурных // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2006. – Вып. 2. – С. 26 – 28.

Статья поступила 19 августа 2015 г.

۲

Н. К. Приступчик, И. В. Куликова, А. В. Галдецкий, К. Г. Симонов, П. В. Куприянов, Э. В. Погорелова

 $(\mathbf{0})$

УДК 621.396.6

МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕПЛОВЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩЕГО МОДУЛЯ МАЛОГАБАРИТНОЙ АКТИВНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Н. К. Приступчик, И. В. Куликова, А. В. Галдецкий, К. Г. Симонов, П. В. Куприянов, Э. В. Погорелова, В. Н. Уласюк, С. С. Зырин

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

Статья посвящена исследованию тепловых режимов работы приемопередающего модуля малогабаритной активной фазированной антенной решетки в системе инженерного анализа ANSYS Icepak. Приводятся описание конструкции устройства, а также результаты численного анализа тепловых режимов работы в условиях вынужденной конвекции. Выявлены основные факторы, обуславливающие перегрев теплонагруженных элементов модуля. Выработаны рекомендации по их устранению.

КС: <u>СВЧ-аппаратура, тепловой режим работы, вынужденная конвекция, метод конечных элементов,</u> воздушное охлаждение, система инженерного анализа, <u>ANSYS Icepak</u>

COMPACT ACTIVE PHASED ARRAY TRANSMITTING-RECEIVING MODULE OPERATIONAL THERMAL REGIMES SIMULATION

N. K. Pristupchik, I. V. Kulikova, A. V. Galdetsky, K. G. Simonov, P. V. Kupriyanov, E. V. Pogorelova, V. N. Ulasyuk, S. S. Zyrin

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

The paper is devoted to the research of compact active phased array transmitting-receiving module operational thermal regimes with ANSYS Icepak CAE. The design of the device and numerical simulation results of the forced convection operational thermal regimes are presented. The main overheating factors for the power elements are revealed and recommendations directed to elimination of these factors are proposed.

Keywords: <u>microwave devices, thermal management, forced convection, finite-element method, air cooling,</u> <i>CAE software, ANSYS Icepak

1. ВВЕДЕНИЕ

Активные фазированные антенные решетки (АФАР) имеют большое практическое значение для современной радиолокации [1]. Одним из важнейших элементов АФАР является приемопередающий модуль (ППМ) на основе монолитных интегральных схем (МИС) [2]. Применение ППМ наряду с улучшением массогабаритных показателей АФАР обуславливает ряд проблем принципиального характера. Одной из таких проблем является обеспечение эффективного отвода тепла, рассеиваемого МИС [3, 4].

Моделирование тепловых режимов работы ППМ сопряжено с решением задачи тепло- и массопереноса в корпусе устройства, это решение, ввиду сложной геометрии, можно получить только численно [5, 6].

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

۲

Моделирование тепловых режимов работы приемопередающего модуля малогабаритной активной

Следует отметить, что в настоящее время основными инструментами численного моделирования сложных физических и технологических процессов являются системы инженерного анализа [7–9]. В данной работе используется система ANSYS Icepak, предназначенная для моделирования тепловых режимов работы электронной аппаратуры методом конечных элементов и проектирования систем охлаждения [10].

Цель работы – на основании результатов математического моделирования процессов тепло- и массопереноса в корпусе ППМ выявить основные факторы, обуславливающие перегрев МИС, а также выработать рекомендации по их устранению.

2. КОНСТРУКЦИЯ ППМ И ОСНОВНЫЕ ТЕПЛОВЫДЕЛЯЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

В работе рассматривается одна из возможных конструкций ППМ, разрабатываемых на НПП «Исток» [11]. На рис. 1 показана внешняя сторона корпуса ППМ и теплоотводящая плита. Габаритные размеры ППМ: по оси X - 74,8 мм; по оси Y - 15 мм; по оси Z - 41 мм. Высота пьедесталов – 4 мм. Толщина теплоотводящей пластины – 3 мм. В целях повышения коррозионной стойкости все элементы конструкции покрыты слоем никеля толщиной 18 мкм.



Рис. 1. Корпус приемопередающего модуля:

1 – внешняя поверхность алюминиевого корпуса; 2 – дюралюминиевая теплоотводящая плита;
3 – ввод воздушного потока; 4 – вывод воздушного потока; 5 – пьедесталы

На рис. 2 показана внутренняя часть корпуса ППМ и приемопередающие каналы (ППК). ППМ содержит четыре эквивалентных ППК.

Печатная плата ППК изготовлена из высокотемпературной керамики (LTCC) [12]. С целью повышения эффективности теплоотвода ВУМ вынесен за пределы печатной платы ППК и закреплен на алюминиевом пьедестале, сформированном на внутренней поверхности корпуса ППМ.

На рис. З показана печатная плата модуляторов ППМ. Плата закреплена на внешней стороне корпуса ППМ с зазором 0,2 мм посредством специальных выступов.

На рис. 4 показана печатная плата управления ППМ. Плата управления закреплена на внешней стороне корпуса ППМ, на пьедесталах, над платой модуляторов.

Следует отметить, что на данном этапе тепловыделение ряда МИС (затененные непронумерованные блоки на рис. 4) предполагается пренебрежимо малым. Вместе с тем эти

элементы не могут быть исключены из геометрической модели, поскольку оказывают существенное влияние на распределение воздушного потока, обеспечивающего охлаждение ППМ.





 1 – выходной усилитель мощности (ВУМ); 2 – предварительный усилитель мощности (ПУМ);
3 – согласующий усилитель передающего канала (СУ-ПРД); 4 – микросхема формирования фаз и амплитуд (МФФА); 5 – согласующий и малошумящий усилители мощности приемного канала (СУ/МШУ-ПРМ); 6 – печатная плата ППК



88

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

14.03.2016 10:16:56

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕПЛОВЫХ РЕЖИМОВ ППМ В СИСТЕМЕ ANSYS ICEPAK

В общем случае моделирование теплового режима работы электронного устройства в условиях вынужденной конвекции представляет собой весьма сложную задачу. Основными этапами решения этой задачи являются построение геометрической модели устройства, задание функции распределения плотности мощности источников тепла, граничных условий, построение конечноэлементной сетки, а также формирование и решение соответствующей системы линейных алгебраических уравнений.

Следует отметить, что искомое решение в виде полей температур и скоростей потока охлаждающей среды может быть получено только в ходе самосогласованного решения уравнений теплопроводности в твердых элементах конструкции и уравнений гидродинамики в среде хладагента. Сопряжение задач обеспечивается введением коэффициента теплопередачи и заданием соответствующих граничных условий на поверхностях сопряжения твердой и жидкой (газообразной) фаз.

Система ANSYS Icepak в значительной степени упрощает постановку задачи моделирования тепловых режимов работы электронной аппаратуры. Модель представляет собой набор блоков, с помощью которых можно воспроизвести различные элементы конструкции исследуемого устройства, определить параметры материалов, а также режимы рассеивания тепловой мощности. Блоки помещаются в специальный контейнер, ограничивающий движение охлаждающей среды. Параметры потока задаются посредством специальных двумерных объектов (позиции 3 и 4 на рис. 1).

В табл. 1...3 приведены значения усредненной тепловой мощности, рассеиваемой основными элементами ППМ (скважность Q = 9). В табл. 4 приведены параметры материалов, используемые в расчетах. На открытой поверхности теплоотводящей пластины поддерживается температура 60 °С (перегрев элементов ППМ отсчитывается от этой величины). В качестве хладагента используется воздух. Скорость входящего потока – 5 м/с. Температура входящего потока – 30 °С.

Таблица	1
---------	---

Элемент	Средняя рассеиваемая мощность, Вт
ВУМ	4,4544
ПУМ	0,3572
СУ-ПРД	0,0222
ΜΦΦΑ	0,4111
СУ/МШУ-ПРМ	0,5333

Основные тепловыделяющие элементы ППК модуля

Антикоррозионное покрытие было промоделировано двумерными пластинами, для которых заданы коэффициент теплопроводности и эффективная толщина. Пластины покрывают все внутренние и внешние поверхности корпуса. Эффективная толщина пластины, разделяющей корпус и теплоотводящую плиту, принята равной 36 мкм, что соответствует никелировке обеих деталей.

۲

Таблица 2

Основные тепловыделяющие элементы платы модуляторов

Элемент	Средняя рассеиваемая мощность, Вт	
ВИ	0,2000	
ПН	0,2333	
КУ	0,1681	

Таблица 3

Основные тепловыделяющие элементы платы управления

Элемент	Средняя рассеиваемая мощность, Вт	
ЦЧ	0,1350	
КПУ	0,0075	
3T	0,0230	
CT1	0,8500	
CT2	0,5000	
CT3	0,3222	

Таблица 4

۲

Параметры материалов

Элемент конструкции (материал)	Коэффициент теплопроводности, Вт/(м·К)	Удельная теплоемкость, Дж/(кг·К)
Корпус ППМ (алюминий)	205,0	900,0
Подложка ППК (LTCC)	2,5	795,0
Подложка платы модуляторов (стеклотекстолит)	0,35	1300,0
Подложка платы управления (стеклотекстолит)	0,35	1300,0
Теплоотводящая плита (дюралюминий)	164,0	910,0
Антикоррозийное покрытие (никель)	91,74	465,0

На рис. 5, *а* представлено распределение температуры внутри корпуса ППМ в описанных выше условиях. Важно отметить, что наиболее перегретым элементом является микросхема СУ/МШУ-ПРМ. Максимальный перегрев этого элемента составляет 30,3 °C. Этот результат обусловлен двумя факторами: во-первых, повышенной средней рассеиваемой мощностью (следствие относительно большой скважности); во-вторых, недостаточно высокой теплопроводностью подложки ППК.

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

۲

Моделирование тепловых режимов работы приемопередающего модуля малогабаритной активной

 $(\blacklozenge$



Рис. 5. Распределение температуры в корпусе ППМ

На рис. 5, б представлено распределение температуры внутри корпуса ППМ при условии, что теплопроводность подложки ППК составляет 3,5 Вт/(м·К) (является достижимым показателем [12]). Расчет показывает, что уменьшение теплового сопротивления подложки снижает перегрев всех размещенных на ней элементов на 7,5 °C. Таким образом, перегрев СУ/МШУ-ПРМ может быть снижен до величины 22,8 °C (абсолютная температура составляет 82,8 °C).

На рис. 6, *а* представлено распределение температуры на печатной плате модуляторов, а также направление потока охлаждающего воздуха. Максимальный перегрев МИС платы модуляторов составляет 3,6 °C (абсолютная температура не превышает 65 °C), что обусловлено хорошей теплоизоляцией элементов (печатная плата приподнята над поверхностью корпуса), малыми значениями рассеиваемой мощности, а также принудительным охлаждением.

На рис. 6, δ показано распределение температуры и потоков охлаждающего воздуха на печатной плате управления. Максимальный перегрев составляет 15,2 °C, что соответствует абсолютной температуре CT1 75,2 °C. Это обусловлено высокой средней рассеиваемой мощностью в исследуемом режиме работы, хорошей теплоизоляцией МИС платы управления, а также направлением воздушного потока.

Ð



Рис. 6. Распределение температуры на печатных платах ППМ (воздушный поток движется по направлению оси *X*)

Результаты моделирования, представленные на рис. 7, показывают, что изменение направления воздушного потока на противоположное приводит к более эффективному охлаждению аналоговых МИС платы управления. Максимальный перегрев CT1 уменьшается на 7,3 °C. С другой стороны, перегрев платы модуляторов незначительно увеличивается. Одна из возможностей снижения максимального перегрева платы управления заключается в том, чтобы поменять местами блоки CT1 и CT3. Расчеты показывают, что такая перестановка снижает температуру CT1 на 2,1 °C.

4. ВЫВОДЫ

Анализ полученных результатов позволяет сделать следующие выводы.

1. Для СУ/МШУ-ПРМ, ПУМ и МФФА ППК определяющим является тепловое сопротивление подложки керамической печатной платы. Одной из возможностей уменьшения рабочих температур этих блоков является использование керамики с более высоким коэффициентом теплопроводности. Другая возможность устранения перегрева СУ/МШУ-ПРМ заключается в локальном увеличении теплопроводности подложки посредством формирования тепловых

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

Моделирование тепловых режимов работы приемопередающего модуля малогабаритной активной



Рис. 7. Распределение температуры на печатных платах ППМ (воздушный поток движется против направления оси *X*)

мостиков непосредственно под МИС. Обе указанные возможности предполагают внесение существенных изменений в технологический процесс изготовления печатной платы ППК. Следует отметить, что уменьшение перегрева за счет перемещения микросхемы СУ/МШУ-ПРМ ближе к теплоотводящей плите не превышает 1 °C благодаря хорошим теплоизолирующим свойствам окружающей среды.

2. Для аналоговых МИС платы управления перегрев обусловлен хорошими теплоизоляционными свойствами подложки, а также не совсем удачным, в смысле повышения эффективности теплоотвода, расположением стабилизатора СТ1. Рабочую температуру можно заметно уменьшить за счет перенаправления потока воздуха. Перестановка блоков СТ1 и СТ3 позволит выиграть еще порядка 2 °C, уменьшая абсолютную рабочую температуру блока СТ1 до 65,9 °C.

3. Перегрев МИС платы модуляторов принимается удовлетворительным и не требует корректировки.

Н. К. Приступчик, И. В. Куликова, А. В. Галдецкий, К. Г. Симонов, П. В. Куприянов, Э. В. Погорелова

۲

В заключение следует отметить, что проблема охлаждения мощных МИС ППК при отсутствии вынужденной конвекции представляет определенный интерес и является темой отдельного исследования.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Гостюхин, В. Л.** Активные фазированные антенные решетки / В. Л. Гостюхин, В. Н. Трусов, А. В. Гостюхин. – М.: Радиотехника, 2011. – 304 с.

2. Белый, Ю. И. Многоканальные приемопередающие модули для АФАР *Х*-диапазона / Ю. И. Белый, А. И. Синани, О. С. Алексеев и др. // Антенны. – 2008. – Вып. 9 (136). – С. 55 – 60.

3. Воробьев, А. А. Моделирование теплового режима мощных транзисторов и МИС и новый метод монтажа кристаллов / А. А. Воробьев, Е. В. Воробьева, А. В. Галдецкий // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2011. – Вып. 3 (510). – С. 37 – 41.

