

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

СЕРИЯ 1 СВЧ-ТЕХНИКА НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ СБОРНИК

Выпуск 2(521)
г.

2014

Издается с 1950

Главный редактор

д.т.н. А.А. Борисов

Редакционная коллегия:

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

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

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

ROSTEC STATE CORPORATION

JOINT STOCK COMPANY Ruselectronics

ELEKTRONNAYA TEKHNIKA

(Electronic Engineering)

SERIES 1

SVCH-TEKHNIKA

(Microwave Engineering)

COLLECTION OF RESEARCH & TECHNICAL ARTICLES

Issue 2(521)

2014

Founded in 1950 г.

Editor-in-chief

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

Editorial staff:

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

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

© JOINT STOCK COMPANY «RESEARCH AND PRODUCTION CORPORATION «ISTOK» named after A.I. Shokin»

С О Д Е Р Ж А Н И Е

Твердотельная электроника

<i>Максимов Н.А., Панас А.И.</i> – Твердотельные энергоэффективные генераторы хаотических колебаний СВЧ-диапазона и их применение в системах РЭП.....	5
<i>Платонов С.А.</i> – Влияние задержек появления управляющего сигнала на работу составных высоковольтных твердотельных ключей.....	14
<i>Темнов А.М.</i> – Анализ монолитных интегральных схем СВЧ для приемопередающих 2D- и 3D-модулей АФАР X-диапазона. Часть 2.....	23
<i>Иовдальский В.А., Пчелин В.А., Герасименко С.В.</i> – Эффективность применения двух-кристалльных составных ПТШ в усилителе мощности СВЧ-диапазона.....	33

Электровакуумные приборы

<i>Чурюмов Г.И., Экезли А.И.</i> – Исследование режима перестройки частоты в импульсном магнетроне с двумя выводами энергии.....	39
<i>Лопин М.И.</i> – Возникновение релаксационных колебаний в мощном усилительном клистроне непрерывного режима.....	46
<i>Лопин М.И.</i> – Металлосплавные катоды для мощных многолучевых клистронов непрерывного режима на основном виде колебаний.....	53

Технология и материаловедение

<i>Вяхирев В.Б., Дерябкин А.В., Духновский М.П., Куликов Е.Н., Ратникова А.К., Тихомиров М.С., Фёдоров Ю.Ю.</i> – Влияние границы раздела алмаз – металл на теплопроводящие свойства алмазного металлизированного теплоотвода.....	57
<i>Леонтьев И.А., Яшинов Ю.М.</i> – Механизм возникновения теплового барьера на контакте алмаз – металл.....	61
<i>Умирзаков Б.Е., Донаев С.Б.</i> – Модификация поверхности Pd и Pd – Ва ионной бомбардировкой.....	65

Краткие сообщения

<i>Балыко А.К., Балыко И.А.</i> – Метод решения неоднородных линейных дифференциальных уравнений.....	73
---	----

ROSTEC STATE CORPORATION

JSC «Ruselectronics»

JSC «RPC «ISTOK»

ELEKTRONNAYA TEKHNIKA

(Electronic Engineering)

SERIES 1

SVCH-TEKHNIKA

(Microwave Engineering)

COLLECTION OF RESEARCH & TECHNICAL ARTICLES

C O N T E N T S

Solid-state electronics

- Maximov N.A., Panas A.I.* – Microwave solid-state power efficient chaotic oscillators and their application in radio countermeasures systems..... 5
- Platonov S.A.* – The impact of control signal appearance delays on the work of composite high-voltage solid-state switches..... 14
- Temnov A.M.* – Analysis of microwave monolithic integrated circuits (MMICs) for X-range 2D and 3D transmitter-receiver AFAR modules. Part 2..... 23
- Iovdalsky V.A., Pchelin V.A., Gerasimenko S.V.* – The efficiency of using two-chip composite field-effect Schottky transistors in microwave range power amplifier..... 33

Electrovacuum devices

- Churyumov G.I., Ekezy A.I.* – The investigation of frequency tuning mode in a pulsed magnetron with two energy outputs..... 39
- Lopin M.I.* – Onset of relaxation oscillations in CW high-power amplifier klystron..... 46
- Lopin M.I.* – Metal-alloy cathodes for CW high-power multiple-beam klystrons on the fundamental mode of oscillations..... 53

Technology and material science

<i>Vyakhirev V.B., Deryabkin A.V., Dukhnovsky M.P., Kulikov E.N., Ratnikova A.K., Tikhomirov M.S., Fyodorov U.U.</i> – The influence of a diamond – metal interface on heat-conducting properties of a diamond metallized heat sink.....	57
<i>Leontyev I.A., Yashnov U.M.</i> – Mechanism of thermal barrier appearance at diamond – metal contact.....	61
<i>Umirzakov B.E., Donayev S.B.</i> – Pd and Pd – Ba surface modification with ion bombardment.....	65

News in brief

<i>Balyko A.K., Balyko I.A.</i> – A method of solving non-homogeneous linear differential equations.....	73
--	----

ТВЕРДОТЕЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 621.391, 621.396

ТВЕРДОТЕЛЬНЫЕ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ ХАОТИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ СВЧ-ДИАПАЗОНА И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ В СИСТЕМАХ РЭП

Н. А. Максимов, А. И. Панас

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

Рассматриваются твердотельные генераторы хаоса, созданные как по микрополосковой технологии, так и на сосредоточенных элементах, в основе структуры которых лежит единый подход, а именно использование пассивного нелинейного элемента, что позволяет значительно увеличить энергоэффективность генераторов. Описывается использование таких генераторов в автономных малогабаритных станциях, предназначенных для создания пространственно распределенной помехи.

КС: СВЧ-диапазон, генератор хаоса, станция помех, полоса частот, широкополосность, хаотические колебания, нелинейный элемент, транзистор, варактор

Solid state chaotic oscillators using both a microstrip technology and lumped elements are considered. Structure of the oscillators is based on the use of a passive nonlinear element. Such approach allows us to create energy efficient chaotic oscillators. The use of the proposed oscillators in special applications is described.

Keywords: microwave, chaos oscillators, interference, frequency band, wideband, chaotic oscillations, nonlinear element, transistor, varactor diode

1. ВВЕДЕНИЕ

С момента открытия явления динамического хаоса прошло уже почти пятьдесят лет. И пока ученые и специалисты различных областей знаний разбирались в фундаментальных основах этого удивительного явления, параллельно шла работа по поиску возможных применений хаоса. В Институте радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН (ИРЭ РАН) такие работы проводились с конца 60-х годов прошлого столетия и продолжают в настоящее время [1–9]. В его стенах был создан микроволновый источник широкополосных хаотических колебаний на базе ЛБВ, получивший название «шумотрон» [1]. Простота конструкции прибора наряду с возможностью получения шумоподобных широкополосных колебаний в различных диапазонах частот привлекли к нему внимание специалистов по РЭП. Именно это направление стало одним из первых применений динамического хаоса. Со временем развитие элементной и технологической базы СВЧ-электроники, в частности появление твердотельных компонентов, а также ужесточение требований к массогабаритным и энергетическим характеристикам источников хаотических сигналов, используемых в РЭП, привели к появлению транзисторных генераторов хаоса.

2. ПРОСТРАНСТВЕННО РАСПРЕДЕЛЕННАЯ ПОМЕХА

Для противодействия системам дальнего радиолокационного обнаружения и управления (ДРЛОУ) типа AWACS, как альтернатива высокопотенциальным станциям помех академиком В. А. Котельниковым была предложена концепция пространственно распределенной помехи. Суть концепции состоит в создании системы малогабаритных автономных станций помех, расположенных таким образом, чтобы при обзоре прикрываемой территории основной луч РЛС постоянно находился в секторе ответственности одной из станций. Каждая станция кластера генерирует и излучает помеховый сигнал только при прохождении луча РЛС через ее рабочий сектор; потребляемая ими энергия на 5...7 порядков меньше энергии, затрачиваемой при работе высокопотенциальной станции помех, что позволяет создавать заградительную помеху во всем частотном диапазоне работы РЛС (рис. 1, а). Лабораторный макет станции помех на твердотельной элементной базе был создан в ИРЭ АН СССР, а затем совместно с ВНИИ «Градиент» была изготовлена и прошла успешные испытания опытная партия малогабаритных станций помех в реальных полевых условиях с участием советского аналога ДРЛОУ AWACS – А-50 (рис. 1, б) [1–2].

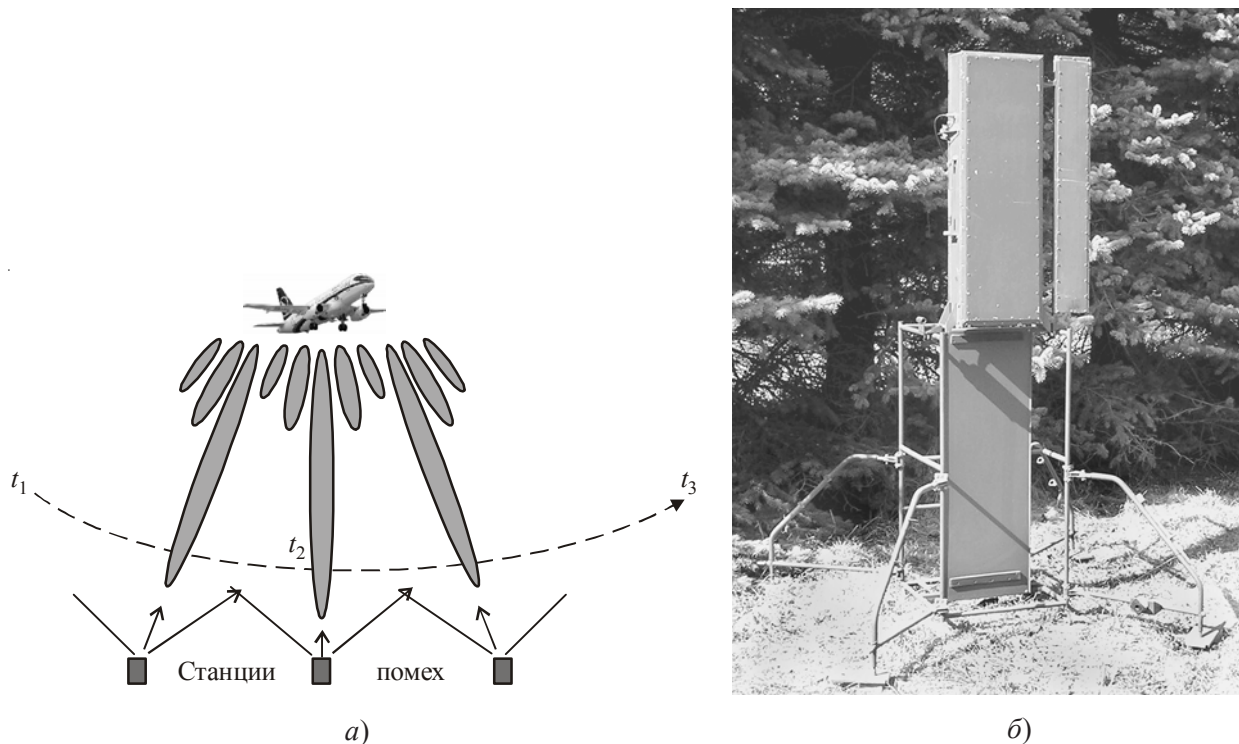


Рис. 1. Схема (а), поясняющая создание пространственно распределенного помехового поля основному лепестку ДНА РЛС, и фото (б) малогабаритной станции помех в развернутом виде (размеры собственно станции – 100×30×15 см; питание от аккумуляторной батареи)

Базовым элементом такой станции является генератор хаотических колебаний см-диапазона, который должен удовлетворять следующим требованиям: минимальное количество активных твердотельных элементов, выходная мощность – сотни милливатт, высокая энергетическая эффективность, работа в заданной полосе частот, компактность и малая масса, технологич-

ность в изготовлении, повторяемость выходных характеристик, возможность работы как в непрерывном, так и в импульсном режимах.

Длительность автономной работы станции помех определяется ресурсом источника питания (аккумуляторной батареи), в связи с этим важнейшей характеристикой генератора хаоса является его энергоэффективность.

3. МИКРОПОЛОСКОВЫЙ СВЧ-ГЕНЕРАТОР ХАОСА С ВАРАКТОРОМ

При разработке генератора хаотических колебаний использовался подход, предложенный в работах [3–5]. Основная идея заключается в том, чтобы максимально освободить активный элемент от нелинейных режимов, не позволяющих поднять энергоэффективность работы генератора, а хаотическую генерацию обеспечивать нелинейностью пассивных элементов. Такими широко известными и распространёнными элементами в радиотехнике являются, например, варакторы – ёмкости с нелинейной вольт-фарадной характеристикой. Существенным при этом является то, что процесс хаотизации колебаний в контуре с варактором происходит без использования энергопотребляющих элементов. Эту особенность можно использовать при построении генераторов хаоса. Если взять два осциллятора, один из которых является активным, а второй – пассивным, но при этом содержащим реактивный нелинейный элемент, и обеспечить между ними взаимодействие, то можно надеяться на возникновение в системе хаотических колебаний.

Генератор был реализован с использованием микрополосковой технологии на основе биполярного транзистора 2Т982А-2 в качестве активного элемента. Этот транзистор мог быть включен только по схеме с общей базой, поскольку его база подключена к корпусу. Частота отсечки для транзистора – около 7 ГГц, выходная мощность – около 3 Вт. В качестве материала подложки в различных вариантах исполнения генератора использовались фольгированные диэлектрики с различной проницаемостью ($\epsilon = 2,7 \dots 10$) (рис. 2, а).