4. Воробьев, А. А. О возможности создания эффективного теплоотвода мощных СВЧ-транзистора с помощью структуры со стоп-слоем / А. А. Воробьев, А. В. Галдецкий // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2011. – Вып. 3 (510). – С. 42 – 54.

5. Clemens, J. M. Advances in high-performance cooling for electronics / J. M. Clemens // Electronics cooling. – 2005. – № 11.

6. Lienhard IV, John H. A heart transfer textbook / John H. Lienhard IV, John H. Lienhard V. – Cambridge, MA: Phlogiston Press, 2015. – 755 p.

7. **Малюков, С. П.** Исследование влияния режимов работы Nd:YAG-лазера на напряженно-деформированные состояния в обрабатываемой полупроводниковой структуре / С. П. Малюков, И. В. Куликова, Г. В. Калашников и др. // Инженерный вестник Дона. – 2013. – № 4.

8. **Куликова, И. В.** Разработка модели для расчета напряженно-деформированных состояний в полупроводниковых структурах при лазерном воздействии / И. В. Куликова // Инженерный вестник Дона. – 2014. – № 2.

9. Лысенко, И. Е. Методика расчета влияния термоупругих напряжений на динамические характеристики МЭМС / И. Е. Лысенко, И. В. Куликова, Д. В. Науменко, Н. К. Приступчик // Инженерный вестник Дона. – 2015. – № 1.

10. Дарьенков, А. Б. Исследование режима работы двунаправленного транзисторного ключа матричного преобразователя частоты с помощью метода конечных элементов / А. Б. Дарьенков, И. А. Варыгин, Л. С. Ломакина // Инженерный вестник Дона. – 2015. – №3.

11. **Патент 2454763 РФ.** Приемопередающий модуль активной фазированной антенной решетки СВЧ-диапазона / А. Г. Далингер, В. М. Малыщик, В. А. Иовдальский. – 2010.

12. Ferro, Inc. URL: http://www.ferro.com

Статья поступила 14 октября 2015 г.

Конструкция приёмопередающего модуля АФАР СВЧ-диапазона

УДК 621.396.676.494.029.64

КОНСТРУКЦИЯ ПРИЁМОПЕРЕДАЮЩЕГО МОДУЛЯ АФАР СВЧ-ДИАПАЗОНА

А. Г. Далингер, В. А. Иовдальский, С. В. Шацкий, В. И. Новоселец

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

Рассмотрены и проанализированы известные зарубежные и отечественные конструкции приёмопередающего модуля (ППМ) АФАР СВЧ-диапазона и выявлены их недостатки. Предложена современная конструкция ГИС ППМ АФАР, позволяющая значительно улучшить электрические и массогабаритные характеристики, а также повысить её надёжность и технологичность. Предложены пути дальнейшего совершенствования конструкции ГИС, реализация которых даст дополнительный положительный эффект.

КС: гибридная интегральная схема, приёмопередающий модуль, активная фазированная антенная решётка, кристаллы монолитных интегральных схем, улучшение электрических и массогабаритных характеристик, повышение надёжности и технологичности, углубление, многослойная диэлектрическая плата

THE DESIGN OF A MICROWAVE ACTIVE PHASED ARRAY RECEIVER-TRANSMITTER MODULE

A. G. Dalinger, V. A. Iovdalsky, S. V. Shatsky, V. I. Novoselets

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

Well-known abroad and domestic designs of a microwave active phased array receiver-transmitter module (RTM) have been considered and analyzed, their deficiencies were revealed. An up-to-date design of active phased array RTM was proposed which will allow to improve significantly electrical and weight-dimensional characteristics as well as increase its reliability and manufacturability. The further ways of upgrading HIC design are proposed, their implementation will give additional positive effect.

Keywords: <u>hybrid integrated circuit, receiver-transmitter module, active phased array, monolithic integrated</u> circuit chips, improvement of electric and weight-dimensional characteristics, reliability and <u>manufacturability increase, recess, multilayer dielectric board</u>

1. ВВЕДЕНИЕ

В связи с необходимостью создания малогабаритных систем радиолокации для летательных аппаратов пятого поколения разработка твёрдотельных приёмопередающих модулей (ППМ) активных фазированных антенных решёток (АФАР) становится актуальной. Поскольку в СВЧдиапазоне основным конструкторско-технологическим вариантом исполнения блоков РЭА остаётся гибридно-интегральный, развитию ГИС СВЧ уделяется большое внимание. Такое развитие происходит в двух направлениях: во-первых, в направлении развития конструкции и технологии многослойных плат на основе LTCC-технологии; во-вторых, в направлении перевода части схемы в состав полупроводниковых кристаллов монолитных интегральных схем (МИС) и использования их в качестве комплектующих элементов ГИС [1–3].

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

1(528).indd 95

 $(\mathbf{\Phi})$

2. КОНСТРУКТОРСКАЯ ЧАСТЬ

Следует отметить и другие направления, возникшие ранее в связи с необходимостью наращивания функциональной и конструктивной сложности твердотельных модулей. Например, монтаж кристаллов компонентов ГИС в углубления в плате [4, 5], корпусирование ГИС выпуклой диэлектрической крышкой, имеющей экранную заземляющую металлизацию на внутренней поверхности [6, 7], применение индивидуальных систем теплоотвода от кристаллов полупроводниковых приборов [8, 9] и другие.

В настоящее время разработано достаточно большое количество конструкций ГИС, пригодных для использования в ППМ АФАР, однако все они обладают определёнными недостатками, ограничивающими их применение.

Так, известна ГИС ППМ АФАР СВЧ-диапазона, содержащая диэлектрическую плату с топологическим рисунком металлизации, установленную и закреплённую в металлическом корпусе. Микрополосковые входные и выходные СВЧ-выводы и низкочастотные выводы схемы расположены с противоположных сторон модуля. Кристаллы компонентов схемы с контактными площадками: полупроводниковые МИС, конденсаторы, платы тонкоплёночных схем, ферритовый магнитный вентиль и др. – установлены на плату и электрически соединены между собой и с плёночными проводниками. ГИС ППМ содержит приёмный и передающий каналы. Габаритные размеры ГИС составляют 64,5×13,5×6,5 мм [3]. Конструкция данной ГИС ППМ представлена на рис.1



Рис. 1. ГИС ППМ АФАР

Недостатками данной ГИС являются низкие электрические и массогабаритные характеристики.

Определённый интерес представляет конструкция ГИС СВЧ-диапазона, содержащая многослойную диэлектрическую плату, в каждом слое которой выполнен топологический рисунок металлизации, а на нижнем слое, с внешней стороны, выполнена заземляющая металлизация. Многослойная диэлектрическая плата установлена и закреплена на металлическом теплоотводящем основании за счет экранной заземляющей металлизации. С противоположных сторон платы выполнены микрополосковые входные и выходные СВЧ-выводы, электрически соединенные между собой через плёночные проводники и навесные компоненты, например: кристаллы полупроводниковых приборов (монолитные полупроводниковые интегральные схемы) и конденсаторы; низкочастотные выводы схемы; цепи питания; платы тонкоплёночных схем и др. Часть кристаллов навесных компонентов расположена в индивидуальных углублениях, глубина которых обеспечивает расположение лицевых поверхностей кристаллов с контактными площадками и поверхности отдельных слоёв платы в одной плоскости. Внутрисхемные соединения контактных площадок навесных компонентов между собой, с топологическим рисунком металлизации, а также отдельных частей топологического рисунка металлизации между собой выполнены приваркой круглых или плоских проводников. Из топологического

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

рисунка металлизации и навесных компонентов может быть сформирован, как минимум, один приёмный и один передающий каналы. Плата закрыта диэлектрической крышкой [10]. Конструкция такой ГИС представлена на рис. 2.



Рис. 2. Конструкция ГИС СВЧ-диапазона с промежуточными монтажными уровнями: 1 – подложка; 2 – плёночный проводник; 3 – экранная заземляющая металлизация; 4 – диэлектрическая крышка; 5 – соединительный проводник; 6 – фигурное углубление в подложке; 7 – металлизированное отверстие; 8 – кристалл компонента; 9 – плёночный проводник промежуточного слоя; 10 – соединительный проводник; 11 – слои многослойной платы (гибридно-монолитные интегральные схемы); 12 – конденсатор; 13 – металлическое основание; 14 – кристалл мощного полупроводникового прибора; 15 – припой

Однако и эта конструкция обладает определёнными недостатками: низкими электрическими и массогабаритными характеристиками.

Для улучшения электричеких и массогабаритных характеристик ГИС ППМ АФАР, а также повышение её технологичности проведена работа по совершенствованию данной конструкции [11].

В частности, предлагаемая ГИС СВЧ-диапазона выполнена [11] в виде многослойной платы с навесными компонентами, установленной и закреплённой на металлическом теплоотводящем основании и закрытой диэлектрической крышкой. Микрополосковые входные и выходные СВЧвыводы электрически соединены между собой через плёночные проводники топологического рисунка металлизации и навесные компоненты. При этом каждый слой платы выполнен на диэлектрической подложке и с одной стороны имеет топологический рисунок металлизации пленочных проводников, а сторона нижнего слоя, расположенная на теплопроводящем основании, имеет экранную заземляющую металлизацию. Часть кристаллов навесных компонентов расположена в углублениях на лицевой стороне платы с глубиной, обеспечивающей расположение в одной плоскости поверхности платы и лицевых поверхностей кристаллов с контактными площадками. Внутрисхемные электрические соединения выполнены приваркой круглых или плоских проводников.

•

А. Г. Далингер, В. А. Иовдальский, С. В. Шацкий, В. И. Новоселец

Схема представляет собой ППМ АФАР, имеющий два приёмных и один передающий каналы. Остальные кристаллы навесных компонентов расположены на поверхности многослойной платы и имеют одинаковую высоту. Диэлектрические подложки многослойной платы изготовлены из керамики, топологический рисунок металлизации выполнен по толстоплёночной технологии. В качестве навесных компонентов использованы гибридно-монолитная интегральная схема (ГМИС) усилителя мощности, монолитные полупроводниковые интегральные схемы, а именно: аттенюаторы, фазовращатели, переключатель, согласующие усилители, малошумящие усилители, схемы управления, коммутатор, устройство защитное. Тонкопленочная схема делителя мощности сигнала и схемы внутренних соединений расположены на тонкоплёночных платах, которые размещены в углублениях многослойной платы. Глубина углублений и толщины тонкоплёночных плат обеспечивают расположение лицевых поверхностей плат в одной плоскости с лицевыми поверхностями соединяемых через них кристаллов, расположенных на поверхности многослойной платы. При этом расстояние между кристаллами, контактные площадки которых подлежат соединению проводниками, а также расстояние между тонкоплёночными платами и соединяемыми с ними кристаллами составляет не более 0,15 мм. А расстояние между кристаллами монолитных полупроводниковых интегральных схем, соединяемых через тонкопленочные платы, схем внутренних соединений – не более 1,5 мм.

Приёмный канал образован последовательным соединением контактных площадок кристаллов монолитных полупроводниковых интегральных схем и тонкоплёночной платы делителя мощности сигнала и соединен одним концом с микрополосковым входным СВЧ-выводом, а другим – через переключатель с микрополосковым выходным СВЧ-выводом.

Передающий канал образован последовательным электрическим соединением переключателя, кристаллов монолитных полупроводниковых схем и ГМИС усилителя мощности.

Переключатель соединен с микрополосковым входным СВЧ-выводом, а гибридно-монолитный усилитель мощности с микрополосковым выходным СВЧ-выводом. Расстояния от кристаллов МИС до краев углублений – не более 0,15 мм. В многослойной плате выполнено сквозное отверстие, в котором установлена ГМИС усилителя мощности, высота которой обеспечивает расположение ее лицевой поверхности в одной плоскости с лицевой поверхностью кристалла монолитной полупроводниковой интегральной схемы, соединяемой с ней. Микрополосковые входные и выходные СВЧ-выводы расположены на отдельных тонкоплёночных платах и установлены по два с двух противоположных сторон многослойной платы на металлическом теплоотводящем основании, в специальных выемках, глубина которых обеспечивает расположение в одной плоскости лицевых поверхностей тонкопленочных плат с лицевой поверхностью многослойной платы. В металлическом основании между двумя отдельными тонкоплёночными платами с микрополосковыми входными и выходными СВЧвыводами выполнены два крепёжных отверстия. Крышка выполнена выпуклой, на её внутреннюю поверхность методом толстоплёночной технологии нанесена экранная заземляющая металлизация, а на наружной поверхности расположены низкочастотные выводы с контактными площадками, которые электрически соединены с топологическим рисунком многослойной платы. На рис. 3...5 представлена конструкция разработанной ГИС ППМ АФАР.

Для повышения технологичности конструкции схемы размер углубления в многослойной плате для размещения тонкоплёночной платы – делителя мощности сигнала и размер отверстия для размещения ГМИС усилителя мощности в направлении, перпендикулярном направлению присоединения СВЧ-выводов к кристаллам, больше размера тонкоплёночной платы и размера ГМИС на величину 0,5...1,5 мм.

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

14.03.2016 10:16:58







1 – многослойная диэлектрическая плата; 2 – навесные компоненты; 3 – металлическое теплоотводящее основание; 4 – диэлектрическая крышка; 5 – диэлектрическая подложка; 6 – экранная заземляющая металлизация; 7 – углубление; 8 – контактные площадки кристаллов;
9 – внутрисхемные соединения; 10 – ГМИС усилителя мощности; 11 – специальные выемки; 12 – экранная заземляющая металлизация



Рис. 4. Вид сверху ГИС ППМ (без крышки):

1 – многослойная диэлектрическая плата; 2 – навесные компоненты; 3 – металлическое теплоотводящее основание; 5 – диэлектрическая подложка; 7 – углубление; 10 – ГМИС усилителя мощности; 13 – микрополосковые входные и выходные СВЧ-выводы; 14 – топологический рисунок металлизации; 15 и 16 – приёмные каналы; 17 – передающий канал; 18 – МИС; 19 – тонкоплёночная схема делителя мощности сигнала; 20 – схемы внутренних соединений; 21 – тонкопленочные платы; 22 – переключатель; 23 – сквозное отверстие; 24 – крепёжные отверстия

Выполнение диэлектрических слоёв многослойной платы из керамики позволяет применить толстоплёночную технологию для нанесения топологического рисунка металлизации с последующим высокотемпературным (до 400 °C) отжигом и спеканием слоёв многослойной платы, что обеспечит снижение трудоёмкости изготовления и тем самым повысит технологичность конструкции ГИС.



А. Г. Далингер, В. А. Иовдальский, С. В. Шацкий, В. И. Новоселец

Рис. 5. ГИС ППМ с диэлектрической крышкой:

3 – металлическое теплоотводящее основание; 4 – диэлектрическая крышка; 13 – микрополосковые входные и выходные СВЧ-выводы; 24 – крепёжные отверстия; 25 – низкочастотные выводы; 26 – контактные площадки низкочастотных выводов

Применение в качестве навесных компонентов монолитных полупроводниковых интегральных схем (например, аттенюаторов, фазовращателей, переключателей, согласующих усилителей, малошумящих усилителей, усилителей мощности, схем управления, коммутаторов) позволяет существенно снизить паразитные параметры схемы (индуктивность и ёмкость) за счёт сокращения длины внутрисхемных соединений, а также улучшить электрические и массогабаритные характеристики.

Размещение кристаллов навесных компонентов и плат в верхнем слое многослойной платы с условием их максимально плотной компоновки (расстояние от кристаллов полупроводниковых приборов до краёв углублений – не более 0,15 мм) обеспечивает сокращение длины соединений, а значит, улучшает электрические характеристики за счёт уменьшения паразитных связей.

Установка ГМИС усилителя мощности в сквозном отверстии многослойной платы на металлическом основании таким образом, что поверхности соединяемых кристаллов монолитных полупроводниковых интегральных схем и лицевой поверхности ГМИС усилителя мощности размещаются в одной плоскости, создает необходимые условия для реализации интенсивного теплоотвода от кристалла и позволяет использовать короткие соединительные проводники, что улучшает электрические характеристики схемы.

Расположение микрополосковых входных и выходных СВЧ-выводов по два с двух противоположных сторон на отдельных тонкоплёночных платах, установленных на металлическом теплоотводящем основании в специальных выемках, глубина которых обеспечивает расположение в одной плоскости лицевых поверхностей плат с лицевой поверхностью многослойной платы, обеспечивает короткие соединительные проводники, а значит, улучшает электрические характеристики схемы.

Выполнение в металлическом основании между двумя отдельными тонкоплёночными платами с микрополосковыми входными и выходными СВЧ-выводами двух крепёжных отвер-

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

стий позволяет повысить массогабаритные характеристики за счёт экономии площади схемы, расходуемой на крепление.

Применение выпуклой диэлектрической крышки с нанесённой на её внутреннюю поверхность методом толстоплёночной технологии экранной заземляющей металлизации и выполнение на ее наружной поверхности низкочастотных выводов с контактными площадками, электрически соединённых с топологическим рисунком многослойной платы, повышает технологичность конструкции схемы за счёт обеспечения удобства подключения к контактным площадкам и улучшает электрические характеристики схемы за счёт экранировки схемы металлизацией внутренней поверхности крышки и её заземления.

Выполнение углубления в многослойной плате для посадки ГМИС усилителя мощности в направлении, перпендикулярном направлению присоединения СВЧ-выводов, размером больше размера тонкоплёночной платы и размера кристалла на 0,5...1,5 мм облегчает посадку и крепление платы и ГМИС усилителя мощности и тем самым повышает технологичность конструкции схемы.

Введение специальных тонкоплёночных плат внутрисхемных соединений обеспечивает простоту выполнения электрического соединения контактных площадок кристаллов монолитных полупроводниковых интегральных схем с контактными площадками многослойной платы. Высота плат внутрисхемных соединений обеспечивает расположение их лицевых поверхностей в одной плоскости с лицевыми поверхностями соединяемых кристаллов монолитных полупроводниковых схем. А расстояние между соединяемыми кристаллами не более 1,5 мм обеспечивает возможность более плотной компоновки кристаллов монолитных полупроводниковых интегральных схем и тем самым улучшает массогабаритные характеристики, а также повышает технологичность схемы за счёт простоты соединения, т. к. топология тонкоплёночных плат внутрисхемных соединений выполняется с учётом удобства подключения каждого кристалла (т. е. удобства соединения контактных плат).

3. ПРИМЕР КОНКРЕТНОГО ВЫПОЛНЕНИЯ ГИС ППМ

ГИС ППМ АФАР СВЧ-диапазона содержит многослойную, например восьмислойную, диэлектрическую плату *1*. Диэлектрическая подложка 5 каждого слоя изготовлена из низкотемпературной керамики (LTCC) марки «Du Pount» 951 размером $30 \times 16 \times 1,0$ мм. Топологический рисунок металлизации *14* выполнен с применением пасты 614D. Толщина каждого слоя платы *1* равна 0,125 мм. Многослойная диэлектрическая плата *1* спаяна припоем ПСрОС 3-58 с металлическим теплоотводящим основанием *3*, которое выполнено из сплава МД-50 (50 % меди и 50 % молибдена) и имеет покрытие H13л3 (1 мкм никеля и 3 мкм золота, осаждённых гальванически). Нижний слой платы *1*, расположенный на металлическом теплоотводящем основании *3*, имеет экранную заземляющую металлизацию *6*, выполненную с применением пасты 614D. Микрополосковые входные и выходные СВЧ-выводы *13* выполнены 50-омными на отдельных поликоровых тонкоплёночных платах *21* размером $5 \times 4 \times 0,5$ мм по тонкопленочной технологии со структурой металлизации микрополосковых линий и экранной заземляющей металлизации Сг_{напыл} (100 Ом/мм²) – Си_{напыл} (1 мкм) – Си_{гальв} (3 мкм) – Ni_{гальв} (0,8 мкм) – Au_{гальв} (3 мкм). Плёночные проводники платы *1* выполнены в составе топологического рисунка металлизации *14*.

В качестве навесных компонентов 2 в ГИС использованы:

101

– ГМИС усилителя мощности 10 М42230–2 (АПНТ43810.024ТУ) размерами $3\times3,5\times1,1$ мм; – монолитные арсенидгаллиевые полупроводниковые интегральные схемы 18: аттенюатор М44712 (АПНТ.434820.002ТУ) размерами 2,4×1,4×0,1 мм, фазовращатель М44149 (АПНТ.434830.019ТУ) размерами 4,3×2,2×0,1 мм, фазовращатель М44146-2 (АПНТ.434830.009ТУ) размерами 2,4×1,8×0,1 мм, переключатель М44224-2 20 (АПНТ.434830.096ТУ) размерами 1,9×1,4×0,1 мм, согласующий усилитель М421304-1,2 (АПНТ434810.062ТУ) размерами 0,92×1,26×0,1 мм, малошумящий усилитель на транзисторах М421283-1 (АПНТ434810.022ТУ) размерами 2,12×1,12×0,1 мм, малошумящий усилитель на транзисторах М421283-2 (АПНТ434810.022ТУ) размерами 2,12×1,12×0,1 мм, схема управления типа драйвер (ГПКФ.431438.005ТУ) размерами 2,4×1,8×0,1 мм, коммутатор (ГПКФ.431432.004ТУ) размерами 2,4×1,8×0,1 мм, устройство защитное М44417 (АПНТ434820.014ТУ) размерами 0,82×1,12×0,1 мм, конденсатор керамический (КРПГ.757761.002ТУ) размерами 0,65×0,65×0,3 мм.

Схемы внутренних соединений 20 расположены на тонкоплёночных платах 21, выполненных на поликоровой подложке размерами $3,7 \times 0,9 \times 0,25$ мм. Микрополосковые входные и выходные СВЧ-выводы 13 расположены на отдельных тонкоплёночных платах 21, изготовленных на поликоровой подложке размерами $5 \times 4 \times 0,5$ мм, которые закреплены на теплопроводящем основании 3 при помощи припоя ПСрОС 3-58 в специальных выемках, глубина которых равна 0,52 мм.

Расположенный в углублении 7 в многослойной плате *1* кристалл МИС *18* драйвера или коммутатора меньше размера углубления 7 на 0,1 мм в плане и по глубине на 25 мкм. Углубления 7 в многослойной плате *1* для размещения кристаллов МИС *18* драйверов или коммутатора имеют размеры $2,5 \times 1,9 \times 0,25$ мм. Углубления 7 в многослойной плате *1* для размещения тонкоплёночных плат *21* схем внутренних соединений *20* имеют размеры $3,8 \times 1,0 \times 0,125$ мм.

Размер отверстия 23 в многослойной плате *1* в направлении присоединения СВЧ-выводов ГМИС составляет 3,6 мм, что превышает на 0,1 мм размер ГМИС (3,5 мм) в направлении, перпендикулярном направлению присоединения СВЧ-выводов; размер отверстия 23 составляет 4,2 мм, что превышает на 1,2 мм размер ГМИС (3,0 мм).

В состав схемы входит передающий канал 17, состоящий из следующих МИС 18: переключателя 22, согласующего усилителя, фазовращателя, согласующего усилителя, фазовращателя, согласующего усилителя, ГМИС усилителя мощности 10, электрически соединенных между собой проволочными внутрисхемными соединениями 9. В канал 15 входят МИС 18: устройство защитное М44417, два малошумящих усилителя (М421283-1 и М421283-2), два аттенюатора, согласующий усилитель, два фазовращателя, согласующий усилитель. Канал 16 состоит из МИС 18: двух фазовращателей, согласующего усилителя, двух аттенюаторов, согласующего усилителя. Второй приёмный канал 16 соединен с микрополосковым входным СВЧ-выводом 13 и через пленочную схему делителя мощности сигнала 19 с первым приёмным каналом 15.

Кристаллы МИС 18 и тонкоплёночных плат 21, которые подлежат непосредственному электрическому соединению внутрисхемными соединениями 9, установлены на поверхности многослойной платы 1 или в углублениях в ней на расстоянии 0,1 мм друг от друга.

ГМИС 10 усилителя мощности M42230-2 (АПНТ43810.024ТУ) расположена в сквозном отверстии 23 многослойной платы 1 и закреплёна при помощи припоя ПСрОС 3-58 на металлическом основании 3.

В металлическом теплоотводящем основании *3* выполнены специальные выемки размерами 5,2×4,2×0,52 мм, по две с двух противоположных сторон многослойной платы *1*, в которых

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

 $(\blacklozenge$

установлены тонкопленочные платы 21 с микрополосковыми входными и выходными СВЧвыводами 13.

Между двумя отдельными тонкоплёночными платами 21 с микрополосковыми входными и выходными СВЧ-выводами 13 в металлическом теплоотводящем основании 3 выполнены два крепёжных отверстия 24 диаметром 2,4 мм.

Диэлектрическая крышка 4 имеет выпуклую форму и выполнена из керамики ВК-94-1 (а30.027.002TУ). Крышка установлена на периферийной части поверхности многослойной платы 1 и закреплена клеем ТЭК-1 (ТСО.028.040ТУ). На внутреннюю поверхность крышки методом толстоплёночной технологии при помощи пасты ПСтМ-1 (ТСО.029.003ТУ) с дополнительным покрытием Н13л3 нанесена экранная заземляющая металлизация 12, на ее наружной поверхности выполнены низкочастотные выводы 25 с контактными площадками 26, которые электрически соединены с топологическим рисунком металлизации 14 многослойной платы 1. Тонкопленочные платы 21 схем внутрисхемных соединений 20 упрощают соединение кристаллов МИС 18 и облегчают выполнение внутрисхемных соединений 9, а значит, повышают технологичность конструкции ГИС. Высота тонкоплёночных плат 21 схем внутренних соединений 20, выступающих над многослойной платой 1, равна 0,125 мм, что обеспечивает расположение примерно в одной плоскости лицевых поверхностей этих тонкоплёночных плат и кристаллов МИС 18, имеющих высоту 0,1 мм.

Изготовленный приемопередающий модуль имеет размеры 41×16,8×5 мм и массу 17 г.

4. ПЕРСПЕКТИВЫ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ КОНСТРУКЦИИ ГИС

Анализ показывает, что созданная конструкция также имеет определённые недостатки. Так, применение ГМИС усилителя мощности создаёт определённые сложности при изготовлении ГИС ППМ; в частности, требуется выполнить сквозное отверстие в многослойной плате и необходима специальная технология монтажа ГМИС в нем. Очевидно, что создание усилителя мощности в виде кристалла МИС и размещение его в углублении многослойной платы значительно упростит конструкцию и облегчит изготовление [12].

Другим недостатком конструкции ГИС ППМ является большое количество навесных компонентов, обусловленное малой степенью интеграции применяемых МИС. Повышение степени интеграции применяемых ГИС способно улучшить электрические и массогабаритные характеристики и повысить надёжность и технологичность ГИС ППМ.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проделанной работы предложена современная конструкция ППМ АФАР, позволяющая значительно улучшить электрические и массогабаритные характеристики, а также повысить её надёжность и технологичность. Предложены пути дальнейшего совершенствования конструкции ГИС, реализация которых даст дополнительный положительный эффект.

ЛИТЕРАТУРА

2. Монолитная схема управления сигналами ППМ АФАР // Новости СВЧ-техники / ФГУП «НПП «Исток». – 2004. – № 3. – С. 8 – 10.

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

 $(\mathbf{\Phi})$

۲

3. Набор монолитных схем для АФАР *Х*-диапазона фирмы Mimix // Новости СВЧ-техники / ФГУП «НПП «Исток». – 2006. – № 6. – С. 11 – 12.

4. А. с. 1667571 СССР. Гибридная интегральная схема СВЧ / В. А. Иовдальский, А. М. Темнов. – Приоритет 2.06.89; регистрация 27.11.96.

5. **Иовдальский, В. А.** Улучшение параметров ГИС СВЧ / В. А. Иовдальский // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 1992. – Вып. 9 – 10 (453 – 454). – С. 41 – 42.

6. **Патент 2212731 РФ.** Корпус-крышка для гибридной интегральной схемы / В. А. Иовдальский. – Приоритет 17.08.01; регистрация 20.09.03.

7. **Иовдальский, В. А.** Крышка-корпус для ГИС / В. А. Иовдальский // Электронная техника. Сер.1. СВЧтехника. – 2005. – Вып.1 (485). – С. 49 – 55.