Выходная, коллекторная, топология представляет собой двухступенчатый трансформатор из несимметричной полосковой линии, согласующий выходной импеданс транзистора T с внешней 50-омной нагрузкой в рабочей полосе частот. Этот трансформатор можно трактовать как аналог линейного контура (рис. 2, б).

Функцию нелинейного осциллятора выполнял микрополосковый резонатор с варакторным СВЧ-диодом D , расположенный в эмиттерной цепи транзистора, эту часть схемы можно рассматривать как нелинейный пассивный контур (см. рис. 2, б). Обратная связь между линейным и нелинейным контурами генератора осуществляется за счет внутренних емкостей СВЧ-транзистора. Полоса согласования импедансов составляла около 10 % от центральной частоты рабочего диапазона. Питание транзистора осуществлялось по параллельной схеме, т.е. на переходы коллектор – база и эмиттер – база подавалось напряжение от различных источников. Дополнительно, для подстройки режимов, на варакторный диод подавалось обратное смещение. Таким образом, динамические режимы генератора зависят от трех управляющих параметров: напряжения на коллекторе транзистора U_K , на эмиттере $U_Э$, на варакторном СВЧ-диоде U_B . Основными параметрами, отвечающими за возбуждение колебаний в генераторе, являются U_K и $U_Э$, движение по каждому из этих параметров, включая и U_B , налагает свои особенности на развитие динамических режимов системы.

Один из возможных сценариев развития хаотических колебаний в системе приведен на рис. 3.

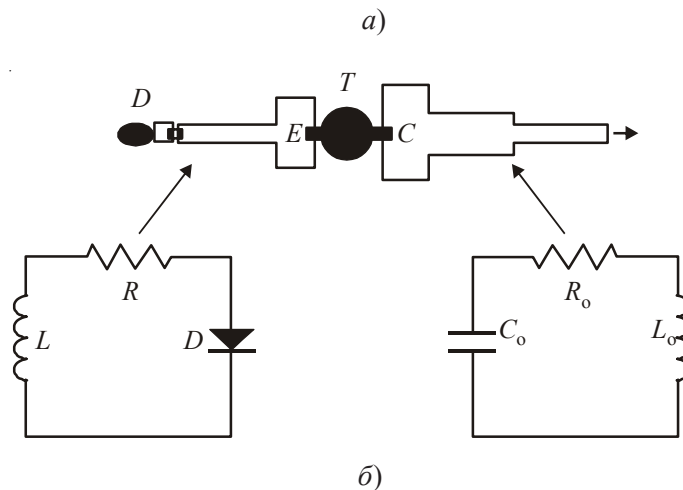
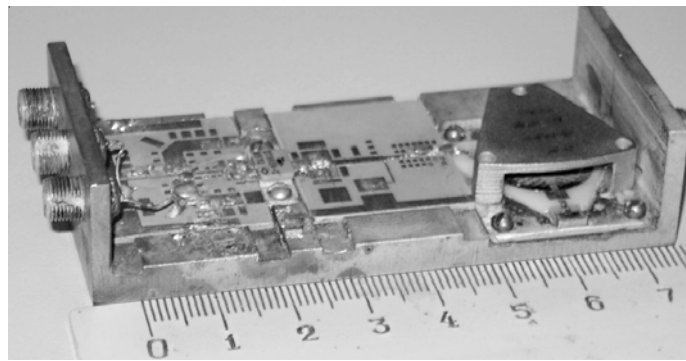


Рис. 2. Макет (а) генератора хаоса на мощном биполярном транзисторе, изготовленный по микрополосковой технологии, а также эскиз топологии генератора и приближенные эквивалентные схемы полосковых элементов (б)

В данном случае параметром является напряжение на переходе коллектор – база при фиксированном напряжении на эмиттере $U_э = -0,75$ В и $U_в = 0$. При малых $U_к$ нелинейность вольт-фарадной характеристики коллекторного перехода еще значительная и увеличение $U_к$ приводит к смещению спектральной составляющей частоты $f_1 = 3,15$ ГГц, возникающей при возбуждении колебаний, вверх по диапазону частот. Скорость смещения f_1 по спектру неравномерна: она максимальна в области низких напряжений $U_к$ и практически равна нулю при $U_к > 14$ В. В этой области параметра $U_к$ система выходит на пологий участок вольт-фарадной характеристики коллекторного $p-n$ -перехода. Общий интервал изменения частоты генерации f_1 в пределах $4 \text{ В} \leq U_к \leq 14 \text{ В}$ может достигать $\Delta f = 100 \dots 150$ МГц, интенсивность колебаний при этом увеличивается (рис. 3, а). При $U_к > 14$ В и $f_1 \approx 3,25$ ГГц в системе начинают выполняться условия для возбуждения второй собственной частоты генератора f_2 . Развитие двухчастотных колебаний приводит к образованию спектра комбинационных частот с характерным интервалом между ними $\Delta f = 100$ МГц (рис. 3, б). Дальнейшая динамика зависит от соотношения между управляющими параметрами и от того, какой из них будет варьироваться в процессе настройки генератора на режим хаотических колебаний. Оставляя $U_э$ и $U_в$ неизменными, продолжим движение по $U_к$. Потеря устойчивости регулярных колебаний в генераторе при увеличении $U_к$ происходит в результате бифуркации удвоения периода колебаний T , где $T = 1/(f_2 - f_1)$ (рис. 3, в, г).

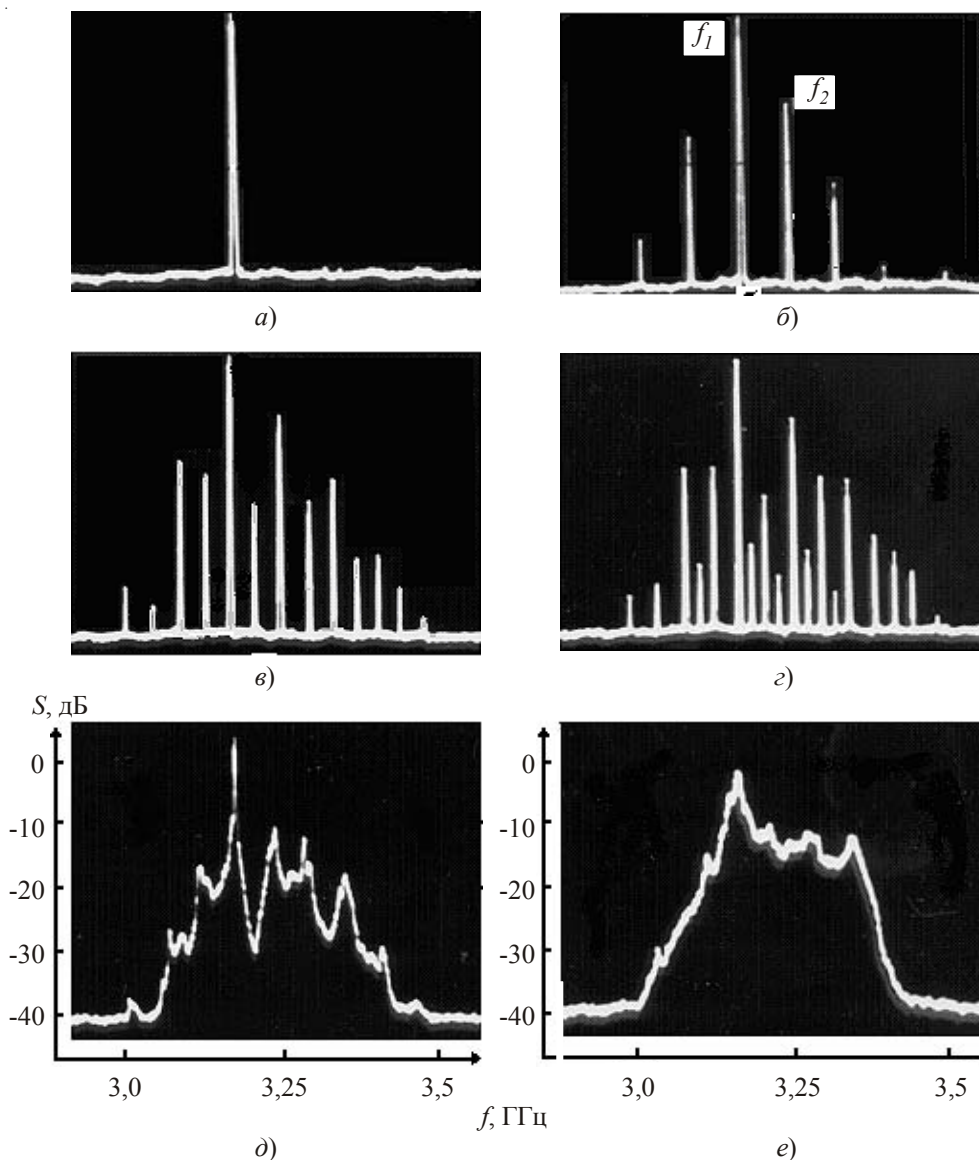


Рис. 3. Последовательность развития хаотических колебаний в генераторе в зависимости от напряжения коллектор – база (1...15 В) при фиксированном напряжении на эмиттере минус 0,75 В

В экспериментах наблюдались три-четыре бифуркации удвоения, после которых в системе развивались хаотические колебания (рис. 3, д). В режиме генерации хаотических колебаний, изменяя в небольших пределах параметры U_k , U_3 , U_b , можно улучшить качество спектральной характеристики, уменьшив ее неравномерность в диапазоне генерации, при этом полоса частот по уровню 10 дБ составляет $\Delta f \approx 300$ МГц (рис. 3, е).

Наиболее оптимальным видом помехи является стационарный шумовой сигнал с нормальным (гауссовым) распределением вероятностей мгновенных значений. В связи с этим при оценке «качества» генерируемых хаотических колебаний наряду с изучением спектральных характеристик имеет значение исследование статистических характеристик сигналов, близости распределения вероятностей генерируемого сигнала к гауссову. С этой целью проводился анализ

функции распределения непосредственно самого СВЧ широкополосного сигнала, временные реализации которого выводились на экран стробоскопического осциллографа С8-13. Вид временной реализации в режиме хаотических колебаний, снятой с экрана осциллографа, приводится на рис. 4, а; построение гистограммы сигнала на основе реализации осуществлялось по 12-ти уровням квантования полного динамического диапазона, для большей достоверности производилось усреднение по 4-м независимым выборкам сигнала (рис. 4, б).

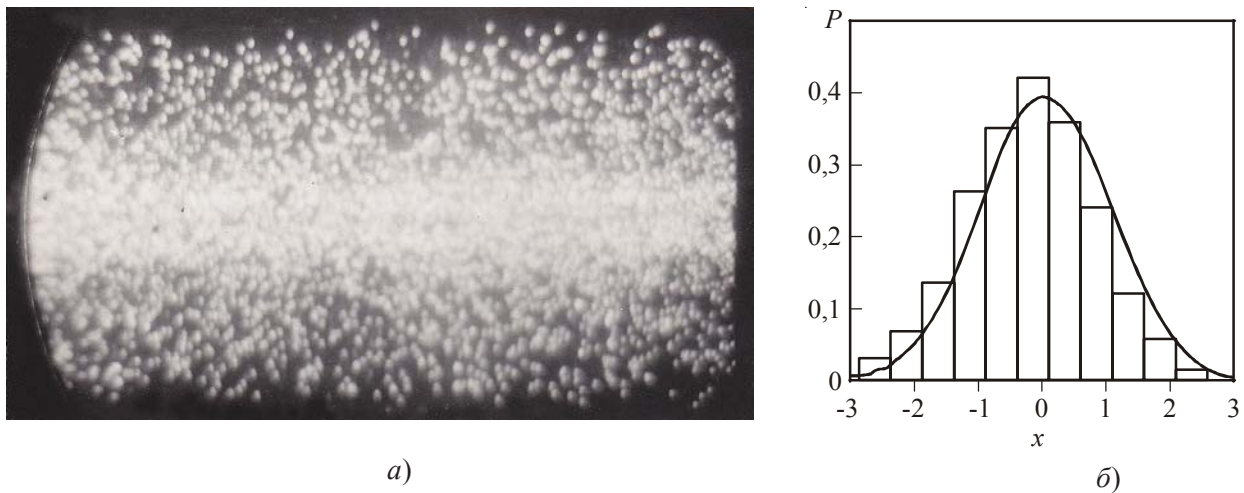


Рис. 4. Выборка (а) мгновенных значений сигнала, полученных на экране стробоскопического осциллографа, а также дифференциальный закон распределения плотности вероятности нормального шума (—) и гистограмма $P(x)$ хаотического сигнала генератора (б)

Как видно из сравнения характера распределений, генерируемые сигналы достаточно близки к истинно случайным, т.е. гауссову шуму.

Интегральная мощность выходного сигнала на самосогласованной нагрузке 50 Ом достигала 0,5 Вт, КПД был в пределах 20...25 %. В сочетании с усилительными каскадами энергоэффективность СВЧ-модуля станции помех составляла около 40 %. Высокие энергетические показатели позволяли создавать заградительную помеху в требуемом диапазоне частот и обеспечивали длительную работу станции от автономного источника питания.