8. **А. с. 1694021, МКИ 4 Н 01 L 23/00.** Гибридная интегральная схема СВЧ / В. А. Иовдальский, Ю. И. Молдованов, А. Н. Ануфриев. – Приоритет 28.07.89; регистрация 22.06.91.

9. **Иовдальский, В. А.** Улучшение тепловых характеристик ГИС / В. А. Иовдальский, В. М. Ипполитов, И. М. Блейвас // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 1996. – Вып.1(467). – С. 34 – 39.

10. **Климачёв, И. И.** ГИС СВЧ. Конструирование и технология / И. И. Климачёв, В. А. Иовдальский. – М.: Техносфера, 2006. – 352 с.

11. Патент 2450388С1 РФ, МПК Н 01 L 25/16. Гибридная интегральная схема СВЧ-диапазона / А. Г. Далингер, С. В. Шацкий, В. А. Иовдальский. – Приоритет 20.12.10; опубл. 10.05.12, Бюл. № 13.

12. **Иовдальский, В. А.** Исследование эффективности теплоотвода в ГИС с жидкостным охлаждением / В. А. Иовдальский, В. М. Ипполитов / Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 1999. – Вып. 2 (474). – С. 21 – 24.

Статья поступила 6 октября 2011 г.

۲

ТЕХНОЛОГИЯ И МАТЕРИАЛОВЕДЕНИЕ

•

УДК 621.91

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ РЕЖИМОВ РЕЗАНИЯ На характеристики глубоких отверстий малых диаметров в вязких материалах

А. А. Курочкин

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

Приведены результаты исследований влияния режимов резания на характеристики глубоких отверстий малых диаметров в вязких материалах. Описаны факторы, влияющие на увод отверстий, формирование стружки и поломку режущего инструмента. Разработана технология изготовления резонаторных блоков с привлечением современных методов и возможностей металлообработки.

КС: <u>сверление, глубокие отверстия малых диаметров, вязкие материалы, формирование стружки</u> <u>при сверлении, увод отверстия</u>

THE INVESTIGATION OF THE CUTTING MODE INFLUENCE ON CHARACTERISTICS OF DEEP HOLES WITH SMALL DIAMETERS IN DUCTILE MATERIALS

A.A. Kurochkin

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

The results of investigations of the cutting mode influence on characteristics of deep holes with small diameters in ductile materials are presented. The factors affecting the drill runoff, chipping and cutting tool failure were described. The technology of manufacturing resonator units involving up-to-date methods and possibilities of metal processing has been developed.

Keywords: drilling, deep holes with small diameters, ductile materials, chipping at drilling, drill runoff

АО «НПП «Исток» им. Шокина» является ведущим предприятием России по разработке и производству изделий вакуумной сверхвысокочастотной (СВЧ) электроники.

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

Одной из актуальных технологических задач при изготовлении деталей для вакуумных СВЧ-приборов является сверление системы глубоких отверстий.

В качестве примера рассмотрим одну из деталей, в которой необходимо просверлить систему отверстий диаметром 3,4 мм с шероховатостью поверхности *Ra* 1,25 мкм на глубину

۲

۲

более 30 диаметров (рис. 1). При этом увод отверстия не должен превышать 0,01 мм. Материал заготовки – чистая бескислородная медь (МОб).



Рис. 1. Блок с системой глубоких отверстий

Известно, что сверление – это визуально закрытый процесс резания. Мы не можем наблюдать процесс формирования стружки, как, скажем, при точении, что значительно усложняет отработку режимов сверления. При экспериментальной отработке режимов сверления используют мониторинг нагрузки на сверло (визуально и через нагрузку на шпиндель), проводят анализ полученной стружки.

Ранее обработку глубоких отверстий производили на координатно-расточном станке с последующей дообработкой отверстий на электроискровом станке «Арта».

Сверление производилось с двух сторон и проходило в два этапа:

1. После разметки отверстия засверливались коротким сверлом на глубину 15 мм. Это давало минимальный увод за счет малой длины сверла и в дальнейшем задавало направление длинному сверлу.

2. На следующем этапе отверстия продолжали сверлить длинным сверлом. Данная технология сверления не позволяла достичь требуемых параметров, так как на точностные параметры оказывали влияние следующие факторы: увод инструмента, дополнительный переустанов детали либо погрешность 4-й оси.

В качестве смазочно-охлаждающей технической среды (СОТС) использовали масло, которое наносили кисточкой на сверло, что совершенно незначительно влияло на охлаждение инструмента и на вывод стружки из зоны резания.

Подача сверла осуществлялась ручным способом, что не позволяло достигнуть требуемой равномерности шероховатости. Увод отверстия достигал 0,2 мм, а шероховатость варьировалась от *Ra* 2,5 до *Ra* 5 мкм. При сверлении часто происходила поломка инструмента, связанная с физическими характеристиками обрабатываемого металла (меди).

Медь – вязкий материал, и при ее обработке образуется сливная стружка. В зависимости от подачи стружка может формироваться достаточно толстой и забивать каналы ее выхода.

Окончательная обработка отверстия осуществлялась на электроискровом станке, что незначительно улучшало характеристики обрабатываемого отверстия. Шероховатость поверхности не достигала требуемого значения, наблюдалась конусность отверстий. Трудоемкость изготовления всех систем отверстий занимала 40 ч. (Впоследствии от операции обработки отверстий на электроискровом станке отказались.)

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

۲

۲

Исследование влияния режимов резания на характеристики глубоких отверстий малых диаметров в вязких

Были внесены изменения в технологию изготовления блока, что незначительно улучшало выходные параметры, а трудоемкость и себестоимость возросли. Во вновь разработанной технологии были учтены минусы предыдущей, и было принято решение собирать блок из двух половинок (рис. 2). Таким образом, исключалась дополнительная установка детали, что повысило точность и приблизило изделие к требуемым параметрам. Так за один установ сверлились системы отверстий и отверстия под стыкующие блок шпильки, затем отверстия системы растачивались.



Рис. 2. Блок с системой отверстий, собираемый из 2-х половинок

Недостатком явным и немаловажным стала трудоемкость изготовления изделия. Появились дополнительные операции по высокотемпературной пайке блоков в водородной среде в печах мощностью 250 кВт и дополнительные расходы, связанные с тем, что в качестве припоя использовали золотосодержащие сплавы. Процент выхода годных изделий был очень низок, и тот факт, что блок был паянный, отрицательно сказывался на СВЧ-параметрах прибора.

В настоящее время с появлением нового оборудования задача глубокого сверления отверстий решается на фрезерном обрабатывающем центре «LEADWELL V30i». Поэтому была разработана новая технология: сверлить цельный блок с одной стороны во избежание переходов на поверхности отверстий. Для этого был изготовлен специальный инструмент на фирме «Walter» Titex, которая имеет большой практический опыт в области сверления и занимается этим с 19-го века.

Было составлено техническое задание, по которому изготовлены образцы сверл для глубокого сверления меди (рис. 3), в них применяется внутренняя подача смазочно-охлаждающей жидкости (СОЖ). При изготовлении этого инструмента учтен опыт НПП «Исток» и фирмы-производителя инструмента «WALTER».

По новой технологии обработка производится спиральным твёрдосплавным сверлом, сделанным на базе сверла XD Drill A6885 фирмы «Walter» с внутренней подачей СОЖ, которая подается под давлением 80 атм.

Сверление производится в два этапа.



Рис. 3. Финишное и пилотное сверла для глубокого сверления

Сначала сверлится заходное отверстие пилотным сверлом на глубину 12 мм (рис. 4), после чего производится сверление длинным (финишным) сверлом (рис. 5). Заходное отверстие играет роль направляющего, диаметр его выбирается таким, чтобы финишное сверло заходило в него по скользящей посадке.

Затем осуществляется сверление с внутренней подачей СОЖ под давлением.

В процессе отработки технологии были выявлены недостатки в режимах сверления, рекомендованных фирмой «Walter», а также недостатки существующей геометрии сверла.

Как было сказано выше, при обработке меди образуется сливная стружка и при сверлении по изначально рекомендованным режимам толщина стружки формировалась довольно большой,

что приводило к забиванию стружечных канавок и наматыванию стружки на сверло (рис. 6), а значит, к поломке сверла (рис. 7).



Рис. 4. Сверление заходного отверстия пилотным сверлом



Рис. 6. Наматывание стружки на сверло



Рис. 5. Сверление глубокого отверстия финишным сверлом



Рис. 7. Сломанное сверло

Изначальный расчет был на то, что стружка со сверла будет срываться под действием центробежной силы, из чего и рассчитывалась подача на оборот с учетом массы той части стружки,



Рис. 8. Стружка при сверлении пилотным сверлом

которая вышла на поверхность отверстия. Однако этого не происходило.

Для отвода стружки из зоны резания в программе заложен принудительный обрыв стружки за счет прерывистой подачи, путем задержки прохода сверла на определенное время через определенный интервал. Также опытным путем были подобраны режимы резания, которые изначально основывались на рекомендованных инженером-технологом фирмы «WALTER». Цель заключалась в том, чтобы подобрать такой режим, при котором толщина стружки формировалась небольшой (чтобы не забивала стружечные канавки), но и не слишком малой (иначе она бы не выталкивала на поверхность предыдущую, оборванную стружку) (рис. 8, 9).

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016
Экспериментальной подборкой режимов цель была достигнута, сверло не ломалось, шероховатость поверхности соответствовала требованиям.

Однако измерения готовой детали показывали увод отверстия более чем на 0,07 мм, что не допустимо. Рис. 10 иллюстрирует увод отверстия. В табл. 1 приведены параметры, характеризующие увод отверстия. На рис. 11 показан график разброса отклонений.



Рис. 9. Стружка при сверлении финишным сверлом



Рис. 10. Увод отверстия

Таблица 1

۲

№ отверстия	X	Х	Δ	Y _{bx}	$Y_{_{\rm Bbix}}$	Δ	Диагональ
I система							
1	35,97	35,91	0,06	3,42	3,41	0,01	0,061
2	32,18	32,13	0,05	6,18	6,19	-0,01	0,051
3	33,62	33,65	-0,03	10,66	10,75	-0,09	0,095
4	38,32	38,35	-0,03	10,66	10,73	-0,07	0,076
5	39,77	39,72	0,05	6,16	6,23	-0,07	0,086
II система							
1	49,91	49,89	0,02	3,43	3,37	0,06	0,063
2	46,16	46,18	-0,02	6,19	6,24	-0,05	0,054
3	47,62	47,65	-0,03	10,65	10,75	-0,1	0,104
4	52,33	52,32	0,01	10,64	10,70	-0,06	0,061
5	53,78	53,77	0,01	6,18	6,23	-0,05	0,051
III система							
1	63,95	63,88	0,07	3,41	3,32	0,09	0,114
2	60,17	60,14	0,03	6,18	6,12	0,06	0,067
3	61,63	61,65	-0,02	10,65	10,71	-0,06	0,063
4	66,33	66,38	-0,05	10,65	10,67	-0,02	0,054
5	67,79	67,74	0,05	6,18	6,14	0,04	0,064

Параметры, характеризующие увод отверстия

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

109

۲

А. А. Курочкин

۲



Рис. 11. График разброса отклонений

На основе этих данных были сформулированы требования по доработке геометрии сверла и направлены на фирму «WALTER».

Благодаря измененной геометрии сверла и отработанным режимам резания под характеристики имеющегося оборудования, увод сверла удалось свести к минимуму (найбольшее значение – 0,05 мм) (табл. 2). На рис. 12 показан график разброса отклонений.

Для достижения требуемых характеристик изготавливаемого изделия режимы резания были подобранны экспериментально, с учетом собранной статистики и всех выявленных отрицательных факторов (выход из строя режущего инструмента, его увод и т. д.).

Таблица 2

۲

№ отверстия	X	Х	Δ	Y _{bx}	$Y_{_{\rm BMX}}$	Δ	Диагональ
I система							
1	35,91	35,95	-0,04	29	29,01	-0,01	0,041
2	32,13	32,18	-0,05	26,24	26,26	-0,02	0,054
3	33,58	33,62	-0,04	21,77	21,78	-0,01	0,041
4	38,29	38,33	-0,04	21,77	21,78	-0,01	0,041
5	39,73	39,78	-0,05	26,25	26,25	0	0,050
II система							
1	49,94	49,98	-0,04	29	29,02	-0,02	0,045
2	46,12	46,17	-0,05	26,24	26,25	-0,01	0,051
3	47,59	47,64	-0,05	21,77	21,79	-0,02	0,054
4	52,29	52,34	0,05	21,76	21,77	-0,01	0,051
5	53,73	53,76	-0,03	26,24	26,23	0,01	0,032
III система							
1	63,93	63,96	-0,03	28,99	29,02	-0,03	0,042
2	60,13	60,16	-0,03	26,24	26,26	-0,02	0,036
3	61,58	61,63	-0,05	21,76	21,77	-0,01	0,051
4	66,29	66,34	-0,05	21,75	21,76	-0,01	0,051
5	67,74	67,78	0,04	26,22	26,25	0,03	0,050

Параметры, характеризующие увод отверстия

110

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

۲

14.03.2016 10:17:00

Исследование влияния режимов резания на характеристики глубоких отверстий малых диаметров в вязких

 $(\blacklozenge$

В результате применения данной технологии повысилась точность выполняемых отверстий до значения 0,05 мм, уменьшилась шероховатость до требуемого значения и стала равномерной на всей глубине отверстия. Разброс отклонений стал меньше, что свидетельствует о преодолении фактора влияния структуры материала на увод сверла.

В настоящее время данная технология сверления глубоких отверстий в связи с приобретением фрезерного 5-координатного обрабатывающего центра «MIKRON HPM 450U» претерпела незначительные изменения: отверстия сверлятся с двух сторон (рис. 13), режимы резания рассчитаны на основе опыта сверления отверстий на обрабатывающем центре «LEADWELLV 30i». Эта технология была внедрена на АО «НПП «Исток» им. Шокина».



Рис. 12. График разброса отклонений



Рис. 13. Обработка системы глубоких отверстий с двух сторон на станке «МІКRON НРМ 450U»

В ходе применения данной технологии повысилась точность выполняемых отверстий до значения 0,01 мм (max). Точность обусловлена погрешностью позиционирования станка, которая по паспорту не превышает 5 мкм.

Применение нового оборудования, а также разработка новой технологии дали следующие результаты.

1. По сравнению с технологией обработки системы отверстий на координатно-расточном станке, новая технология обработки (на станке «MIKRON HPM 450U») значительно снижает трудоемкость и себестоимость: обработка всех систем отверстий блока занимает 30 мин, а не 4 смены по 8 ч, как было прежде.

2. Точность увеличилась с 0,2 до 0,01 мм, шероховатость поверхности снизилась с *Ra* 5 до *Ra* 1,25 мкм, время обработки сократилось в 20 раз, выход годных деталей увеличился в 3 раза. Был преодолен фактор влияния структуры материала на увод сверла.

ЛИТЕРАТУРА

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

2. Троицкий, Н. Д. Глубокое сверление / Н. Д. Троицкий. – Л.: Машиностроение, 1971.

Статья поступила 8 июня 2015 г.

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

111

۲

А. В. Алексахин, Д. Н. Гулидов

()

УДК 621.922

РАЗРАБОТКА АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ ВЫБОРА ОПТИМАЛЬНОГО ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА РЕЗКИ СЛИТКОВ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ И ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ

А. В. Алексахин

ООО «Объединенные беспроводные технологии», г. Москва

Д. Н. Гулидов

Национальный исследовательский университет «МИЭТ», г. Москва, Зеленоград

Проведен анализ особенностей и ограничений методов резки слитков алмазными кругами и проволокой. Описана последовательность операций по выбору оптимального техпроцесса разделения заготовок из твердых хрупких материалов на пластины.

КС: автоматизированная система, резка слитков на пластины

THE DEVELOPMENT OF AUTOMATED SYSTEM FOR CHOOSING THE OPTIMAL TECHNOLOGICAL PROCESS FOR CUTTING INGOTS OF SEMICONDUCTOR AND DIELECTRIC MATERIALS

A. V. Alexakhin

JSC «United wireless technologies», Moscow

D. N. Goolidov

National Research University «MIET», Moscow, Zelenograd

The analysis of peculiarities and restrictions of cutting ingots with diamond wheels and wire was performed. The sequence of operations on choosing the optimal technological process for cutting ingots from hard fragile materials into wafers has been described.

Keywords: automated system, cutting ingots into wafers

Резка твердых хрупких материалов (ТХМ) традиционно ведется абразивным инструментом, причем абразив может быть как в связанном, так и в свободном состоянии. Развитие твердотельной электроники, основанное на использовании таких материалов, как германий, кремний, лейкосапфир, карбид кремния, интерметаллические соединения типов A_2B_6 и A_3B_5 и т. п., потребовало создания инструмента, обеспечивающего минимальные потери дорогостоящих разрезаемых материалов на пропил, высокое качество поверхности с незначительной глубиной структурно-дефектных слоев и обладающего большим рабочим ресурсом.

За довольно короткий период развития твердотельной электроники операция резки монокристаллов на пластины претерпела ряд существенных изменений [1]. На первых порах

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

112

Разработка автоматизированной системы выбора оптимального технологического процесса резки слитков

разделение слитков германия и кремния производилось традиционным для других отраслей промышленности способом, с использованием алмазного круга с наружной режущей кромкой. Затем появились технологии резки набором полотен или проволокой с добавлением абразивной суспензии. Позднее был разработан такой уникальный инструмент, как алмазный круг с внутренней режущей кромкой (AKBP), долгие годы занимавший в электронной промышленности лидирующие позиции на операции резки. Параллельно развивалась технология резки слитков на пластины бесконечной ленточной пилой, оснащенной алмазной режущей кромкой на гальванической связке. С увеличением поперечных размеров разделяемых заготовок ТХМ до 600...800 мм использование кругов АКВР стало весьма проблематичным, ввиду того что изготовление и эксплуатация кругов с габаритами, позволяющими обрабатывать такие заготовки, связаны с созданием громоздкого, неоправданно дорогостоящего оборудования. В результате с появлением новых высокопрочных материалов и прецизионного оборудования широкое распространение вновь получила технология разделения заготовок ТХМ проволокой. В настоящее время чаще всего используют три метода разделения полупроводниковых и диэлектрических слитков на пластины:

– резка кругами АКВР;

- проволокой, оснащенной алмазным режущим покрытием;
- проволокой с добавлением в зону резания абразивной суспензии.

При разработке технологического процесса изготовления подложек зачастую возникает проблема, связанная с выбором экономически наиболее обоснованного метода резки. Такой выбор подразумевает анализ многих параметров и источников информации. Исключение из анализа какого-либо важного критерия может явиться причиной неоправданных технологических потерь дорогостоящих материалов, повышения трудоемкости изготовления продукции, снижения выхода годных изделий.

Целью данной работы являлась разработка автоматизированной системы выбора оптимального технологического процесса алмазно-абразивной резки полупроводниковых и диэлектрических слитков на пластины.

Схема алгоритма показана на рисунке.

Действия по выбору оптимального процесса, исходя из заданных параметров, выполняются в такой последовательности.

1. Выбор кристаллографической плоскости резания. Этот критерий выбора относится к анизотропным полупроводниковым и диэлектрическим монокристаллам. Обычно плоскость резания задается, и она перпендикулярна оси роста такого монокристалла. Если же плоскость резания анизотропного монокристалла может быть выбрана произвольно, то следует руководствоваться рекомендациями, разработанными для различных типов кристаллической решетки и собранными в базу данных. Как известно, сдвиг в кристалле происходит наиболее легко вдоль атомных плоскостей с наиболее плотной упаковкой атомов. Например, в кристаллах кремния и германия такой является плоскость (111). Каждый тип кристаллической решетки характеризуется совокупностью ряда плоскостей легчайшего сдвига, одну из которых целесообразно выбрать в качестве плоскости резания. Резание в этой плоскости может осуществляться с максимальной производительностью и высоким качеством обработанной поверхности.

2. Выбор кристаллографического направления резания. Этот критерий выбора также относится к анизотропным полупроводниковым и диэлектрическим монокристаллам. Он обычно





Алгоритм выбора технологического процесса резки слитка

не задается, хотя многочисленные литературные источники указывают на то, что анизотропия механических свойств монокристаллических полупроводниковых и диэлектрических материалов заметно влияет на производительность и качество обработки. Так, при резке монокристаллического кремния вдоль плоскости (111) рекомендуется подачу инструмента устанавливать вдоль кристаллографического направления типа [112], при резке монокристалла антимонида индия вдоль плоскости (111) – вдоль кристаллографического направления типа [110], при резке монокристаллического кремния вдоль плоскости (100) – вдоль кристаллографического на-

۲

۲

Разработка автоматизированной системы выбора оптимального технологического процесса резки слитков

правления типа [100]. Аналогичные рекомендации существуют и для резки других монокристаллических материалов: с алмазоподобной решеткой, решеткой типа сфалерита, решеткой типа вюрцита (гексагональной) и т. д. Вводя наименование материала и обозначение кристаллографической плоскости, вдоль которой должно осуществляться разделение монокристалла, из имеющейся базы данных выбирается рекомендуемое кристаллографической направление подачи инструмента на монокристалл.

3. Оценка поперечного размера разрезаемой заготовки. Оценивается наибольший поперечный размер разрезаемой заготовки и сравнивается с максимальным размером, который может быть разрезан с помощью кругов АКВР. С середины 80-х годов прошлого столетия и до настоящего времени наибольшим является круг типа АКВР 860×305, у которого внешний диаметр равен 860 мм, а внутренний – 305 мм. Этот круг предназначен для резки заготовок максимального поперечного размера 200 мм (имеется информация о серийном производстве фирмой «Asahi Diamond Industrial Co Ltd.», Япония, кругов типа АКВР 1180×410, предназначенных для резки слитков диаметром 250 мм, однако на отечественных предприятиях в настоящее время нет оборудования для их эксплуатации). Таким образом, заготовки, поперечный размер которых превышает 200 мм, могут быть разделены только с помощью проволочной резки. При появлении возможности разделения кругами АКВР слитков большего поперечного размера значение параметра проверки должно быть скорректировано.

4. Оценка предельной ширины пропила. Сравнивается максимально допустимая ширина пропила с минимальной шириной, которая может быть обеспечена с помощью кругов АКВР. В настоящее время минимальная толщина режущей кромки круга АКВР, из всего перечня серийно выпускаемого инструмента, составляет 0,2 мм. Это ограничение объясняется прочностными характеристиками материала основы круга и требованиями приемлемой износостойкости режущей кромки последнего. Таким образом, если ширина пропила должна быть менее 0,2 мм, она может быть обеспечена только с помощью проволочной резки. При появлении кругов АКВР с меньшей толщиной режущей кромки значение параметра проверки должно быть скорректировано.

5. Оценка минимальной толщины отрезаемой пластины. При разделении заготовок кругами АКВР вследствие весьма высоких скоростей обработки, расклинивающего действия смазочно-охлаждающей жидкости, находящейся между основой инструмента и отрезаемой пластиной, значительных термических градиентов в зоне резания весьма затруднительно получить относительно тонкую пластину, т. е. пластину с большим отношением ее диаметра к толщине. Ввиду значительной хрупкости обрабатываемых материалов, под воздействием вышеперечисленных факторов повышается вероятность разрушения или скола пластин по мере уменьшения их толщины. В технической литературе описаны ограничения по толщине пластин различного диаметра из различных материалов, которые могут быть воспроизводимо отрезаны кругами АКВР.

Следует проверить требуемую толщину отрезанной пластины на ограничения, налагаемые технологическими особенностями процесса резки кругами AKBP, по имеющейся базе данных по следующему маршруту: наименование материала \rightarrow кристаллографическая ориентация плоскости резания \rightarrow кристаллографическое направление рабочей подачи \rightarrow диаметр заготовки. Если выбранное из базы данных значение толщины пластины не превышает требуемое, то может быть использована резка кругами AKBP.

6. Оценка величины партии пластин. Если требования, предъявляемые к максимальному поперечному размеру заготовки, максимально допустимой ширине пропила и минимальной толщине отрезаемой пластины, удовлетворяются, то при отрезании небольшого количества пластин целесообразно использовать резку кругами AKBP. Такая рекомендация объясняется тем, что при проволочной резке для каждой конкретной толщины отрезаемых пластин должна быть изготовлена пара дорогостоящих прецизионных направляющих барабанов с кольцевыми канавками [2]. Кроме того, продолжительность подготовки к осуществлению операции резки на многопроволочном станке достигает нескольких часов, что может быть неприемлемо с точки зрения экономических аспектов рационального использования дорогостоящего оборудования.

7. Изготовление пластин разной толщины в партии. Если требуется разрезать заготовку на пластины разной толщины, причем общее количество пластин относительно невелико (от нескольких десятков до нескольких тысяч), обработку целесообразно осуществлять кругами AKBP при условии, что требования, предъявляемые к максимальному поперечному размеру заготовки, максимально допустимой ширине пропила и минимальной толщине отрезаемой пластины, удовлетворяются. Такая рекомендация объясняется тем, что в этом случае должна быть изготовлена пара дорогостоящих прецизионных направляющих барабанов с индивидуально расположенными кольцевыми канавками. Тогда как оборудование резки кругами AKBP обеспечивает несложную регулировку шагового перемещения разрезаемой заготовки относительно плоскости вращения инструмента в широких пределах с дискретностью порядка 1 мкм.

8. Требование минимизации толщины структурно-дефектных слоев на сторонах отрезанных пластин. Как известно, глубина нарушений приповерхностных слоев после абразивной обработки, разновидностью которой является операция резки, зависит от целого ряда факторов. Наиболее существенными из них являются: размер абразивных зерен, твердость материала абразива, режимные параметры резания (линейная скорость перемещения режущего покрытия, величина рабочей подачи, температура в зоне обработки).

Исследования показали, что толщина трещиноватого слоя, образующегося в процессе обработки ТХМ свободным абразивом, связана с размером абразивного зерна зависимостью

$$h = 1,5kc,\tag{1}$$

где *h* – толщина трещиноватого слоя; *k* – эмпирический коэффициент, зависящий от режимных параметров технологического процесса резки; *с* – размер зерна основной фракции абразива.

В процессе проволочной резки с добавлением абразивной суспензии в качестве абразивного порошка чаще всего используется карбид кремния с размером зерен 10...12 мкм. Микротвердость карбида кремния обычно изменяется в диапазоне 32...35 ГПа. И если для обеспечения приемлемой скорости резки таких материалов, как монокристаллический кремний (микротвердость которого в зависимости от кристаллографической ориентации и степени легирования составляет 8,2...9,6 ГПа), арсенид галлия (5,9...6,8 ГПа), германий (6,2...6,9 ГПа), антимонид индия (2,0...2,2 ГПа) и т. п., микротвердости карбида кремния достаточно, то скорость обработки сопоставимых с ним по микротвердости сапфира (22...24 ГПа), гадолинийгаллиевого граната (16...18 ГПа) и т. п. недостаточна для производственных целей. Поэтому для резки материалов с микротвердостью более 10 ГПа целесообразно использовать в качестве абразива природный или синтетический алмазный порошок.

Однако микротвердость абразивного порошка влияет не только на производительность резки, но и на глубину распространения структурно-дефектных слоев под обрабатываемой поверх-

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

Разработка автоматизированной системы выбора оптимального технологического процесса резки слитков

ностью. Совершенно очевидно, что микротвердость и прочность твердых хрупких материалов корреляционно связаны, т. е. при повышении твердости вдавливаемого в хрупкий материал индентора и сохранении величины нагружения глубина проникновения трещин в обрабатываемый материал возрастает. Поэтому с целью снижения глубины нарушенного слоя целесообразно, по возможности, использовать абразивы с минимальной микротвердостью.

Кроме того, следует учитывать, что в процессе проволочной резки образуется нарушенный слой, существенно меньший, чем при резке кругами АКВР [3].

9. Критерий оперативности разделения заготовки. Следует сравнить время отрезания одной пластины кругами AKBP и проволокой с учетом вышеприведенных критериев. Например, средняя продолжительность отрезания одной пластины кремния диаметром 150 мм на станке проволочной резки модели DS 265 фирмы «Mayer Burger Swiss Slicing Systems» составляет около 60 с. Средняя продолжительность отрезания одной пластины кремния диаметром 150 мм кругом AKBP на станке модели «Алмаз-12» Луганского завода электронного машиностроения составляет около 300 с и не зависит от толщины. Выбор в пользу проволочной резки при сравнении рассматриваемых двух вариантов с точки зрения оперативности (производительности) очевиден. Однако по мере увеличения толщины отрезаемых пластин преимущество проволочной резки уменьшается и сходит на нет при отрезании пластин толщиной примерно 1,8 мм. При дальнейшем увеличении толщины отрезаемых пластин преимущество по оперативности переходит уже к методу резки кругами AKBP.