4. МОДЕЛЬ ГЕНЕРАТОРА ХАОСА С НЕЛИНЕЙНЫМ КОНТУРОМ НА СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ЭЛЕМЕНТАХ

В последние годы появляются новые приложения динамического хаоса. Среди них – системы передачи информации, различные беспроводные сенсорные сети, радиолокация, медицина и другие [1, 8, 9]. К используемым в них источникам хаоса предъявляются новые требования: сверхширокие полосы генерации, миниатюризация, т.е. изготовление на основе чип-элементов, вплоть до создания генераторов хаоса в виде монолитных интегральных схем, и возможность работы длительное время от автономных источников питания без их замены. Для продвижения в этом направлении необходимы наличие адекватной модели генератора и исследование ее динамических режимов. Основными исходными положениями для СВЧ-моделирования сверхширокополосных генераторов хаоса выступали следующие посылки: использование

предложенного принципа генерирования хаотических сигналов на базе взаимодействия активного линейного и пассивного нелинейного колебательных контуров и отказ от микрополосковых элементов генератора, т.е. использование в структуре генератора только сосредоточенных компонентов для возможности последующей реализации их в виде микросхем.

Для разработки моделей, а затем и макетов генераторов на сосредоточенных элементах использовалась базовая схема генератора, приведенная на рис. 5. В эмиттерной цепи транзистора находится нелинейный колебательный контур с варакторным диодом D . Коллектор транзистора согласован с внешней нагрузкой 50 Ом выходной цепью – полосовым линейным фильтром. Обратная связь осуществляется за счет внутренних емкостей транзистора. Динамические режимы модели были исследованы для двух типов СВЧ-транзисторов, работающих на различных участках микроволнового диапазона.

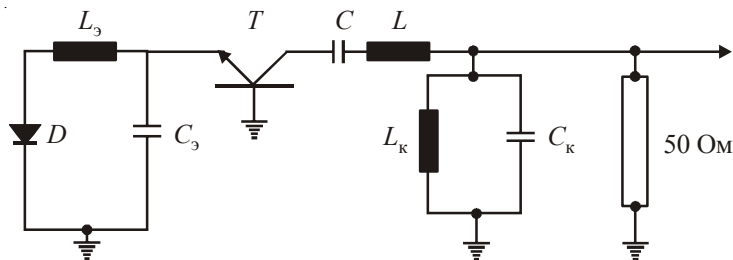


Рис. 5. Базовая схема генератора на сосредоточенных элементах

В результате моделирования в пакете ADS модель генератора на биполярном транзисторе BFQ621 средней мощности показала устойчивую генерацию хаотического сигнала (рис. 6, а) в полосе частот 1...2 ГГц по уровню 20 дБ в большом диапазоне изменения напряжения U_k при достаточно высоком КПД, со средним значением КПД – около 16 % [5].

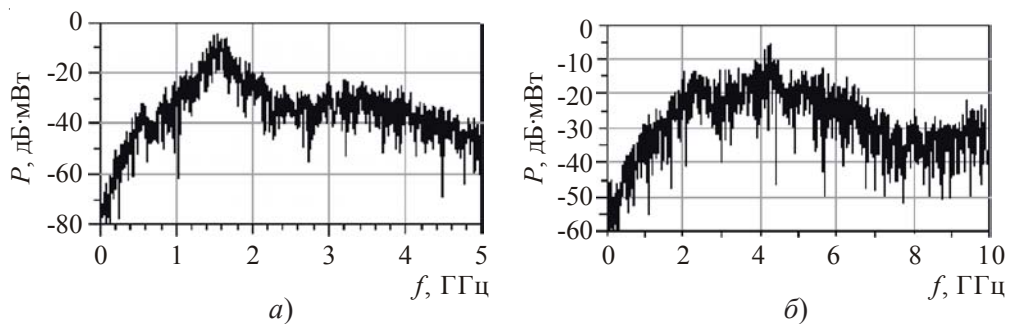


Рис. 6. Спектры выходного сигнала моделей генераторов на нагрузке 50 Ом:
а – СВЧ-транзистор BFQ621; б – СВЧ-транзистор BFP620F

На основе базовой схемы была исследована модель генератора хаоса с использованием кремний-германиевого транзистора BFP620F с частотой отсечки 65 ГГц. В качестве переменной емкости в нелинейном контуре использовался один из $p-n$ -переходов такого же транзистора. Генерация хаотических колебаний была устойчивой в большом диапазоне изменения питающих напряжений транзистора. Полоса частот по уровню 20 дБ составляет 2...6 ГГц, выходная мощность – около 80 мВт, а среднее, в пределах изменения напряжений, значение КПД – около 18 % (рис. 6, б).

Для оценки статистических характеристик сигнала была построена дифференциальная функция плотности вероятности в различных точках схемы (рис. 7, а). Для сопоставления строились функция распределения нормального гауссова процесса и функция распределения сигнала генератора для одних и тех же значений дисперсии и отклонения при условии, что площадь под кривой равна 1. Из рис. 7, а видно, что функция распределения сигнала достаточно близка к кривой нормального распределения.

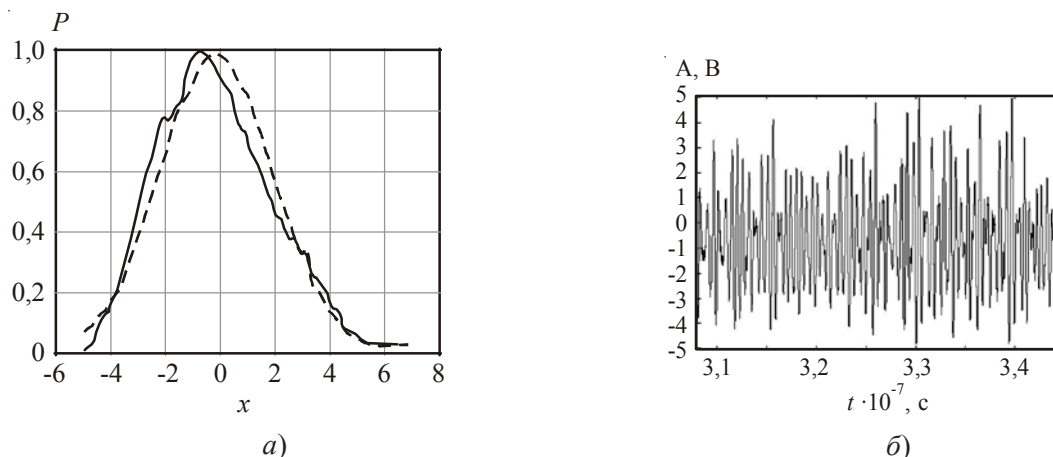


Рис. 7. Распределение плотности вероятности (а)
(пунктирной линией изображен дифференциальный закон распределения для нормального шума) и фрагмент реализации выходного сигнала генератора (б)

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В основе генераторов, изготовленных как по микрополосковой технологии, так и на сосредоточенных элементах, лежит базовая схема, построенная на принципе самосогласованного взаимодействия активного и нелинейного пассивного осцилляторов. Показана возможность генерации хаотических колебаний с достаточно высоким КПД (около 16...25 %) в различных участках микроволнового диапазона. Диапазон генерации и выходная мощность сигнала определяются параметрами схемы и типом активного элемента – транзистора.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ 12-07-00596-А.

ЛИТЕРАТУРА

1. Залогин, Н. Н. Широкополосные хаотические сигналы в радиотехнических и информационных системах / Н. Н. Залогин, В. В. Кислов. – М.: Радиотехника, 2006.
2. Залогин, Н. Н. Генераторы стохастических сигналов на основе динамического хаоса в электронных приборах / Н. Н. Залогин; под ред А. А. Борисова // Фрязинская школа электроники: сб. работ. – М.: Янус-К, 2012.
3. Максимов, Н. А. Хаотическая и регулярная динамика автономных автоколебательных систем, содержащих p - n -переход / Н. А. Максимов, В. Я. Кислов // Радиотехника и электроника. – 1997. – № 12. – С. 1487–1492.
4. Maximov, N. A. Microwave chaotic transistor generator with varactor diode / N. A. Maximov // NDES 2005 (13th International IEEE Workshop on Nonlinear Dynamics of Electronic Systems), University of Potsdam, Germany.
5. Дмитриев, А. С. Генерация хаоса: монография / А. С. Дмитриев, Е. В. Ефремова, Н. А. Максимов, А. И. Панас. – М.: Техносфера, 2012.

6. **Максимов, Н. А.** Модель генератора микроволнового хаоса повышенной мощности / Н. А. Максимов // 22-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». 10–14 сентября 2012 г., Севастополь, Крым, Украина. – 2012. – Т. 1. – С. 141–142.
7. **Максимов, Н. А.** Твердотельные генераторы хаоса с нелинейным контуром / Н. А. Максимов, А. И. Панас // 23-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». 8–14 сентября 2013 г., Севастополь, Крым, Украина. – 2013. – Т. 1. – С. 110–111.
8. **Дмитриев, А. С.** Перспективы создания прямохаотических систем связи в радио- и СВЧ-диапазонах / А. С. Дмитриев, Б. Е. Кяргинский, Н. А. Максимов, А. И. Панас, С. О. Старков // Радиотехника. – 2000. – № 3. – С. 9–20.
9. **Дмитриев, А. С.** Адаптивность, самоорганизация и сложность в сверхширокополосных беспроводных сенсорных сетях / А. С. Дмитриев, Д. М. Уразалиева // Успехи современной радиоэлектроники. – 2013. – № 3. – С. 7–18.

Статья поступила 19 февраля 2014 г.

=== НОВЫЕ КНИГИ ===

ЧЕБЫШЕВ В. В. Вычислительная электродинамика для полосковых структур в слоистых средах. – М.: Изд-во ЗАО «ПСТМ», 2013. – 128 с.

В монографии рассматриваются вопросы электродинамического анализа излучающих и направляющих полосковых структур в слоистых средах, которые находят применение в антеннах, устройствах СВЧ и линиях передачи. За основу анализа принято построение адекватных математических моделей, использующих интегродифференциальные и интегральные уравнения первого рода с указанием особенностей их численного решения. Даны примеры построения математических моделей и вычислительных алгоритмов анализа полосковых антенн и линий передачи на многослойных подложках, полосковых структур конечной толщины в плоских многослойных средах и полосковой структуры на слоистом цилиндре. Приведены отдельные результаты их численного исследования, представляющие практический интерес.

Книга может быть использована как учебное пособие, предназначенное для аспирантов, магистров и студентов старших курсов, обучающихся по направлениям Телекоммуникации и Радиотехника, и также для специалистов в области антенной техники и устройств СВЧ.

УДК 621.373.5

ВЛИЯНИЕ ЗАДЕРЖЕК ПОЯВЛЕНИЯ УПРАВЛЯЮЩЕГО СИГНАЛА НА РАБОТУ СОСТАВНЫХ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ КЛЮЧЕЙ

С. А. Платонов

ОАО «Плутон», г. Москва

Рассматриваются составные твердотельные ключи, используемые в схемах формирования импульсов высокого напряжения. Исследовано влияние задержек появления управляющих сигналов на входных электродах отдельных коммутирующих приборов. Производится оценка допустимой величины задержки начала их переключения.

КС: твердотельный высоковольтный ключ, модулятор

The paper discusses solid-state composite switches used in schemes for forming high voltage pulses. The impact of control signal appearance delays at input electrodes of individual switching devices has been considered. An assessment of the permissible value of commutation delayed start is made.

Keywords: solid-state high voltage switch, modulator

В настоящее время в различных областях техники для формирования импульсов высокого напряжения применяются составные твердотельные ключи [1, 2]. В таких ключах для увеличения рабочего напряжения полупроводниковые коммутирующие приборы соединяются последовательно (рис. 1). На схеме рис. 1 показан и типовой способ подключения нагрузки к системе питания. Здесь источник напряжения в паузе между импульсами заряжает накопитель энергии (как правило, емкостной). При появлении внешнего управляющего импульса высоковольтный ключ замыкается и на нагрузке формируется импульс высокого напряжения. Цепи ограничения

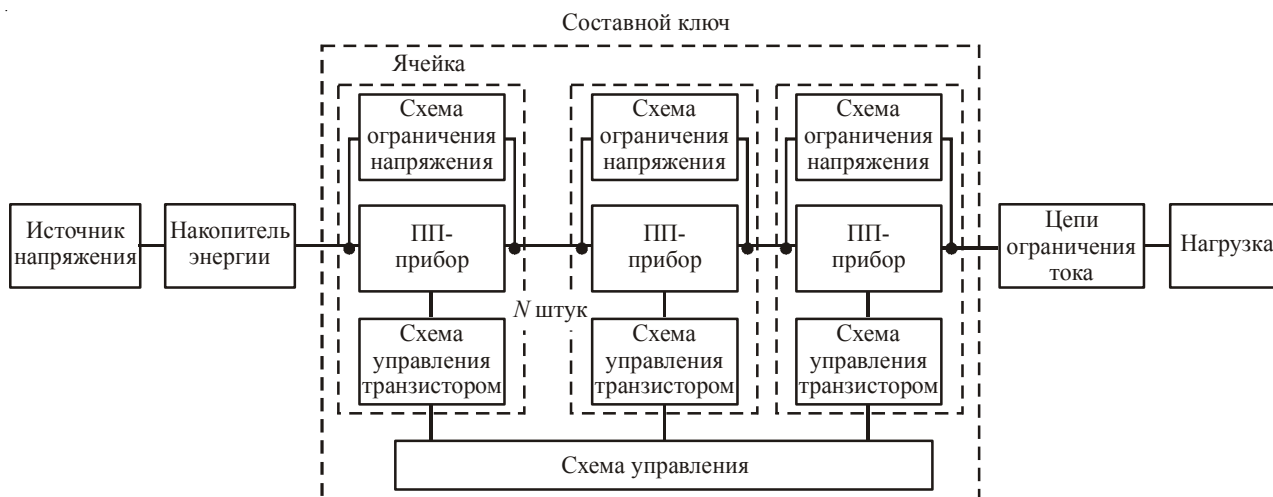


Рис. 1. Структурная схема составного ключа с нагрузкой и цепями питания

тока защищают высоковольтный ключ от возможных аварийных ситуаций в нагрузке. В самом простом случае в качестве ограничителя тока можно использовать балластные резисторы.