Рассчитать продолжительность *P* отрезания одной пластины проволочной резкой можно по формуле

$$P = \frac{S}{N},\tag{2}$$

где *S* – продолжительность разрезания слитка; *N* – количество одновременно отрезаемых пластин, причем

$$N = \frac{L}{t_1 + t_2},\tag{3}$$

L – длина слитка; *t*₁ – толщина отрезаемой пластины; *t*₂ – ширина пропила.

Сравнив полученный результат с продолжительностью отрезания одной пластины кругом АКВР, производится выбор более оперативного метода резки.

В соответствии с разработанным алгоритмом были созданы необходимые базы данных и разработано программное обеспечение на языке С# с использованием среды разработки MS Visual Studio 2010.

ЛИТЕРАТУРА

1. Запорожский, В. П. Обработка полупроводниковых материалов / В. П. Запорожский, Б. А. Лапшинов. – М.: Высш. шк., 1988. – 184 с.

2. At the cutting edge of precision silicon technology. Manual (Wire Saw DS 265) // Mayer Burger Swiss Slicing Systems» (CH-3613, Steffisburg / Switzerland). – 2006. – P. 87 – 122.

3. Аникин, А. В. Исследование нарушений в пластинах кремния при их механической обработке / А. В. Аникин // Микроэлектроника и информатика – 2005: Труды 12-й Всероссийской межвузовской научно-технической конференции студентов и аспирантов. – Москва, 2005. – С. 53.

Статья поступила 22 октября 2015 г.

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

117

۲

КВАНТОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

•

УДК 53

ВЫВОД ФОРМУЛЫ ДЛЯ СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ ИЗЛУЧЕНИЯ БЕЗ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ГИПОТЕЗЫ О КВАНТАХ

И. А. Балыко, А. К. Балыко

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

В результате использования усеченного распределения Гиббса получены выражения для закона излучения абсолютно черного тела (формула Планка) без использования квантования энергии вещественных осцилляторов.

КС: излучение абсолютно черного тела, законы Кирхгофа, Вина, Рэлея-Джинса, Планка, квант энергии

THE DERIVATION OF FORMULA FOR SPECTRAL RADIATION DENSITY WITHOUT USING HYPOTHESIS ABOUT QUANTA

I. A. Balyko, A. K. Balyko

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

As a result of using truncated Gibbs distribution, the expressions for the law of black body radiation (Planck formula) were obtained without using the energy quantization of real oscillators.

Keywords: black body radiation, Kirchhoff law, Wien law, Rayleigh-Jeans law, Planck law, energy quantum

Исполнилось 115 лет с того исторического дня 19 октября 1900 г., когда Планк обнародовал найденную им формулу для спектральной плотности энергии излучения абсолютно черного тела, содержащую новую мировую константу *h*, названную позднее постоянной Планка [1]. Эта и последующая сразу после нее вторая статья с гипотезой о квантах энергии осцилляторов [1], а также опубликованная в 1905 г. А. Эйнштейном статья [2], где он, основываясь на гипотезе Планка, ввел понятие кванта света и объяснил явления внешнего фотоэффекта, дали начало мощному направлению в познании природы – квантовой теории. Важнейшими достижениями квантовой физики на первом этапе явились расчет спектров излучения и поглощения электромагнитных волн различными элементами, с высокой точностью совпавших с экспериментальными данными, и объяснение положения элементов в периодической системе Д. И. Менделеева, что стало лишь началом в огромном перечне последующих достижений квантовой теории.

В то же время справедливости ради надо сказать, что технические достижения в квантовой физике менее значимы, чем в развивавшейся параллельно ядерной физике, где сначала были открыты фундаментальные основы существования искусственных источников энергии, а затем впервые в истории человечества эти источники были созданы. При этом в ядерной физике,

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

۲

Вывод формулы для спектральной плотности излучения без использования гипотезы о квантах

в отличие от квантовой теории, постоянная Планка практически не используется. Этот факт заставляет усомниться в фундаментальности гипотезы о квантах энергии и в самой квантовой теории. Тем более что квантовая теория так и не смогла объяснить того, с чего начала – почему атомы стабильны. Возникает вопрос: а что, если два великих ученых направили физику по пути, который приведет или уже привел к тупику? Может быть, есть смысл вернуться к истокам возникновения квантовой теории и пересмотреть ее базовые понятия? Например, вывести формулу Планка, не прибегая к гипотезе о квантах энергии. Решению этой задачи и посвящена настоящая работа.

Тело, поглощательная способность которого для всех частот при любой температуре равна единице, называют абсолютно черным телом (АЧТ). Важной характеристикой АЧТ является спектральная плотность излучения $\rho(v, T)$ – энергия, содержащаяся в единице объема поля излучения в единичном частотном интервале [3]. В 1859 году Г. Кирхгоф сформулировал закон теплового излучения АЧТ: функция $\rho(v, T)$ не зависит от природы тела и является универсальной функцией, зависящей только от температуры и частоты.

В 1879 году Й. Стефан на основе экспериментальных данных предположил, что полная энергия, излучаемая нагретым телом, изменяется пропорционально четвертой степени абсолютной температуры. В 1884 году Л. Больцман доказал, что эта зависимость справедлива только для АЧТ. Экспериментально был получен коэффициент пропорциональности этой зависимости о, который стал именоваться постоянной Стефана-Больцмана.

Существенный прорыв в исследовании теплового излучения АЧТ сделал В. Вин. Рассматривая модель АЧТ, предложенную Кирхгофом, как равновесную термодинамическую систему, он в 1893 году вывел формулу (первый закон Вина) для $\rho(v, T)$ [3]:

$$\rho(\nu,T) = \nu^3 f\left(\frac{\nu}{T}\right),\tag{1}$$

где *f* – функция, зависящая только от отношения частоты к температуре.

В 1896 году В. Вин предложил уже конкретное выражение (второй закон Вина) для функции $\rho(v, T)$:

$$\rho(\nu,T) = \alpha \nu^3 e^{-\frac{\beta \cdot \nu}{T}}.$$
(2)

В 1897 году Планк, рассматривая процессы равновесия излучения и вещества в виде введенных им вещественных осцилляторов, вывел уравнение [1]

$$\rho(\nu,T) = \frac{8\pi\nu^2}{c^3} \cdot U(\nu,T),\tag{3}$$

где c – скорость света; U(v, T) – равновесная энергия осциллятора, но он не смог найти выражения для этой энергии.

Заметим, что соотношение U(v, T) = kT(k - постоянная Больцмана) первым получил А. Эйнштейн, но сделал это в 1905 году [2], когда уже была известна формула Планка.

На рубеже веков техника эксперимента позволяла проверить второй закон Вина, что и было сделано несколькими группами ученых [4]. Ф. Пашен выполнил измерения в ближней инфракрасной области для длин волн от 1 до 8 мкм (частот от 300 до 37,5 ТГц) при температуре 300...1600 К и опубликовал свои данные в январе 1897 года. На основе этих данных были вычислены коэффициенты $\alpha = 6,17 \cdot 10^{-58} \text{ Дж/(с·м}^3), \beta = 4,8 \cdot 10^{-11} \text{ Дж·К}$ и полностью подтверж-

119

 $(\mathbf{\Phi})$

 $(\blacklozenge$

дена справедливость формулы (2) для этих диапазонов длин волн (частот) и температур. О. Люммер и Э. Прингсгейм исследовали еще не изученную область спектра с длинами волн от 12 до 18 мкм при тех же температурах; в феврале 1900 г. они опубликовали свои результаты, где показали, что в этой области длин волн второй закон Вина перестает работать. К такому же выводу в 1900 г. пришли Г. Рубенс и Ф. Курлбаум, исследовавшие диапазон длин волн от 30 до 60 мкм при температурах 470...1770 К. Таким образом, формула (2) совпадала с экспериментальными данными лишь при v/T >> 1. На основании проведенных измерений было показано, что зависимость $\rho(v, T)$ от частоты имеет максимум. Используя формулу (1), В. Вин определил положение этого максимума. Применительно к длине волны ($\lambda = c/v$) так называемый закона смещения Вина имеет вид [3]:

$$\lambda_{\max} T = b. \tag{4}$$

Поскольку формула (2) совпадала с экспериментальными данными лишь на высоких частотах и при низких температурах, то поиски общего выражения для $\rho(v, T)$ для любых частот и температур продолжались, причем с особой интенсивностью в 1900 г.

Важный шаг на этом пути сделал лорд Д. Рэлей. В июне 1900 г. вышла его статья, где он впервые предложил применить к излучению распределение Д. Максвелла и вывел соотношение

$$\rho(\nu,T) = C_1 \cdot \nu^2 \cdot T, \tag{5}$$

но не определил значение константы C_1 [4]. Д. Джинс позже показал, что $C_1 = 8\pi k/c^3$, поэтому (5) называется формулой Рэлея-Джинса.

Выражения (3) и (5) схожи по структуре, однако вывод Д. Рэлея коренным образом отличается от подхода Планка, поскольку первый вообще не рассматривал вещественные осцилляторы, а изучал свойства только электромагнитных волн в закрытом объеме. Выражение (5) полностью согласуется с (1) и хорошо совпадает с опытом в области малых частот или больших температур, но для больших частот и малых температур она уже не верна. Кроме того, из (5) следует, что спектральная интенсивность растет как квадрат частоты и в пределе очень больших частот становится бесконечно большой. Имеет место, как говорят, «ультрафиолетовая катастрофа». Чтобы избежать этого, Д. Рэлей добавил экспоненциальный множитель, по подобию закона Вина, и в том же 1900 г. опубликовал новую формулу [4]

$$\rho(\nu, T) = C_1 \nu^2 T e^{-\frac{C_2 \nu}{T}}.$$
(6)

Осенью 1900 г. перед Д. Рэлеем лежали две формулы, (2) и (6), для двух разных диапазонов частот. Трудно сказать, что помешало выдающемуся физику получить общий закон излучения АЧТ. Ведь если ввести безразмерную переменную $x = \beta \cdot v/T$ и положить в формуле (6) $C_2 = \beta$ и $C_1 = \alpha/\beta$, то формулы (2) и (6) примут схожий вид:

$$\rho(x,T) = \alpha \left(\frac{T}{\beta}\right)^3 x^3 e^{-x},$$
(7a)

$$\rho(x,T) = \alpha \left(\frac{T}{\beta}\right)^3 x^2 e^{-x}.$$
(76)

Вывод формулы для спектральной плотности излучения без использования гипотезы о квантах

۲

Если общую формулу записать в виде их суммы

$$\rho(x,T) = \alpha \left(\frac{T}{\beta}\right)^3 x^2 (1+x) e^{-x}, \qquad (8)$$

то при x >> 1 получается выражение (7а), а при x << 1 – выражение (7б).

Используя теперь приближенное разложение $e^x = 1 + x$, преобразуем (8):

$$\rho(x,T) = \alpha \left(\frac{T}{\beta}\right)^3 x^3 \frac{(1+x)}{x} e^{-x} = \alpha \left(\frac{T}{\beta}\right)^3 x^3 \frac{e^x}{e^x - 1} e^{-x} = \alpha \left(\frac{T}{\beta}\right)^3 \frac{x^3}{e^x - 1}.$$
(9)

Возвращаясь к размерной переменной, получаем окончательную формулу

$$\rho(\nu,T) = \alpha \frac{\nu^3}{e^{\beta \frac{\nu}{T}} - 1}.$$
(10)

Из выражения (10) при $\alpha = 8\pi h/c^3$ и $\beta = h/k$ получается формула

$$\rho(\nu, T) = \frac{8\pi h}{c^3} \frac{\nu^3}{\frac{h\nu}{kT} - 1},$$
(11)

которую получил Планк, обнародовал ее 19 октября 1900 г., а опубликовал через два месяца [1, 4].

Имеется несколько описаний того, как была получена формула (11). М. Борн приводит такую версию [5]. Так как величина $\rho(v, T)$ пропорциональна *T*, то для малых отношений v/T Планк записал выражение для равновесной энергии осциллятора в виде U(v, T) = a/y, где y = kT, a – постоянная. Для больших отношений v/T он использовал формулу Вина (2) и записал формулу в виде $U(v, T) = Ce^{-by}$. Для обоих случаев он нашел выражения для производных $\frac{dU}{dy} = -\frac{a}{y^2} = -\frac{U^2}{a}$ и $\frac{dU}{dy} = -Cbe^{-by} = -bU$, сложил их правые части, получил дифференциальное уравнение $\frac{dU}{dy} = -\frac{U^2}{a} - bU$, проинтегрировал его и нашел решение $U = \frac{ab}{e^{by} - 1}$. Затем перешел к пе-

ременным v и T, подставил в выражение для $\rho(v, T)$ и получил формулу (11).

В свете описанных выше интенсивных поисков этой формулы в 1900 г. вырисовывается и такой сценарий получения этой формулы. По словам А. Пайса [4], он содержится в некрологе Г. Рубенсу, написанном Г. Гетнером.

«Вероятнее всего, Планк открыл свой закон рано вечером в воскресенье 7 октября 1900 г. В этот день семейство Планков навестил Рубенс с женой. Рубенс рассказал Планку, что, по его данным, величина $\rho(v, T)$ пропорциональна *T* при малых *v*. Не успели гости уйти, как Планк сел за работу и сразу понял, что нужно изменить в законе Вина, чтобы он соответствовал данным Рубенса. В тот же вечер он отправил Рубенсу открытку с полученной им формулой, а 19 октября предложил ее публично»... «Сам Планк в своих воспоминаниях, написанных в возрасте 90 лет, дает несколько отличное описание этому» [4].

Обратим внимание, что экспериментатор Рубенс фактически подтвердил Планку справедливость теоретической формулы, полученной ранее Д. Рэлеем. Поэтому можно согласиться с заключением, приведенным в книге А. Пайса: «...экспериментаторы, работавшие рядом

۲

 $(\mathbf{\Phi})$

И. А. Балыко, А. К. Балыко

с Планком, были хорошо знакомы с результатами Рэлея. Возникает вопрос, а не читал ли и Планк вышедшую за полгода до того, как он предложил свой закон, важную цитированную статью Рэлея? Как бы то ни было, в 1900 г. Планк не ссылался на работу Рэлея [4]», «...не ссылался на нее и Лоренц, давший в 1903 г. еще один вывод закона v^2T . Отметим, что Лоренц получил верное значение для константы C_1 , однако сделал он это не непосредственно, а прибегнув к закону излучения Планка [4]».

Заметим, что в 1900 г. М. Планку было 42 года, а Х. Лоренцу – 48 лет.

В 1905 г. А. Эйнштейн (ему было 25 лет) получил формулу для U(v, T) = kT и привел новый вывод формулы Планка, но также не сослался на работу Д. Рэлея. Более того, А. Эйнштейн в этом же году опубликовал еще две статьи (по теории относительности и броуновскому движению) и также, следуя примеру Планка, не дал ни одной ссылки на работы предшественников. Такое отношение Планка, Лоренца и Эйнштейна к основополагающим работам лорда Д. Рэлея кажется по меньшей мере странным.

В 1900 году профессору Королевского института в Лондоне лорду Д. Рэлею исполнилось 58 лет. Он был общепризнанным авторитетом в различных областях физики. Д. Рэлей стоял у истоков теории колебаний, первым установил связь между фазовой и групповой скоростями распространения волн, получил формулу для групповой скорости, построил теорию скинэффекта, исследовал поверхостные волны (волны Рэлея), изучил рассеяние света (рассеяние Рэлея), объяснил голубой цвет неба, открыл инертный газ аргон, получил формулу для распределения модуля случайного вектора (распределение Рэлея), открыл закон намагничивания (закон Рэлея), вывел формулу для спектральной плотности энергии излучения АЧТ (формула Рэлея-Джинса), изобрел рефрактометр и манометр.

Трудно поверить, чтобы работы по излучению АЧТ английского ученого, которому было присвоено тринадцать почетных ученых степеней, который был принят в члены свыше 50 научных обществ и именем которого названы пять физических явлений, законов и формул, не знала целая группа ученых. Скорее всего, Планк использовал их, но скромно промолчал, а остальные ученые, под влиянием авторитета Планка сделали то же самое. Сам Д. Рэлей не стал в те годы втягиваться в спор приоритетов, поскольку в 1904 г. он получил самую престижную для физиков Нобелевскую премию за открытие инертного газа аргона. Планк получил эту премию только в 1918 г., Эйнштейн – в 1922 г.

Во всей истории, связанной с излучением АЧТ и последовавшим за этим созданием квантовой теории, основополагающими, по-видимому, являются два результата.

1. Получение фундаментального закона излучения АЧТ – формулы Планка. Можно считать, что Планк получил формулу (11) путем подгонки под известные экспериментальные данные, или объединил формулы Вина и Рэлея в одну путем их суммирования, или это просто озарение, пришедшее к ученому после нескольких лет кропотливого поиска. Так или иначе, но научный мир признает за Планком первенство в открытии и публичном оглашении его формулы.

2. Теоретический вывод полученной формулы Планка. Поскольку формула Планка – фундаментальный физический закон, то, на наш взгляд, ее теоретический вывод должен быть многообразен, то есть не должен основываться только на гипотезе о квантах, а получаться и из классических представлений, что мы и покажем далее.

Считается, что явный вид функции $\rho(v, T)$ нельзя установить методами термодинамики, не рассматривая конкретного механизма испускания и поглощения излучения. Поскольку форма

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

Вывод формулы для спектральной плотности излучения без использования гипотезы о квантах

۲

закона (1) не должна зависеть от конкретного механизма излучения, то в качестве простейшей модели излучающего материального центра была выбрана модель линейного гармонического осциллятора с собственной частотой v. Находясь в полости с равновесным излучением, под действием хаотически меняющегося электромагнитного поля излучения осциллятор будет совершать вынужденные колебания с хаотически меняющимися амплитудами и фазами, излучая и поглощая электромагнитные волны. Энергия осциллятора будет совершать беспорядочные флуктуации вокруг среднего значения ε .

Согласно формуле Лармора [3], полное излучение заряженной частицы, движущейся с уско-

рением \vec{r} , равно $I = \frac{2(\vec{r})^2}{3} \cdot \left(\frac{e^2}{4\pi\epsilon_0}\right)$, где e - заряд частицы; $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ пФ/м.}$ Отсюда излучаемая осциллятором за 1 с энергия равна $d\epsilon = \frac{2(\vec{r})^2}{3c^3} \cdot \left(\frac{e^2}{4\pi\epsilon_0}\right) d\nu$. Интегрирование уравнения движения осциллятора $\vec{r} + (2\pi\nu)^2 r = 0$ дает гармоническую функцию $r = R \cdot \cos(2\pi\nu t + \varphi)$. Поскольку средняя кинетическая энергия $\overline{\epsilon_{\text{ваен}}} = \frac{m(\vec{r})^2}{2} = \frac{m(2\pi\nu)^2 R^2}{4}$ равна средней потенциальной энергии $\overline{\epsilon_{\text{пст}}} = \frac{m(2\pi\nu)^2 \overline{r^2}}{2} = \frac{m(2\pi\nu)^2 R^2}{4}$. то каждая из них равна половине

полной энергии $\overline{\varepsilon} = \frac{m(2\pi\nu)^2 R^2}{2}$, так что $(\overline{r})^2 = (2\pi\nu)^4 \overline{r^2} = \frac{(2\pi\nu)^2}{m} \cdot \overline{\varepsilon}$ и окончательно

$$d\varepsilon = \frac{2 \cdot (2\pi\nu)^2}{3mc^3} \cdot \left(\frac{e^2}{4\pi\varepsilon_0}\right) \cdot \overline{\varepsilon} \cdot d\nu.$$

С другой стороны, осциллятор, помещенный в поле излучения, объемная спектральная плотность которого есть $\rho(v, T)$, каждую секунду поглощает энергию этого поля. Поглощенная энергия определяется работой, которую затрачивает поле излучения, поддерживая колебания осциллятора. Работа, произведенная над осциллятором полем излучения в 1 с, равна:

$$dW = \frac{\pi}{3m} \cdot \left(\frac{e^2}{4\pi\varepsilon_0}\right) \cdot \rho(\nu, T) d\nu.$$

В случае равновесия излучаемая и поглощаемая осциллятором энергии должны совпадать друг с другом, поэтому

$$\rho(\nu,T) = \frac{8\pi\nu^2}{c^3} \cdot \bar{\epsilon}, \qquad (12)$$

где **є** – средняя энергия осциллятора, колеблющегося с частотой *v*.

Согласно классическим представлениям, развитым Д. Максвеллом, Л. Больцманом и Д. Гиббсом, энергия осциллятора может изменяться непрерывно, причем при равновесии с излучением состояние осциллятора, характеризуемое энергией є, встречается с вероятностью

$$W(\varepsilon) = \frac{1}{kT} \cdot e^{-\frac{\varepsilon}{kT}},$$
(13)

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

123

так что ε получается в результате усреднения по всем энергетическим состояниям (от 0 до ∞):

$$\bar{\varepsilon} = \frac{\int_{0}^{\infty} \varepsilon \cdot e^{-\frac{\varepsilon}{kT}} d\varepsilon}{\int_{0}^{\infty} e^{-\frac{\varepsilon}{kT}} d\varepsilon} = kT.$$
(14)

Если это среднее значение энергии осциллятора, определенное классически, подставить в формулу излучения (12), то она дает формулу Рэлея-Джинса:

$$\rho(\nu,T) = \frac{8\pi\nu^2}{c^3} \cdot kT. \tag{15}$$

Общая формула (11) была получена М. Планком в результате отказа от классических представлений о непрерывности излучения и поглощения электромагнитных волн веществом. Он предположил, что энергия гармонического осциллятора может принимать (помимо $\varepsilon = 0$) не произвольные, а только избранные значения, образующие дискретный ряд: ε_0 , $2\varepsilon_0$, $3\varepsilon_0$, ..., где ε_0 – определенная величина, зависящая только от собственной частоты *v* осциллятора.

Если осциллятор находится в поле излучения полости, стенки которой поддерживаются при постоянной температуре, то наряду с излучением будут происходить и акты поглощения, в результате которых установится вполне определенное состояние равновесия, в котором число переходов с излучением в среднем равно числу обратных переходов с поглощением. В этом состоянии будут возбуждены все энергетические уровни, но с различными вероятностями. Вероятности возбуждения энергетических уровней осциллятора пропорциональны величинам: 1 (для $\varepsilon = 0$), $\exp(-\varepsilon_0/kT)$, $\exp(-2\varepsilon_0/kT)$, Теперь в расчете средней энергии осциллятора ε фигурируют уже не все энергии, как это было раньше, а лишь энергии вида $\varepsilon_n = n\varepsilon_0$ (n = 0, 1, 2, 3, ...) и вычисление ε отличается от предыдущего (14) только заменой интегрирования суммированием:

$$\overline{\varepsilon} = \frac{\sum_{n=0}^{\infty} \varepsilon_n e^{-\frac{\varepsilon_n}{kT}}}{\sum_{n=0}^{\infty} e^{-\frac{\varepsilon_n}{kT}}} = \frac{\varepsilon_0 \sum_{n=0}^{\infty} n \cdot e^{-\frac{n\varepsilon_0}{kT}}}{\sum_{n=0}^{\infty} e^{-\frac{n\varepsilon_0}{kT}}} = \frac{\varepsilon_0 e^{-\frac{\varepsilon_0}{kT}}}{1 - e^{-\frac{\varepsilon_0}{kT}}} = \frac{\varepsilon_0}{e^{\frac{\varepsilon_0}{kT}} - 1}.$$

Подставляя это выражение в формулу (12), получаем:

$$\rho(\nu,T) = \frac{8\pi\nu^2}{c^3} \frac{\varepsilon_0}{e^{\frac{\varepsilon_0}{kT}} - 1}.$$
(16)

Приравняв (16) и (1), получим соотношение

$$f\left(\frac{\nu}{T}\right) = \frac{8\pi}{c^3} \cdot \frac{\varepsilon_0 / \nu}{e^{\frac{\varepsilon_0}{kT}} - 1}.$$
(17)

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

124

Вывод формулы для спектральной плотности излучения без использования гипотезы о квантах

 $(\blacklozenge$

Величина ε_0 может зависеть только от собственной частоты *v* осциллятора. Поэтому для того, чтобы правая часть (17) была функцией только аргумента *v*/*T*, необходимо и достаточно, чтобы $\varepsilon_0 = hv$. Если теперь $\varepsilon_0 = hv$ подставить в формулу (17), то получаем формулу Планка (11).

Используя равенство $\varepsilon_0 = hv$, получаем выражение для средней энергии квантованного осциллятора в виде

$$\bar{\varepsilon} = \frac{h\nu}{e^{kT} - 1},$$
(18)

т. е. она не равна kT, как это было получено ранее из классических представлений, а зависит сложным образом от частоты v. Значит разным частотам соответствуют различные средние энергии осциллятора. Однако при малых частотах квантовые свойства осциллятора оказываются малозаметными и для $\bar{\epsilon}$ получаем kT, что соответствует закону равномерного распределения энергии осциллятора по степеням свободы.

Закон смещения Вина следует из формулы Планка (11), которая позволяет определить константу $\lambda_{max} T = b = 2,9 \cdot 10^{-3} \text{ м} \cdot \text{K}.$

Используя формулу Планка (11), была получена формула для постоянной Стефана-Больцмана $\sigma = 7,56 \cdot 10^{-16} \, \text{Дж} \cdot \text{M}^{-4}$. Именно по этой формуле, зная из опыта σ , Планк впервые рассчитал численное значение постоянной *h*.

Гипотеза квантов, т. е. дискретности излучения, встретила вначале сильное сопротивление. Сам Планк полагал, что излучение не обладает квантовыми свойствами, а ими наделены только осцилляторы вещества. Заслуга в укоренении квантовых свойств излучения принадлежит А. Эйнштейну, который впервые выдвинул гипотезу о световых квантах (свет, как известно, является электромагнитным излучением) и на основе этой гипотезы дал объяснение фотоэффекту [2, 4]. С этого момента укоренилось мнение, что формула Планка может быть получена только из квантовых представлений. Однако, как уже говорилось выше, поскольку формула Планка – это фундаментальный физический закон, то ее теоретический вывод не должен основываться только на гипотезе о квантах, должен получаться из классических представлений. Ниже будет дан вывод формулы Планка (11) на основе классических представлений без использования квантования по энергиям.

Для этого воспользуемся классическим понятием усеченной плотности распределения вероятности [6]. Для распределения по энергиям (13) в ограниченном сверху интервале ($0 < \varepsilon < E$) усеченная плотность имеет вид

$$W_{E}(\varepsilon) = \frac{W(\varepsilon)}{\int_{0}^{E} mpu \quad 0 \le \varepsilon \le E,}$$

$$\int_{0}^{W}(\varepsilon)d\varepsilon \qquad (19)$$

$$W_{E}(\varepsilon) = 0 \quad mpu \quad \varepsilon > E.$$

Следуя Планку и А. Эйнштейну, будем считать, что АЧТ содержит вещественные осцилляторы и электромагнитное излучение. Поскольку среднее значение энергии для любой частоты определяется только температурой АЧТ: $\lim_{E \to \infty} \int_{0}^{E} \varepsilon \cdot W_{E}(\varepsilon) d\varepsilon = kT$, то при тепловом равновесии на каждой частоте должен соблюдаться закон сохранения средней энергии между осцилляторами и излучением

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

125

И. А. Балыко, А. К. Балыко

•

$$kT = \bar{\varepsilon}_{\text{OCL}} + \bar{\varepsilon}_{\text{HST}}.$$
(20)

Существенно отметить, что внутри АЧТ излучение есть всегда, а вещественные осцилляторы могут отсутствовать. Как было сказано выше, случай отсутствия осцилляторов $\bar{\epsilon}_{ocu} = 0$ как раз и был рассмотрен Д. Рэлеем, который получил значение $\bar{\epsilon} = \bar{\epsilon}_{HBR} = kT$.