При последовательном включении большого числа коммутирующих приборов на них возможно возникновение перенапряжений, так как в общем случае их параметры могут несколько различаться между собой. Поэтому требуется вводить специальные схемы ограничения и выравнивания напряжений между отдельными приборами. В качестве таких устройств могут использоваться ограничительные диоды и дополнительные выравнивающие емкости [1, 3].

В качестве единичных коммутирующих приборов применяются транзисторы, управляемые напряжением: полевые МОП-транзисторы и биполярные транзисторы с изолированным затвором. Рабочие напряжения серийно выпускаемых образцов таких приборов имеют значения 0,6...1,7 кВ. Для замыкания таких транзисторов достаточно зарядить входную емкость до небольшого положительного напряжения, а для размыкания – полностью разрядить эту емкость. При этом не требуется пропускать через входные электроды транзистора ток.

Схема управления ключом разделена на две части: низкопотенциальную, где формируется общий сигнал управления составным ключом, и высокопотенциальные схемы управления отдельными транзисторами. В дальнейшем отдельный коммутирующий прибор со схемами управления и ограничения напряжения будем называть ячейкой ключа.

Общий сигнал управления ключом формируется в специальном устройстве – подмодуляторе, который представляет собой импульсный усилитель-преобразователь логического сигнала, вырабатываемого формирователем импульсов, в сигнал с требуемыми для передачи к высоковольтной части схемы параметрами.

Низкопотенциальная часть схемы управления и схемы управления отдельными транзисторами должны быть гальванически изолированы друг от друга, так как каждый транзистор в процессе работы модулятора может находиться под потенциалом, отличным от того, под которым находятся другие транзисторы. При этом соседние транзисторы должны быть изолированы друг от друга на напряжение, равное максимально допустимому для одного транзистора, а изоляция низкопотенциальной части должна быть рассчитана на полное напряжение питания модулятора.

Схемы управления отдельными транзисторами должны одновременно (синхронно) формировать требуемые управляющие напряжения на входных электродах транзисторов, поддерживать заданное напряжение на этих электродах во время импульса, а по окончании управляющего импульса сформировать на входных электродах транзистора запирающее напряжение и поддерживать его неограниченное время.

Одновременное (синхронное) управление отдельными транзисторами ключа необходимо для того, чтобы исключить ситуацию, когда часть транзисторов ключа находится в открытом состоянии, а остальные – в закрытом. При возникновении такой ситуации напряжение, приложенное к ключу, будет распределяться между закрытыми транзисторами. В случае превышения напряжения, приложенного к отдельному транзистору, максимально допустимого для него значения, транзистор может выйти из строя. Синхронность управления транзисторами определяется разбросом задержек передачи управляющего сигнала от низкопотенциальной части схемы управления ключом (подмодулятора) к входным цепям транзисторов. Эти задержки отличаются для различных видов схем управления.

В настоящее время наибольшее распространение получили схемы управления, построенные на основе импульсных трансформаторов. Такие схемы могут передавать достаточно мощ-

ные сигналы и не требуют дополнительных источников питания. Управляющий сигнал передается через импульсный трансформатор. Мощности сигнала достаточно для того, чтобы осуществлять перезарядку входной емкости транзистора с высокой скоростью. Требуемая электропрочность обеспечивается выбором соответствующего зазора между первичной и вторичной обмотками трансформатора. Такие схемы обладают высокой помехоустойчивостью, так как в основном используются пассивные элементы.

Различают два типа схем, построенных на основе импульсных трансформаторов: с трансформатором напряжения и с трансформатором тока. Конструкция твердотельного ключа во многом определяется выбранным типом импульсного трансформатора.

В случае использования импульсного трансформатора напряжения (рис. 2) первичная обмотка содержит один или несколько витков, на нее подается управляющий сигнал от подмодулятора. Вторичные обмотки подключаются к схемам управления отдельными транзисторами и, как правило, содержат только один виток. Магнитопровод импульсного трансформатора для ключей такого типа обычно имеет форму кольца.

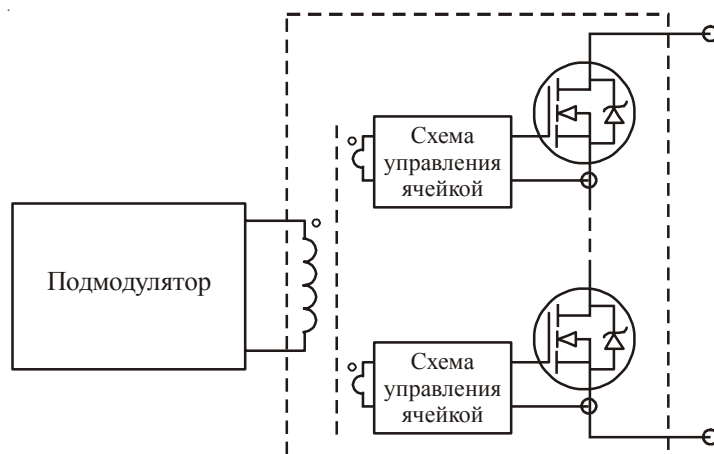


Рис. 2. Схема с импульсным трансформатором напряжения

В ключах, построенных на основе импульсных трансформаторов тока (рис. 3), каждый транзистор управляется отдельным трансформатором, первичная обмотка которого состоит из прямолинейного проводника, проходящего через кольцо магнитопровода. Вторичные обмотки могут содержать один и более витков. Управляющее напряжение определяется током первичной обмотки, который, в свою очередь, является общим для всех трансформаторов тока в ключе. Ключи такого типа, как правило, имеют линейную конструкцию (рис. 4).

В случае идеальной геометрической симметрии трансформаторов величина задержки передачи управляющего сигнала определяется скоростью распространения электромагнитного сигнала по длине первичной обмотки трансформатора. Так, для обмотки длиной 1 м, имеющей полиэтиленовую изоляцию, эта задержка составляет около 5 нс.

При увеличении рабочего напряжения твердотельных ключей приходится увеличивать количество используемых в них транзисторов, что, в свою очередь, приводит к увеличению линейных размеров ключа. В этом случае время распространения управляющего сигнала вдоль первичной обмотки импульсного трансформатора может оказаться соизмеримым со временем переключения транзисторов.

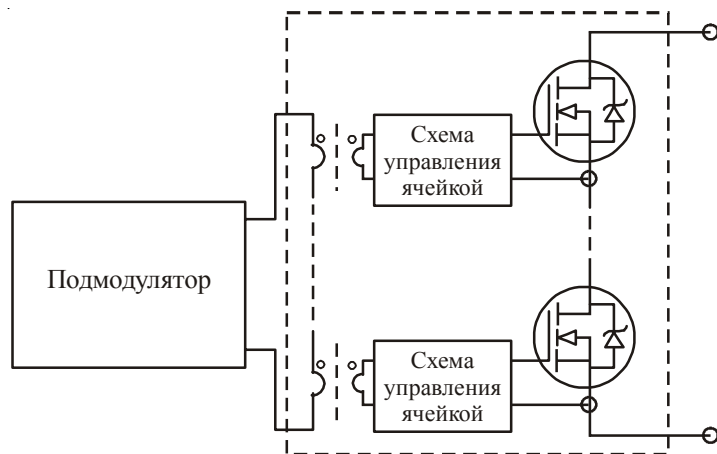


Рис. 3. Схема с импульсным трансформатором тока

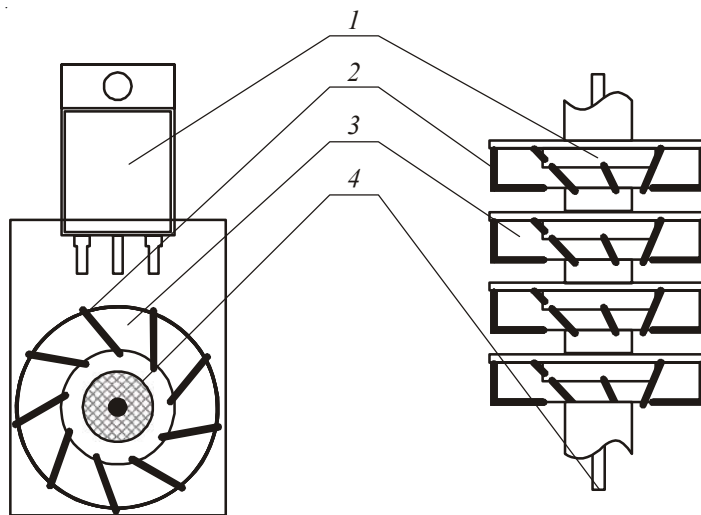


Рис. 4. Конструкция ключа с управляющими трансформаторами тока:

1 – транзистор ключа; 2 – вторичная обмотка; 3 – магнитопровод; 4 – виток первичной обмотки

Проведем анализ влияния такой, назовем ее «естественной», задержки распространения управляющего сигнала для схемы управления на основе импульсного трансформатора тока.

Представим первичную обмотку трансформатора в виде двухпроводной линии с распределенными параметрами. Задержка появления управляющего сигнала, передаваемого через импульсный трансформатор, на входах схем управления отдельными транзисторами будет зависеть от геометрического месторасположения ячеек ключа. В дальнейшем будем рассматривать случай эквидистантного расположения ячеек ключа относительно друг друга. При этом запаздывание сигнала между соседними ячейками вычисляется как $t_{del} = \Delta l \sqrt{\epsilon \mu} / c$, где Δl – расстояние между соседними ячейками; ϵ , μ – относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости материала, заполняющего объем ключа; c – скорость света в вакууме.

Возможны два варианта геометрического расположения ячеек ключа (см. рис. 5): а) все ячейки ключа располагаются либо в первой, либо во второй половине длины первичной об-

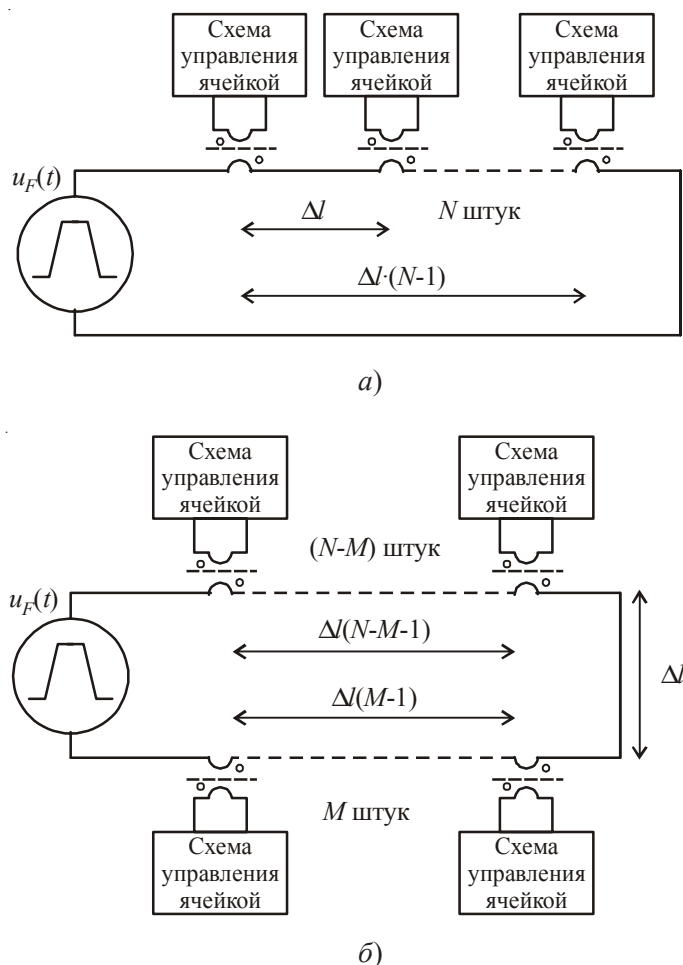


Рис. 5. Варианты взаимного расположения ячеек ключа и управляющих импульсных трансформаторов

мотки импульсных трансформаторов; б) часть ячеек находится в первой половине, а оставшиеся ячейки – во второй половине первичной обмотки импульсных трансформаторов. Управляющий сигнал распространяется от источника сигнала вдоль линии одновременно по двум проводникам. Для первого случая с увеличением номера ячейки возможно либо линейное нарастание задержки появления управляющего сигнала, либо ее линейное уменьшение. Наблюдается наибольшее рассогласование в управлении крайними ячейками ключа, возможно существенное затягивание времени перекоммутации ключа. Величина задержки определяется исходя из расстояния между крайними ячейками $L = \Delta l(N-1)$ по формуле $t_{del(1-N)} = t_{del}(N-1) = \frac{\Delta l(N-1) \cdot \sqrt{\epsilon \mu}}{c} = \frac{L \cdot \sqrt{\epsilon \mu}}{c}$.

Во втором случае для части ячеек будет наблюдаться рост длительности задержки появления управляющего сигнала, а для оставшихся ячеек – уменьшение. Максимальная задержка здесь будет определяться наибольшим числом ячеек, располагающихся в одной половине первичной обмотки импульсного трансформатора.