Найдем среднее значение энергии осцилляторов для общего случая, используя усеченное распределение (19):

$$\bar{\varepsilon}_{\text{осц}} = \frac{\int_{0}^{E} \varepsilon \cdot W(\varepsilon) d\varepsilon}{\int_{0}^{E} W(\varepsilon) d\varepsilon} = kT \cdot \frac{1 - (1 + \frac{E}{kT})e^{-\frac{E}{kT}}}{1 - e^{-\frac{E}{kT}}} = kT \cdot \left(1 - \frac{\frac{E}{kT}}{e^{\frac{E}{kT}} - 1}\right).$$
(21)

Сопоставляя выражения (20) и (21), приходим к формуле

$$\bar{\varepsilon} = \bar{\varepsilon}_{HSR} = \frac{E}{e^{kT} - 1},$$
(22)

которая при E = hv совпадает с формулой (18), полученной сначала Планком, а затем и А. Эйнштейном, при этом оба ученых основывались на гипотезе о квантах энергии. После подстановки (18) в (12) получается формула Планка (11).

Таким образом, показано, что фундаментальная формула Планка для спектральной плотности излучения АЧТ может быть получена без использования гипотезы квантования по энергиям и переходом от интегрирования к суммированию при расчете средней энергии излучения.

Поскольку гипотеза квантов не является необходимой для вывода закона излучения Планка, то эта гипотеза не носит фундаментального характера, и поэтому ряд фундаментальных соотношений квантовой теории может быть пересмотрен, поскольку эти соотношения могут быть получены классическим путем.

Рассмотрим, например, принцип неопределённости. В учебниках по квантовой механике он трактуется как «фундаментальное соотношение, устанавливающее предел точности одновременного определения пары характеризующих систему квантовых наблюдаемых. Более доступно он звучит так: чем точнее измеряется одна характеристика частицы, тем менее точно можно измерить вторую. Соотношение неопределённостей задаёт нижний предел для произведения среднеквадратичных отклонений пары квантовых наблюдаемых. Принцип неопределённости, открытый В. Гейзенбергом в 1927 году, является одним из краеугольных камней физической квантовой механики и является следствием принципа корпускулярно-волнового дуализма».

Для пары «энергия *E* – время *t*» соотношение неопределенности имеет вид

$$\Delta E \cdot \Delta t \ge h. \tag{23}$$

Поскольку «среди специалистов, интересующихся теорией квантовых измерений, нет единого мнения о фундаментальности соотношения (23)» [7], то покажем, как такое соотношение можно получить и из классического подхода.

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

14.03.2016 10:17:01

Вывод формулы для спектральной плотности излучения без использования гипотезы о квантах

 $(\blacklozenge$

Пусть u(t) – стационарный случайный процесс во времени (это может быть напряжение, ток, электрическое поле и т. п.) с нулевым средним значением и функцией автокорреляции

$$B(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t-\tau)u(t)dt.$$
 (24)

Спектральная плотность мощности такого процесса может быть найдена как преобразование Фурье от автокорреляционной функции

$$S(\nu) = \int_{0}^{\infty} B(\tau) e^{-j2\pi\nu\tau} d\tau.$$
⁽²⁵⁾

Обратное преобразование Фурье по известной S(v) определяет $B(\tau)$:

$$B(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\nu) e^{-j2\pi\nu\tau} d\nu.$$
⁽²⁶⁾

Максимальное значение автокорреляционной функции B(0), согласно (24), определяет дисперсию случайного процесса u(t), а с другой стороны, согласно (26), – полную энергию этого процесса, которая равна площади под кривой спектральной плотности. $B(\tau)$ и $S(\nu)$ – функции симметричные и убывающие с ростом соответствующих параметров. Поэтому площадь под кривой спектральной плотности (25) может быть выражена как произведение S(0) на ширину полосы частот $\Delta \nu$: $B(0) = S(0) \cdot \Delta \nu$.

По тем же соображениям можно получить подобное соотношение $S(0) = B(0) \cdot \Delta \tau$, где $\Delta \tau$ – время наблюдения случайного процесса.

Сопоставляя эти два равенства, получаем: $\Delta v \cdot \Delta \tau = 1$.

Умножая обе части этого равенства на h и принимая во внимание соотношение $\Delta E = hv$, получаем соотношение неопределенности $\Delta E \Delta \tau = h$. Подобным образом можно получить соотношение неопределенности для пары «координата – импульс»: $\Delta x \Delta p = h$.

Принцип неопределенности применительно к квантовой физике может быть проиллюстрирован и такими рассуждениями. Пусть есть некоторая функция u(t) и ее Фурье-образ $U(\omega)$, тогда

$$u(t) = \int_{-\infty}^{\infty} U(v) e^{-j2\pi v t} dv.$$

Если мы «сожмем функцию u» по t в A раз, то есть перейдем к функции $u_A(t) = u(At)$, то её спектр растянется во столько же раз: $U_A(\omega) = C \cdot U(\omega/A)$, поскольку частота каждой спектральной гармоники $e^{-j\omega t}$ этого разложения должна будет умножиться на A. Эта иллюстрация, строго говоря, конечно, носит довольно частный характер, однако она обнажает физический смысл иллюстрируемого свойства: когда мы сжимаем сигнал, его частоты во столько же раз увеличиваются.

Не намного сложнее прямым вычислением получить аналогичный вывод для случая гауссовых волновых пакетов, показав, что полуширина гауссова волнового пакета обратно пропорциональна полуширине его спектра (имеющего также гауссов вид). Могут быть доказаны и более общие теоремы, сводящиеся точно к соотношению неопределённостей Гейзенберга, только без h в правой части (или, иначе говоря, в точности повторяющие соотношение неопределённостей Гейзенберга при h = 1).

127

1(528).indd 127

ЛИТЕРАТУРА

1. **Планк, М.** К тепловому излучению абсолютно черного тела / М. Планк // Избранные труды. – М.: Наука, 1975. – С. 5 – 9.

2. Эйнштейн, А. Об одной эвристической точке зрения, касающейся возникновения и превращения света / А. Эйнштейн // Собрание научных трудов. – М.: Наука, 1966. – Т. III. – С. 92 – 107.

3. **Румер, Ю. Б.** Термодинамика, статистическая физика и кинетика / Ю. Б. Румер, М. Ш. Рывкин. – М.: Наука, 1967.

4. Пайс, А. Научная деятельность и жизнь Альберта Эйнштейна / А. Пайс. – М.: Наука, 1989.

5. Борн, М. Физика в жизни моего поколения / М. Борн. – М.: Наука, 1967.

6. Крамер, Г. Математические методы статистики / Г. Крамер. – М.: ГИИЛ, 1948.

7. **Воронцов, Ю. И.** Соотношение неопределенности энергия – время / Ю. И. Воронцов // УФН. – 1981. – Т. 133, вып. 2. – С. 351 – 365.

Статья поступила 7 августа 2015 г.

۲

۲

🚃 НОВЫЕ КНИГИ 🚞

 $(\blacklozenge$

ТОМАСИ У. Электронные системы связи. – М.: Техносфера, 2016. – 1360 с.

Руководство по современным средствам электросвязи охватывает различные аспекты технологий передачи и обработки информации, методов приема и генерации сигналов, аналоговой и цифровой модуляции, передачи по проводным и волоконно-оптическим линиям, распространению радиоволн, спутниковой, сотовой и радиорелейной связи, протоколов передачи данных, телефонии, коммутации и сигнализации.

При беспрецедентной широте охвата, материал изложен компактно, доступно, ясно и с тонким пониманием сути рассматриваемых вопросов, известной обычно только узкому кругу специалистов данного направления. В частности, обсуждаются достоинства и недостатки рассматриваемых технических решений, использованы поясняющие числовые параметры.

Издание будет полезно широкому кругу читателей, включая радиолюбителей, студентов, преподавателей, разработчиков аппаратуры и проектировщиков. Особый инетерес книга представляет для специалистов по системной интеграции услуг связи, которые найдут в ней необходимую справочную информацию для комплексной оценки проектируемых сетей связи.

КОЛЛЕКТИВ АВТОРОВ. **Полупроводниковая электроника** (Серия "Схемотехника"). – М.: ДМК Пресс, 2015. – 592 с.: ил.

Книга написана сотрудниками компании Infineon Technologies, одного из мировых лидеров в области полупроводниковой электроники. Сборник содержит проверенные временем фундаментальные знания по полупродникам от А (АЦП) до Z (эффект Зенера), в том числе главы по диодам и транзисторам, силовым приборам, элементам оптоэлектроники, датчикам, микросхемам памяти и микроконтроллерам. Также приведены сведения по смарт-картам, полупроводниковым устройствам для автомобилей, коммуникационным модулям. Отдельная глава посвящена электромагнитной совместимости компонентов. Реальная новизна книги состоит в том, что авторы сумели изложить в ней все современные тенденции, веяния и достижения в области полупроводниковых технологий.

Издание будет полезно инженерам-электронщикам и электротехникам, а также преподавателям и студентам, которым всегда нужно иметь под рукой сборник справочных материалов по современной микроэлектронике.

 $(\mathbf{\Phi})$

🚃 НОВЫЕ КНИГИ 🚃

 $(\mathbf{0})$

Нанотехнологии в электронике-3.1 / Под ред. чл.-корр. РАН Ю. А. Чаплыгина. – М.: Техносфера, 2016. – 480 с.: ил.

Книга представляет собой сборник научных работ сотрудников и выпускников Национального исследовательского университета "МИЭТ" и касается развивающихся направлений нанотехнологий в электронике. Следует отметить, что каждая из статей – это законченный труд научно-исследовательского либо аналитического характера, отражающий современное состояние исследований в обсуждаемых авторами областях.

Книга будет полезна специалистам в различных областях микро- и наноэлектроники, а также молодым исследователям – аспирантам и студентам-магистрантам.

ГРУЗДОВ В. В., КОЛПАКОВСКИЙ Ю. В., КОНЦЕВОЙ Ю. А. Контроль новых технологий в твердотельной СВЧ-электронике. – М.: Техносфера, 2016. – 328 с.: ил.

В книге представлено обобщение накопленного опыта по созданию методов входного и технологического контроля при разработке и производстве CBЧ-транзисторов на основе широкозонных материалов, в частности транзисторов на гетероструктурах типа AlGaN/GaN. Рассмотрены системы отечественных и зарубежных стандартов, на основе которых проводятся разработки CBЧ-транзисторов. Подробно описаны физические основы гетероструктур, описаны свойства широкозонных полупроводников, методы изготовления CBЧ-транзисторов. Детально анализируется технология производства транзисторов с учетом имеющегося опыта их реального изготовления. Рассмотрены электрические, оптические, рентгеновские, электронно-микроскопические и аналитические методы, которые применяются при входном и технологическом методах контроля. Рассмотрен опыт создания в ОАО "НПП "Пульсар" CBЧ-транзисторов и CBЧ-блоков на их основе.

Книга будет полезна специалистам в области электроники, исследователям, инженерам-практикам и разработчикам радиоэлектронной аппаратуры.

ПРАВИЛА НАПРАВЛЕНИЯ, РЕЦЕНЗИРОВАНИЯ И ОПУБЛИКОВАНИЯ НАУЧНЫХ СТАТЕЙ В НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОМ СБОРНИКЕ «ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА», СЕРИЯ 1, «СВЧ-ТЕХНИКА»

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

2. Статья должна содержать:

соответствующий индекс универсальной десятичной классификации литературы (УДК);

- инициалы и фамилии авторов;
- название;
- реферат;
- ключевые слова;
- текст самой статьи;
- список литературы;

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

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

3. Статья должна быть подготовлена в текстовом редакторе MS Word для Windows и передана в виде файла (формат .doc или .docs) по электронной почте, либо записанного на ФЛЭШ или оптическом (CD) носителе, и двух печатных экземпляров.

4. Форматирование статьи: одинарный межстрочный интервал, выравнивание текста по ширине, абзацный отступ – 0,7 см. При наборе текста используются только стандартные True Type шрифты – Times New Roman и Symbol. Размер шрифта основного текста – 12 пунктов, примечаний и ссылок – 10 пунктов. Устанавливаемый размер бумаги – A4 (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 (не более 18 × 24 см) принимаются в электронном виде.

На весь иллюстративный материал должны быть ссылки в тексте.

 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.

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

10. Полученная статья направляется редакцией на рецензирование ведущим специалистам в данной научнотехнической области.

11. Итоговое решение об одобрении или отклонении представленных в редакцию материалов принимается редакционной коллегией на основании заключения рецензентов, о чем авторы ставятся в известность.

12. Редакция направляет авторам представленных материалов копии рецензий или мотивированный отказ, а также обязуется направлять копии рецензий в Министерство образования и науки Российской Федерации при поступлении в редакцию издания соответствующего запроса. Рецензии на все опубликованные статьи хранятся в редакции издания 5 лет.

11. Плата с аспирантов за публикацию рукописей не взимается.

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 1(528), 2016

۲

 $(\mathbf{0})$

КАТАЛОГ

информационных изданий на 2016 г.

Проводится подписка на следующие виды изданий:

- «Электронная техника», серия 1, «СВЧ-техника» (4 вып. в год). Стоимость подписки 2400 руб., включая НДС (18%). Издается 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 (10 вып. в год). Стоимость подписки 2400 руб., включая НДС (18 %). Издается в цветном варианте.

Для оформления подписки необходимо произвести оплату по указанным ниже банковским реквизитам: АО «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, АО «НПП «Исток» им. Шокина», ОНТИ; тел./факс: (495)465-86-12.

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

3.	АКАЗ
Прошу принять подписку на «	» на 2016 г. и направлять по адресу:
Куда	
(почтовый	й индекс, адрес)
Кому	
(названи	ие организации)
Saraa onnahah nuatayuu in nonvuoluuan M	пото

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

۲

СЕРИЯ 1 **«СВЧ-ТЕХНИКА»** НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ СБОРНИК

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

Подписано к печати 10.3.2016 г.	Усл. п. л. 16,5	Формат 60×88 ^{1/8}
Отпечатано в ООО "КУТИНОВ ПРИНТ"	Учизд. л. 17,0	Тираж 500
г. Москва	Индекс 36292	16 статей

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

۲

۲



Подписной индекс 36292 в каталоге агентства «Роспечать»

1(528).indd 134

۲

۲