Наличие линейной зависимости изменения задержки появления управляющего сигнала на входных клеммах схем управления отдельными транзисторами от номера ячейки в ключе будет приводить к аналогичной зависимости изменения задержки начала переключения транзисторов, т.е. к нарушению синхронности работы ячеек ключа. Проведем оценку величины допустимой задержки начала переключения между ячейками ключа. В качестве критерия допустимости того или иного режима работы схемы примем условие отсутствия появления перенапряжений на транзисторах. Рассмотрим только процессы, происходящие в ключе во время его замыкания. Так как процессы, протекающие во время размыкания ключа, аналогичны процессам при замыкании, полученные в дальнейшем выводы можно распространить и на них.

Примем, что параметры всех ячеек ключа одинаковые, тогда задержка переключения транзисторов будет определяться задержкой появления управляющего сигнала, которая для ячеек ключа увеличивается линейно с увеличением номера ячейки и для которой справедливо следующее соотношение: $t_{del.i} = t_{del}(i-1)$, где i – номер ячейки. При этом ограничим задержку появления управляющего сигнала между первой и последней ячейками временем переключения отдельного полупроводникового прибора τ_{rise} .

Допустим, что в закрытом состоянии к ключу прикладывается полное напряжение источника питания U_{IP} . Напряжения $U_{out.i}(t)$, прикладываемые ко всем ячейкам ключа, равны друг другу и имеют значение $U_{out.0}$. Тогда $U_{IP} = U_{out.0}N$. После начала замыкания ячейки напряжение, прикладываемое к ней, уменьшается по линейному закону: $U_{out.i}(t) = U_{out.i}(t_{del.i})(1 - t/\tau_{rise})$, где $U_{out.i}(t_{del.i})$ – напряжение, установившееся на ячейке к моменту начала ее открытия. Напряжения, прикладываемые к еще закрытым ячейкам, за счет перераспределения зарядов несколько увеличиваются. В момент времени $t_N = t_{del}(N-1)$, когда начнет открываться ячейка с номером N , к ней будет прикладываться наибольшее напряжение.

На рис. 6 приведены рассчитанные эпюры напряжений, прикладываемых к транзисторам ключа, состоящего из десяти транзисторов марки SPW17N80 (фирмы Infineon, США),

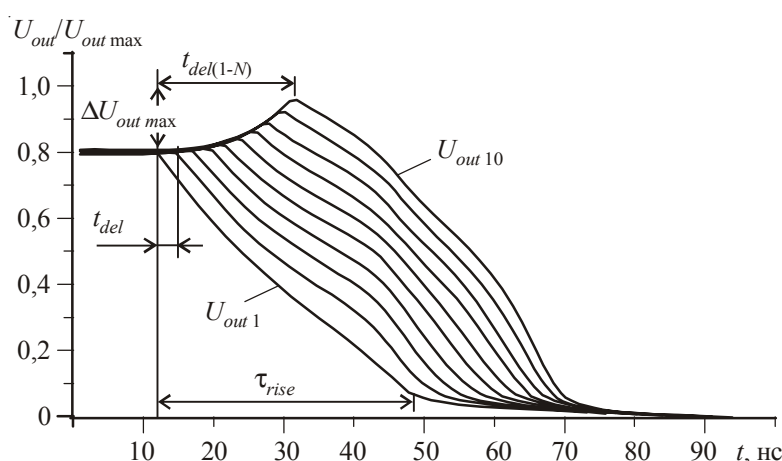


Рис. 6. Эпюры напряжений, прикладываемых к выходным клеммам транзисторов, при наличии задержки в управляющем напряжении

во время формирования фронта импульса, при введении задержки в управляющий сигнал $t_{del} = 2$ нс (коэффициент использования транзисторов по напряжению $k_{use} = U_{out0} / U_{outmax} = 0,8$; $\tau_{rise} \approx 40$ нс).

Для упрощения анализа примем, что напряжения на всех ячейках изменяются с одинаковой скоростью $\Delta U / \Delta t = U_{out0} / \tau_{rise}$. Такое допущение оправдано, так как по мере открытия транзисторов действительная скорость изменения напряжений, прикладываемых к ним, уменьшается, что приводит к уменьшению скорости нарастания напряжения на закрытых ячейках. Таким образом, при фиксированной скорости изменения напряжения на ячейках будут получены результаты, удовлетворяющие выбранному критерию допустимости режима работы для реальной схемы. С учетом сказанного выше, к моменту времени $t_1 = t_{del}$ напряжение на первой ячейке падает на величину $U_{out0}(t_{del} / \tau_{rise})$, а на остальных ячейках увеличивается на $U_{out0}(t_{del} / \tau_{rise})(1/(N-1))$. К моменту времени $t_2 = 2t_{del}$ напряжение на открывающихся первой и второй ячейках падает соответственно на величины $U_{out0}2(t_{del} / \tau_{rise})$ и $U_{out0}(t_{del} / \tau_{rise})$, а на остальных – увеличивается относительно момента времени t_1 на $U_{out0}(2t_{del} / \tau_{rise})(1/(N-2))$. Аналогично происходит изменение напряжений, прикладываемых к транзисторам, в последующие моменты времени. К моменту времени $t_{del(1-N)}$ напряжение на последней ячейке будет определяться выражением:

$$U_{outN}(t_{del(1-N)}) = \left[U_{out0} + \sum_{i=1}^{N-1} \left(U_{out0} \frac{t_{del}^i}{\tau_{rise}(N-i)} \right) \right] k_{dec}, \quad (1)$$

$$U_{outN}(t_{del(1-N)}) = U_{out0} \left[1 + \frac{t_{del}}{\tau_{rise}} \sum_{i=1}^{N-1} \left(\frac{i}{(N-i)} \right) \right] k_{dec},$$

где $k_{dec} = U_{KEY} / U_{IP} = U_{KEY} / (U_{out0}N)$ – коэффициент, учитывающий уменьшение напряжения U_{KEY} , прикладываемого к ключу во время переключения, за счет перераспределения напряжений между элементами схемы.

Как правило, нагрузка обладает конструктивной паразитной емкостью. Величина этой емкости зависит от габаритов нагрузки и ее расположения относительно элементов конструкции всего устройства и может иметь значения 10...500 пФ. Во время замыкания транзисторов ключа через них и через цепи ограничения тока начинает протекать ток заряда паразитной емкости нагрузки. Примем, что в качестве ограничителя тока ключа будет использоваться резистор с сопротивлением R_{lim} . Так как к моменту времени $t_{del(1-N)}$ последний транзистор находится в закрытом состоянии, то ток заряда емкости нагрузки протекает через выходную емкость этого транзистора. Этот ток к моменту времени $t_{del(1-N)}$ достигает значения

$i_{R\lim} = (dU_{KEY}/dt)C_{out}(U_{out\max})$, где $dU_{KEY}/dt = U_{out0}(N-1)/\tau_{rise}$ – скорость изменения напряжения, прикладываемого к ключу в момент времени $t_{del(1-N)}$; $C_{out}(U_{out\max})$ – величина выходной емкости последнего закрытого транзистора при максимальном напряжении между выходными электродами. Падение напряжения на ограничительном резисторе $U_{R\lim} = i_{R\lim}R_{\lim} = R_{\lim}C_{out}(U_{out\max})U_{out0}(N-1)/\tau_{rise}$. Примем, что к моменту времени $t_{del(1-N)}$ паразитная емкость нагрузки не успевает зарядиться и напряжение, прикладываемое к ней, близко к нулю. Тогда коэффициент уменьшения напряжения k_{dec} можно выразить как

$$k_{dec} = 1 - \frac{R_{\lim}C_{out}(U_{out\max})U_{out0}(N-1)}{U_{out0}N\tau_{rise}}, \quad (2)$$

$$k_{dec} = 1 - \frac{R_{\lim}C_{out}(U_{out\max})(N-1)}{N\tau_{rise}}.$$

Исходя из выбранного критерия допустимости режима работы ключа, на выражение (1) накладываем ограничение $U_{outN}(t_{del(1-N)}) \leq U_{out\max} = U_{out0}/k_{use}$. Приведя это выражение к переменным N и k_{use} , получаем максимальную задержку начала переключения транзисторов в соседних ячейках

$$t_{del}(N) = \left(\frac{1}{k_{use}k_{dec}} - 1 \right) \sum_{i=1}^{N-1} \left(\frac{i}{N-i} \right) \tau_{rise} \quad (3)$$

и максимальную задержку начала переключения между первой и последней ячейками:

$$t_{del(1-N)}(N) = \left(\frac{1}{k_{use}k_{dec}} - 1 \right) \sum_{i=1}^{N-1} \left(\frac{i}{N-i} \right) \tau_{rise} (N-1). \quad (4)$$

На рис. 7 приведены графики $t_{del(1-N)}(N)$ относительно τ_{rise} для нескольких значений коэффициентов k_{use} . На этих графиках $k_{dec} = 1$, то есть влияние нагрузки и цепей ограничения тока не учитывается. Для типовых значений выходной емкости транзисторов $C_{out} = 50$ пФ и величины ограничительного сопротивления $R_{\lim} = 100$ Ом коэффициент уменьшения напряжения преимущественно определяется скоростью переключения транзисторов и имеет значения 0,6...0,95.

Приведенный расчет является существенно упрощенным и не учитывает наличие паразитной индуктивности нагрузки, емкости ограничительных сопротивлений на корпус и паразитных емкостей отдельных транзисторов на корпус [3]. Поэтому реальные значения предельных задержек оказываются несколько больше рассчитанных по формулам (3), (4). Более точные значения допустимых задержек переключения транзисторов может дать численный расчет с использованием полной математической модели схемы, показанной на рис. 1.

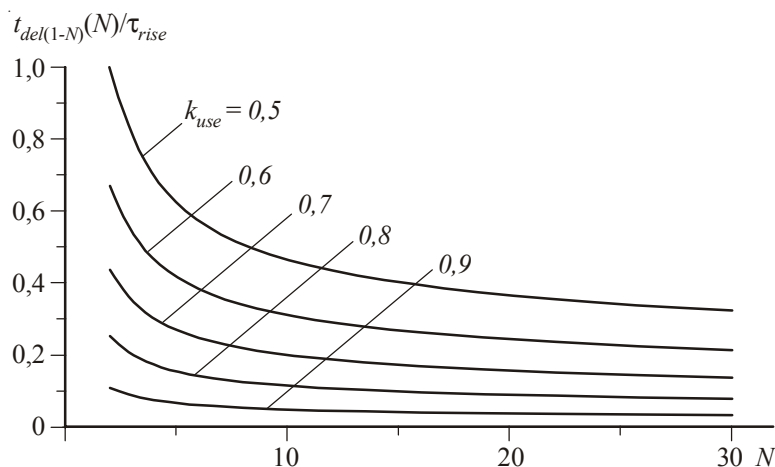


Рис. 7. Зависимости предельной задержки переключения между крайними ячейками от числа ячеек в ключе

Приведенные выше расчеты не зависят от того, в какой последовательности начнут переключаться транзисторы. Определена только задержка между переключением отдельных транзисторов. Поэтому полученные результаты можно использовать для случая, когда величины задержек переключения имеют случайный характер (например, из-за разброса величин входных емкостей транзисторов) и распределены по равномерному закону. В этом случае можно поставить условие, что задержка переключения между любыми двумя ячейками не должна превышать рассчитанного по формуле (4) значения.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Казанцев, В. И.** Практика разработки современных радиопередающих систем для мощных импульсных РЛС СВЧ- и КВЧ-диапазонов / В. И. Казанцев // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Спец выпуск. – 2009. – № 2. – С. 130–144.
2. **Иванов, Е. В.** Генератор высоковольтных наносекундных импульсов на основе составного твердотельного коммутатора / Е. В. Иванов, С. И. Мошкунов, В. Ю. Хомич // Прикладная физика. – 2006. – № 2. – С. 122–126.
3. **Казанцев, В. И.** Распределение напряжений между транзисторами в высоковольтных твердотельных ключах, построенных по последовательной схеме / В. И. Казанцев, С. А. Платонов, В. Г. Сергеев // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2012. – № 3(514). – С. 4–12.

Статья поступила 17 января 2014 г.

УДК 621.3.049.774

АНАЛИЗ МОНОЛИТНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ СВЧ ДЛЯ ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИХ 2D- И 3D-МОДУЛЕЙ АФАР X-ДИАПАЗОНА

Часть 2

А. М. Темнов

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

Проведен анализ монолитных интегральных схем СВЧ для приемопередающих модулей АФАР, выпускаемых зарубежными фирмами и отечественными предприятиями. Показано, что выпускаемые монолитные интегральные схемы: усилитель мощности, маломощный усилитель, защитное устройство, мощный переключатель – имеют параметры, необходимые для построения 2D- и 3D-модулей АФАР.

КС: МИС СВЧ, 2D- и 3D-модули, схема, конструкция

The analysis of microwave monolithic integrated circuits (MMICs) for transmitter-receiver AFAR modules produced by foreign and domestic companies was carried out. It was shown that the produced monolithic integrated circuits: power amplifier, low noise amplifier, protection device, high power switch – all have parameters necessary for designing 2D and 3D AFAR modules.

Keywords: MMICs, 2D and 3D modules, circuits, design

В России, так же как и за рубежом, технологии создания изделий СВЧ-электроники относятся к критичным технологиям, которые во многом определяют облик и тактико-технические характеристики (ТТХ) образцов радиоэлектронного вооружения и военной техники.

Основные материалы, используемые сегодня для монолитных интегральных схем (МИС) СВЧ: кремний Si, арсенид галлия GaAs, нитрид галлия GaN, кремний-германий SiGe.

При этом в количественном соотношении наиболее массовыми являются СВЧ-приборы на основе GaAs. В самой емкой рыночной нише (усилители мощности сотовых телефонов) им принадлежит 80 % всего мирового рынка. Причем, когда сегодня говорят о GaAs, имеют в виду прежде всего гетероструктуры AlGaAs/GaAs, InGaAs/GaAs и т.д. и созданные на их базе транзисторы – биполярные и полевые с барьером Шотки (HEMT).

GaAs традиционно рассматривался как основной материал для СВЧ-приборов. Это был первый освоенный промышленностью материал из группы полупроводников A_3B_5 , с которыми и сегодня связаны многие перспективы СВЧ-электроники.

Материалы группы GaN со своими уникальными характеристиками – это серьезное научно-техническое завоевание конца XX – начала XXI века.

Полевые транзисторы на GaN, созданные впервые в 1993 году, существенно расширили возможности приборов СВЧ-диапазона. Эти приборы способны работать в широком диапазоне частот при более высоких температурах и с большей выходной мощностью по сравнению с приборами на Si, GaAs и SiC. Максимальная ширина запрещенной зоны обуславливает возможность работы GaN-транзистора при высоких уровнях активирующих воздействий (темпе-

ратуры, радиации). Очень высокая концентрация электронов в полевых транзисторах на гетероструктурах AlGaIn/GaN, в области двумерного электронного газа, в сочетании с приемлемой подвижностью электронов дают возможность реализации большой плотности тока в сечении канала транзистора и высокого коэффициента усиления. Максимальная критическая напряженность электрического поля в сочетании с высокой плотностью тока обеспечивают удельную выходную мощность полевых транзисторов на гетероструктурах AlGaIn/GaN, в 2...5 раз превышающую удельную выходную мощность GaAs-транзисторов, при большем КПД.

Сдерживающими моментами развития GaN-приборов являются:

- обеспечение хорошего теплоотвода от активной области транзистора;
- необходимость выращивания эпитаксиальных гетероструктур GaN на чужеродных подложках из-за невозможности реализации собственной высокоомной подложки GaN.

В последние годы в России и за рубежом активно ведутся работы по созданию транзисторов и МИС СВЧ на основе алмазных структур, обладающих уникальными свойствами по теплопроводности и радиационной стойкости. Однако технологические трудности выращивания кристаллических алмазных подложек большого диаметра и качественных эпитаксиальных структур на алмазных подложках не позволяют освоить производство полевых транзисторов на алмазе.

В условиях жесткой конкуренции на мировом рынке вооружений импорт транзисторов, МИС СВЧ и других компонентов в промышленных объемах, необходимых для разработки и производства российских систем вооружения, резко ограничен.

Жизненно важной необходимостью является:

- сохранение лидерства в области основных СВЧ-компонентов;
- обеспечение превосходства ТТХ систем отечественного радиоэлектронного вооружения;
- обеспечение технологической независимости СВЧ-компонентов как при разработке (модернизации) и производстве, так и при боевом применении, эксплуатации и ремонте ВВТ.

В соответствии с российской Стратегической программой исследований технологической платформы «СВЧ-технологии» [1], к перспективным системам и комплексам различного функционального назначения предъявляются высокие требования по ТТХ (табл. 1), повышению надежности в 5...30 раз, уменьшению массогабаритных показателей в 10...40 раз, обеспечению высокой стойкости к механическим перегрузкам до 40 000g.

Таблица 1

**Направления развития основных классов приборов и устройств СВЧ
на период до 2020 года**

ТТХ	Достижимое значение		
	2011 г.	2015 г.	2020 г.
МИС и функциональные устройства для приемопередающих модулей АФАР X-диапазона			
Диапазон частот, ГГц	9 – 10,5	8,0 – 12,5	8,0 – 12,5
Выходная импульсная мощность, Вт	10 – 12	15	25
КПД, %	30	45	45 – 50
Коэффициент шума, дБ	1,5 – 1	Менее 1	Менее 1

Окончание табл. 1

ТТХ	Достижимое значение		
	2011 г.	2015 г.	2020 г.
Характеристика технологического базиса твердотельной СВЧ-электроники			
Материал	Материалы групп A_3B_5 , A_2B_6	Материалы групп A_3B_5 , A_2B_6	Материалы групп A_3B_5 , A_2B_6 , алмаз
Технология	HEMT, HBT	LD MOS, SIT, HEMT, HBT	LD MOS, SIT, HEMT, HBT
Эпитаксия	МОСVD, МЛЭ	МОСVD, МЛЭ	МОСVD, МЛЭ
Диаметр пластины, мм	75 – 100	100 – 150	100 – 150
Топологическое разрешение, мкм	0,15 – 0,1	0,1 – 0,07	0,1 – 0,07

Из табл. 1 видно, что, в соответствии с программой, требования к МИС СВЧ по расширению полосы рабочих частот, увеличению выходной мощности и КПД непрерывно возрастают, при этом коэффициент шума МИС СВЧ малошумящих усилителей уменьшается.

В табл. 2 приведены МИС СВЧ для ППМ АФАР и их параметры, предлагаемые ведущими зарубежными фирмами и отечественными предприятиями [2, 3].

Таблица 2

Параметр, единица измерения	Значение
Монолитные схемы фирмы М/А-SOM для ППМ АФАР X-диапазона на GaAs	
<i>Малошумящий усилитель с входным ограничителем мощности MA01503D</i>	
Рабочий диапазон частот, ГГц	8,5 – 12
Коэффициент усиления, дБ	17
Коэффициент шума, дБ	3,5
Выходная мощность в режиме насыщения, мВт	10
Максимальная допустимая мощность на входе, Вт	10
КСВН вх./вых., отн. ед.	1,5
Ток потребления, мА, от источника питания +5 В	240
<i>Усилитель мощности MAAPGM0039-DIE</i>	
Рабочий диапазон частот, ГГц	8 – 13
Коэффициент усиления, дБ	21
Выходная импульсная мощность, мВт	800
КПД, %	25
КСВН вх., отн. ед.	3
Ток потребления, мА: от источника питания +8 В от источника питания –5 В	540 4
<i>Усилитель мощности MA08509D</i>	
Рабочий диапазон частот, ГГц	8 – 11
Коэффициент усиления в режиме насыщения, дБ	21

Продолжение табл. 2

Параметр, единица измерения	Значение
Выходная мощность, Вт	10
КПД, %	25
КСВН вх., отн. ед.	4,5
Ток потребления, мА: от источника питания +10 В от источника питания –5 В	3900 26
Монолитные схемы фирмы Mimix для ППМ АФАР X-диапазона на GaAs	
<i>Усилитель мощности XP1014-BD</i>	
Рабочий диапазон частот, ГГц	8,5 – 11
Коэффициент усиления в режиме насыщения, дБ	18
Выходная мощность, Вт	1
КПД, %	35
КСВН вх., отн. ед.	2
Ток потребления, мА: от источника питания +8 В от источника питания –5 В	450 4
<i>Усилитель мощности XP1006-BD</i>	
Рабочий диапазон частот, ГГц	8,5 – 11
Коэффициент усиления в режиме насыщения, дБ	21
Выходная мощность, Вт	10
КПД, %	30
КСВН вх., отн. ед.	2
Ток потребления, мА: от источника питания +8 В от источника питания –5 В	4200 42
Монолитные схемы фирмы UMS для ППМ АФАР X-диапазона на GaAs	
<i>Малошумящий усилитель CHA1014</i>	
Рабочий диапазон частот, ГГц	7 – 14
Коэффициент усиления, дБ	17
Коэффициент шума, дБ	2
Выходная мощность в режиме насыщения, мВт	10
Максимальная допустимая мощность на входе, мВт	50
КСВН вх./вых., отн. ед.	2
<i>Усилитель мощности CHA7115</i>	
Рабочий диапазон частот, ГГц	8,5 – 11
Коэффициент усиления, дБ	27,5
Выходная импульсная мощность, Вт	8
КПД, %	37
Сквозность, отн. ед.	10
Длительность импульса, мкс	25

Продолжение табл. 2

Параметр, единица измерения	Значение
КСВН вх., отн. ед.	2
Ток потребления, мА:	
от источника питания +8 В	2600
от источника питания –1,4 В	26
Монолитные схемы фирмы TriQuint для ППМ АФАР X-диапазона на GaAs	
<i>Малошумящий усилитель TGA2511</i>	
Рабочий диапазон частот, ГГц	6 – 14
Коэффициент усиления, дБ	20
Коэффициент шума, дБ	1,3
Выходная мощность в режиме насыщения, мВт	6
Максимальная допустимая мощность на входе, мВт	50
КСВН вх./вых., отн. ед.	2
Ток потребления, мА, от источника питания +5 В	160
<i>Усилитель мощности TGA2517</i>	
Рабочий диапазон частот, ГГц	7,5 – 12
Коэффициент усиления в режиме насыщения, дБ	27
Выходная мощность, Вт	10
КПД, %	30
КСВН вх., отн. ед.	2
Ток потребления, мА, от источника питания +12 В	3000
<i>Мощные PHEMT на GaAs</i> <i>TGF2022-06, TGF2022-12, TGF2022-24, TGF2022-60</i>	
Рабочий диапазон частот, ГГц	0 – 20
Коэффициент усиления в режиме насыщения, дБ	13
Выходная мощность, Вт:	
TGF2022-06	0,75
TGF2022-12	1,5
TGF2022-24	3,0
TGF2022-48	6,0
TGF2022-60	7,5
КПД, %:	
TGF2022-06	56
TGF2022-12	56
TGF2022-24	58
TGF2022-48	58
TGF2022-60	53
Монолитные схемы фирмы TriQuint для ППМ АФАР X-диапазона на GaN	
<i>Усилитель мощности TGA2608</i>	
Рабочий диапазон частот, ГГц	9,5 – 11
Коэффициент усиления в режиме насыщения, дБ	30

Параметр, единица измерения	Значение
Выходная мощность, Вт	20
КПД, %	30
КСВН вх., отн. ед.	2
Ток потребления, мА, от источника питания +25 В	720
<i>Переключатель TGS2352-2</i>	
Рабочий диапазон частот, ГГц	0 – 12
Прямые потери, дБ	1,0
Обратные потери, дБ	–35
Входная мощность, Вт	10
Управляющее напряжение, В	0/–40
<i>Переключатель TGS2353-2</i>	
Рабочий диапазон частот, ГГц	0 – 18
Прямые потери, дБ	1,5
Обратные потери, дБ	–25
Входная мощность, Вт	10
Управляющее напряжение, В	0/–40
<i>Мощные HEMT на GaN TGF2023-01, TGF2023-02, TGF2023-05, TGF2023-10, TGF2023-20</i>	
Рабочий диапазон частот, ГГц	0 – 20
Коэффициент усиления в режиме насыщения, дБ	12
Выходная мощность, Вт:	
TGF2023-01	5
TGF2023-02	10
TGF2023-05	20
TGF2023-10	40
TGF2023-20	80
КПД, %:	
TGF2023-01	52
TGF2023-02	50
TGF2023-05	49
TGF2023-10	47
TGF2023-20	46
Монолитные схемы ОАО «НПП «Исток» им. Шокина» для ППМ АФАР X-диапазона на GaAs	
<i>Малошумящий усилитель M42I3I7-1</i>	
Рабочий диапазон частот, ГГц	8 – 12
Коэффициент усиления, дБ	15
Коэффициент шума, дБ	2
Выходная мощность в режиме насыщения, мВт	5

Окончание табл. 2

Параметр, единица измерения	Значение
Максимальная допустимая мощность на входе, мВт	50
КСВН вх./вых., отн. ед.	2
Ток потребления, мА, от источника питания +5 В	30
<i>Малошумящий усилитель M421317-2</i>	
Рабочий диапазон частот, ГГц	8 – 12
Коэффициент усиления, дБ	15
Коэффициент шума, дБ	4
Выходная мощность в режиме насыщения, мВт	30
КСВН вх./вых., отн. ед.	2
Ток потребления, мА, от источника питания +5 В	100
<i>Усилитель мощности M42247-1</i>	
Рабочий диапазон частот, ГГц	8 – 12
Коэффициент усиления, дБ	15
Выходная импульсная мощность, Вт	1
Скважность, отн. ед.	3
Длительность импульса, мкс	1 – 500
КСВН вх., отн. ед.	2
Ток потребления, мА: от источника питания +8 В от источника питания –5 В	900 100
<i>Усилитель мощности M42247-2</i>	
Рабочий диапазон частот, ГГц	8 – 12
Коэффициент усиления в режиме насыщения, дБ	13
Выходная мощность, Вт	10
Скважность, отн. ед.	3
Длительность импульса, мкс	1 – 500
КПД, %	30
КСВН вх., отн. ед.	2,5
Ток потребления, мА: от источника питания +8 В от источника питания –5 В	5000 100
<i>Защитное устройство M44419</i>	
Рабочий диапазон частот, ГГц	8 – 12
Прямые потери, дБ	1,5
Обратные потери, дБ	–25
Входная мощность, Вт	10
Максимальная просачивающаяся мощность, мВт	50
КСВН вх., отн. ед.	2

Из табл. 2 видно, что большинство представленных здесь фирм сделали комплект МИС СВЧ для ППМ АФАР на GaAs и достигли уровней выходной мощности усилителя 10 Вт и КПД порядка 30 %.

При этом лучшие мощные транзисторы фирмы TriQuint: HEMT на GaAs TGF2022-06, TGF2022-12, TGF2022-24, TGF2022-60 и HEMT на GaN TGF2023-01, TGF2023-02, TGF2023-05, TGF2023-10, TGF2023-20 – демонстрируют КПД порядка 50 %.

Однако монолитные усилители мощности фирмы TriQuint для ППМ АФАР X -диапазона как на GaAs, так и на GaN имеют КПД порядка 30 %. Поэтому среди МИС СВЧ для ППМ АФАР X -диапазона однокристалльные GaAs- и GaN-усилители мощности с 10-ваттным уровнем выходной мощности и КПД более 30 % остаются до сих пор наиболее сложным для реализации в условиях серийного производства изделием.

В табл. 2 приведены МИС СВЧ, необходимые для построения как 2D-, так и 3D-модулей ППМ АФАР, в том числе мощный переключатель на GaN TGS2352-2 фирмы TriQuint.

Схема 3D-модуля на базе мощного переключателя и CORE CHIP представлена на рис. 1.

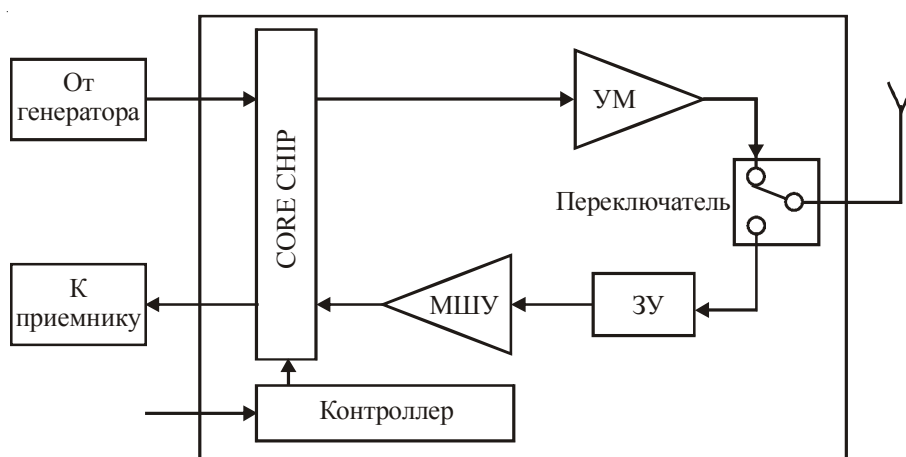


Рис. 1. Схема 3D-модуля для ППМ АФАР X -диапазона

3D-модуль для ППМ АФАР X -диапазона содержит следующий комплект МИС СВЧ: переключатель TGS2352-2 (фирма TriQuint); выходной усилитель мощности (УМ) TGA2517 (фирма TriQuint); маломощный усилитель (МШУ) TGA2511 (фирма TriQuint); защитное устройство (ЗУ) М44419 (ОАО «НПП «Исток» им. Шокина»); CORE CHIP (фазовращатель, аттенюатор) (ОАО «НПП «Исток» им. Шокина»); контроллер.

Конструкция 3D-модуля для ППМ АФАР X -диапазона, максимально приближенная к конструкции 2D-модуля, приведена на рис. 2.

3D-модуль устанавливается плашмя на обратную сторону плоскости антенны, а антенны модуля – плашмя на лицевую сторону плоскости антенны.

Для отвода тепла от 3D-модуля используется само полотно антенны, при этом модуль имеет «четыре этажа». На первом этаже, лежащем на плоскости антенны, находятся усилитель мощности, маломощный усилитель, мощный переключатель и защитное устройство; на втором этаже – CORE CHIP (фазовращатели, аттенюаторы, переключатели и драйверы); на третьем этаже – фильтры питания; на четвертом этаже – обеспечивающий модуль.

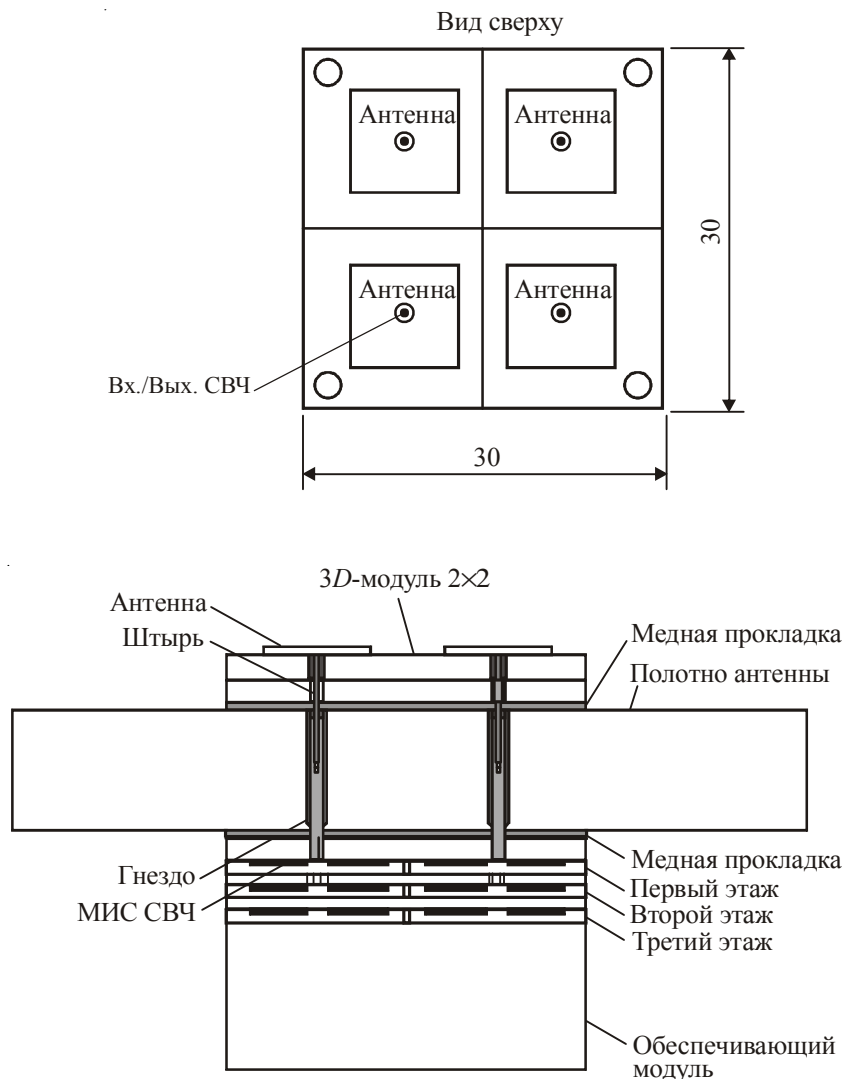


Рис. 2. Конструкция приемопередающего 3D-модуля X-диапазона и способ его крепления на полотно антенны АФАР

Соединение между этажами осуществляется с помощью штырей, через которые передаются питающее напряжение, сигналы управления и СВЧ-сигналы от этажа к этажу, при этом гнезда СВЧ в виде штыревых контактов «мама» выходят с нижней стороны первого этажа 3D-модуля.

В полотне антенны под каждый модуль 3D делаются отверстия под гнезда «мама» в полном соответствии со штыревыми контактами «папа» антенн модуля 3D с верхней стороны полотна антенны.

3D-модуль крепится к полотну антенны четырьмя винтами посредством резьбовых отверстий в полотне антенны. Основное тепло в 3D-модуле выделяется именно на первом этаже, поэтому так важно обеспечить хороший тепловой контакт с полотном антенны. Для улучшения теплового и электрического контакта между модулем и полотном антенны устанавливается золоченая прокладка из мягкой меди толщиной около 50 мкм. Корпус 3D-модуля, антенны модуля 3D и полотно антенны также должны быть позолочены для обеспечения надежного теплового и электрического контакта между ними.

Очень важно минимизировать количество монолитных схем СВЧ и других компонентов, входящих в модуль, чтобы сделать 3D-модуль легким и компактным. 3D-модуль неразборный и, если выходит из строя, восстановлению не подлежит.

ЛИТЕРАТУРА

1. Стратегическая программа исследований технологической платформы «СВЧ-технологии»; утверждена 17 декабря 2012 года. http://tpco.ru/assets/files/Strategicheskaja_programma.pdf
2. Информационные материалы в интернете фирм M/A-COM, Mimix, TriQuint, UMS. <http://www.triquint.com/>, <http://www.macom.com/>, <http://mimixcorp.com/>, <http://classifierums.pdfsearch.ru/>
3. **Михальченко, А. Г.** Транзисторы и интегральные схемы СВЧ, конструкция и технология изготовления / А. Г. Михальченко, А. М. Темнов // Фрязинская школа электроники. К 80-летию электронной промышленности в наукограде Фрязино. – М.: ООО Издательство «Янус-К». – С. 293–295.

Статья поступила 28 февраля 2014 г.

=== НОВЫЕ КНИГИ ===

ВОСКРЕСЕНСКИЙ Д. И., ОВЧИННИКОВА Е. В., ШМАЧИЛИН П. А. **Бортовые цифровые антенные решетки и их элементы** / Под ред. Д. И. Воскресенского. – М.: Радиотехника, 2013. – 208 с.: ил.

Рассмотрены характеристики бортовых активных фазированных антенных решеток с цифровым диаграммообразованием и обработкой сигнала и созданные на их основе распределительные и излучающие устройства в СВЧ-диапазоне.

Для инженеров, занимающихся разработкой цифровых антенных решеток. Может быть полезна студентам, обучающимся по направлению «Радиотехника».

УДК 621.382.3

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ ДВУХКРИСТАЛЬНЫХ СОСТАВНЫХ ПТШ В УСИЛИТЕЛЕ МОЩНОСТИ СВЧ-ДИАПАЗОНА

В. А. Иовдальский, В. А. Пчелин, С. В. Герасименко

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

Показана возможность существенного (на 30 %) улучшения массогабаритных характеристик усилителя мощности СВЧ-диапазона за счёт применения в нём двухкристальных ПТШ вместо однокристальных.

КС: массогабаритные характеристики, двухкристальный составной ПТШ, выходной полукаскад, модуль усилителя мощности

A possibility of significant (30%) improvement of weight-dimension characteristics of microwave range power amplifier at the expense of using two-chip field-effect Schottky transistors instead of single-chip ones has been shown.

Keywords: weight-dimension characteristics, two-chip composite field-effect Schottky transistor, output halfstage, power amplifier module

1. ВВЕДЕНИЕ

Основным конструктивно-технологическим вариантом исполнения усилителей мощности СВЧ-диапазона в настоящее время по-прежнему остаётся гибридно-интегральный. А основным активным элементом, используемым в них, является ПТШ. Для сложения мощности в отдельных усилительных каскадах, а также для межкаскадного сложения мощности широко применяются различные плёночные делители/сумматоры мощности: кольцевые делители/сумматоры, мосты Уилкинсона, направленные штыревые ответвители (мосты Ланге). Несмотря на успехи в наращивании мощности кристаллов ПТШ, сложение мощности отдельных кристаллов остаётся актуальной задачей. Появление двухкристальных составных ПТШ [1] открывает новые возможности улучшения характеристик усилителей мощности СВЧ-диапазона.

2. КОНСТРУКЦИЯ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ

Выпускаемый серийно модуль усилителя мощности предназначен для работы в выходных каналах бортовой аппаратуры радиоэлектронного противодействия. В связи с тем что в выходном канале системы суммируется мощность нескольких десятков таких модулей, они должны иметь минимальные габаритные размеры и как можно высокий КПД [1].

Специальный характер разработки исключал применение импортных транзисторов, например TGF4260 с выходной мощностью 5 Вт, поэтому использовались лучшие на то время отече-

ственные СВЧ-транзисторы с выходной мощностью 0,9 Вт. Применение таких транзисторов потребовало разработки и применения суммирующих и согласующих цепей, позволяющих включать в выходной каскад модуля до 16 транзисторов.

Рабочий диапазон частот усилителя – 1...2 и 2...4 ГГц, выходная мощность – 8,5...4,5 Вт. Коэффициент усиления модуля – 22...25 дБ. Напряжение питания: -5 В и +9,5 В. Потребляемый ток в цепи питания +9,5 В – не более 6 А.

Модуль представляет собой металлический корпус, в который помещены гибридно-интегральные схемы (ГИС) усилительных каскадов. Корпус имеет коаксиальные вход и выход СВЧ-сигнала и коаксиальные фильтры питания. Модуль герметизирован и наполнен азотом. Однако габаритные размеры модуля – 86×78×21 мм, а масса – около 250 г. Модуль разработан в 2002 г. и на период разработки удовлетворял предъявляемым требованиям. Низкочастотный вариант усилителя выполнен двухкаскадным, а высокочастотный – трёхкаскадным. Вход ГИС входного каскада усилителя соединен с коаксиальным входом модуля, а его выход – с входом промежуточного каскада. Выход ГИС промежуточного каскада соединен с входом ГИС направленного делителя мощности (трехзвенный подвешенный мост Ланге), в котором сигнал делится на две равные части, а затем поступает в выходной каскад. Выходной каскад состоит из двух ГИС полукаскадов, входы которых присоединены к выходам первого моста Ланге. В каждом из полукаскадов суммируется мощность восьми ПТШ. Выходы полукаскадов соединены с двумя входами второго моста Ланге, в котором складывается мощность двух выходных полукаскадов. Выход второго моста Ланге соединен с коаксиальным выходом модуля усилителя. Схема внутренней компоновки высокочастотной части модуля представлена на рис. 1, а конструкция ГИС выходного полукаскада – на рис. 2.

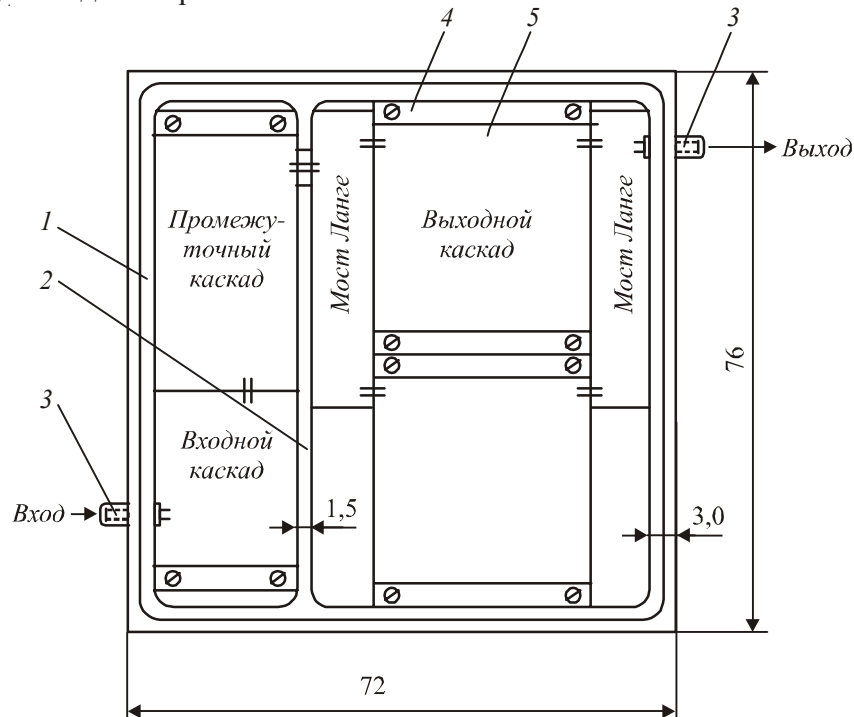


Рис. 1. Внутренняя компоновка серийно выпускаемого высокочастотного усилителя мощности:

1 – стенка корпуса; 2 – перегородка внутри корпуса; 3 – гермоввод;
4 – металлическое основание; 5 – поликоровая плата

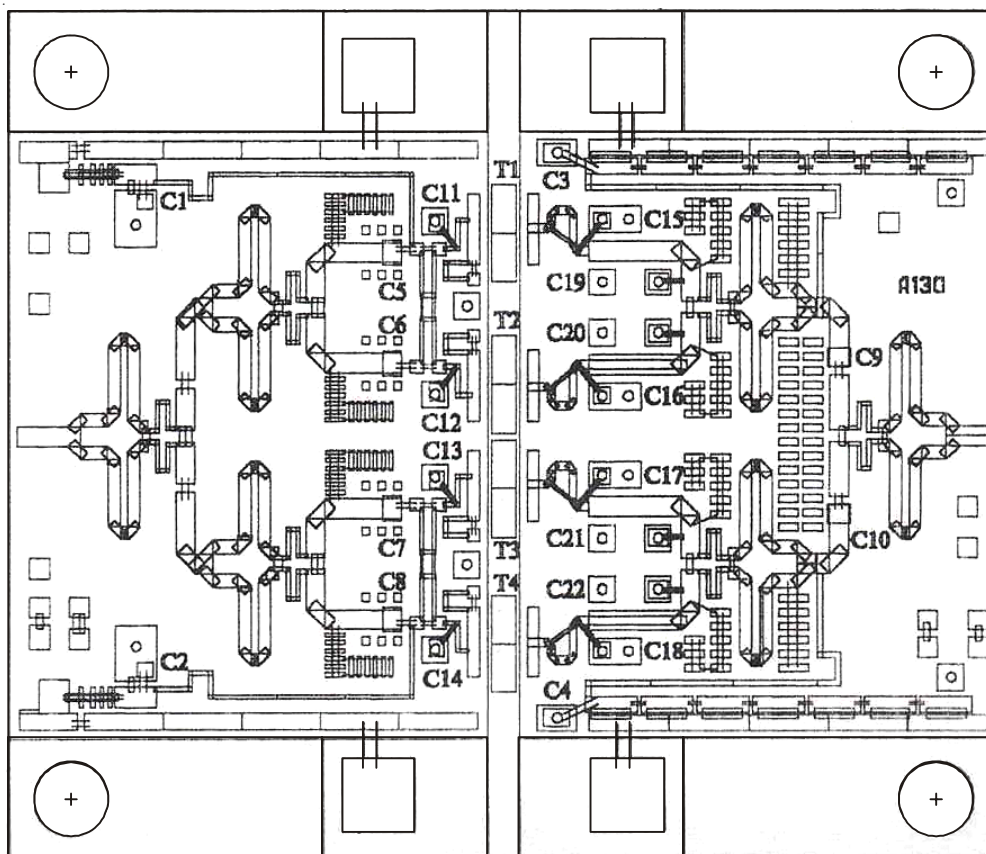


Рис. 2. Конструкция ГИС выходного полукаскада серийно выпускаемого высокочастотного усилителя мощности

Реализация двухкристального составного ПТШ [2-5] позволяет существенно (в 2 раза) увеличить мощность полукаскада и отказаться от использования второго полукаскада (рис. 3, 4).

Исключение из конструкции модуля одного из полукаскадов дает возможность существенно улучшить массогабаритные характеристики модуля. А учитывая, что модуль усилителя применяется в выходном канале бортовых систем (где суммируется мощность нескольких десятков таких модулей), и острую необходимость минимизации массогабаритных параметров такой РЭА, существенное уменьшение габаритных размеров и массы модуля приобретает большое значение. Следует заметить, что применение двухкристальных составных ПТШ в выходном полукаскаде усилителя мощности потребует соответствующей корректировки топологии платы выходного каскада. Однако это не представляет особой сложности, а эффект от такой модернизации конструкции перекрывает эти затраты.

3. РАСЧЕТНАЯ ЧАСТЬ

Методом расчёта можно оценить возможность уменьшения габаритных размеров и массы модуля усилителя мощности в случае исключения ГИС выходного полукаскада из конструкции модуля и применения дополнительного теплоотвода от верхних кристаллов двухкристальных ПТШ.

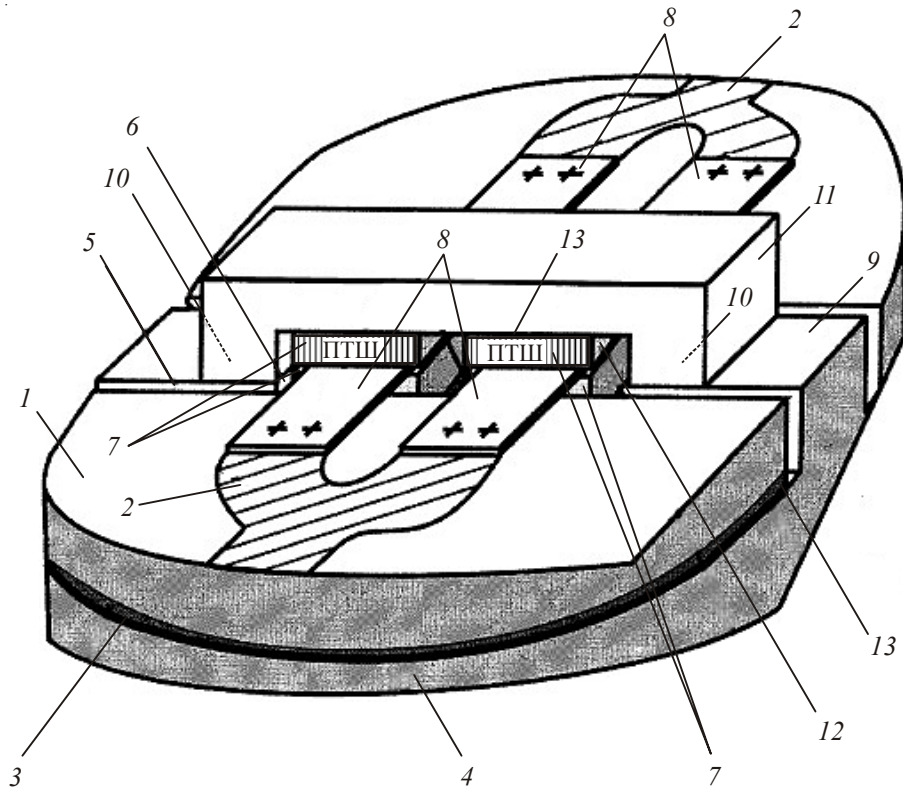


Рис. 3. Фрагмент мощной ГИС СВЧ-диапазона конструкции с двухкристальными составными ПТШ:

1 – диэлектрическая подложка; 2 – топологический рисунок металлизации; 3 – экранная заземляющая металлизация; 4 – металлическое теплоотводящее основание; 5 – отверстие в диэлектрической подложке; 6 – выемка в металлическом теплоотводящем основании; 7 – кристаллы транзисторов; 8 – плоские балочные выводы кристаллов транзисторов; 9 – выступ на металлическом теплоотводящем основании; 10 – монтажные площадки; 11 – теплопроводящая пластина; 12 – канавка в электро- и теплопроводящей пластине; 13 – электро- и теплопроводящее связующее вещество.

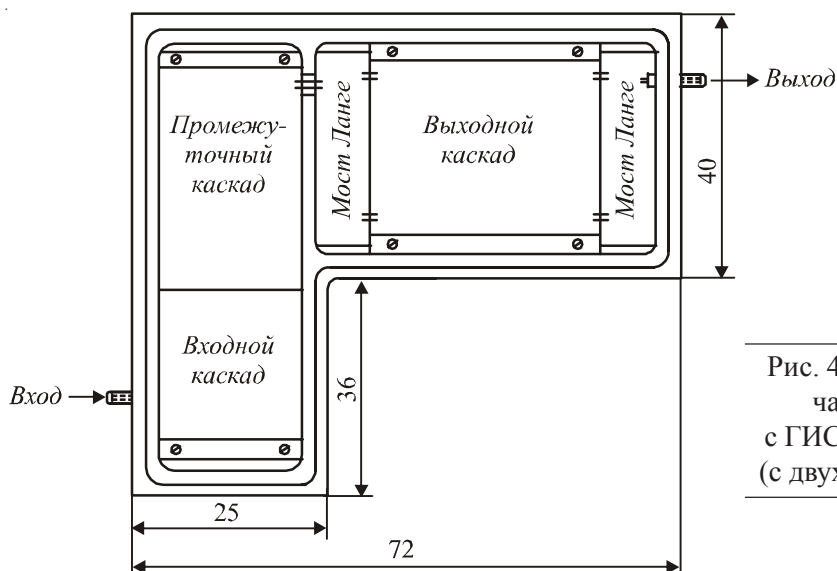


Рис. 4. Внутренняя компоновка высокочастотного усилителя мощности с ГИС модернизированной конструкции (с двухкристальными составными ПТШ)

Начнём с расчёта уменьшения объёма, занимаемого модулем. Габаритные размеры корпуса, выполненного из сплава Д-16 (ГОСТ4784-74), без учёта выводов и лапок для крепления, составляют $72 \times 76 \times 21$ мм. При этом объём корпуса модуля серийного $V_{\text{сер}}$ при таких размерах равен $114,912 \text{ см}^3$. Объём модернизированной конструкции модуля меньше $V_{\text{сер}}$ на величину $V_{\text{ум}}$ за счёт использования одной ГИС выходного полукаскада с двухкристальными составными ПТШ. Пусть X, Y, Z – величины уменьшения длины, ширины и высоты модуля. Тогда $V_{\text{ум}} = X \times Y \times Z = 4,7 \times 3,6 \times 2,1 = 35,532 \text{ см}^3$. $[V_{\text{ум}}/V_{\text{сер}}] \times 100 \% = (35,532/114,912) \times 100 \% = 30,92 \%$.

Далее проведём оценку уменьшения массы модуля от модернизации. Введем следующие обозначения: $M_{\text{ум}}$ – величина уменьшения массы модуля при модернизации; $M_{\text{ум.дна}}$ – уменьшение массы дна корпуса; $M_{\text{ум.кр}}$ – уменьшение массы крышки; $M_{\text{ум.пер}}$ – уменьшение массы перегородки внутри корпуса; $M_{\text{ум.мет.осн}}$ – уменьшение массы за счёт исключения металлического основания; $M_{\text{ум.в.мет.осн}}$ – уменьшение массы за счёт исключения выступа на удалённом металлическом основании; $M_{\text{пл}}$ – масса удаляемой поликоровой платы; $M_{\text{доп.тепл}}$ – масса дополнительного теплоотвода от двухкристального составного ПТШ.

Проведём расчёт массы отдельных удаляемых частей модуля при модернизации.

$M_{\text{ум.дна}} = X_1 \times Y_1 \times Z_1 \times D_{\text{Д-16}} = 4,7 \times 3,6 \times 1,2 \times 2,78 = 56,445 \text{ г}$, где X_1, Y_1, Z_1 – размеры удаляемой части дна корпуса; $D_{\text{Д-16}}$ – плотность сплава Д-16.

$M_{\text{ум.кр}} = X_2 \times Y_2 \times Z_2 \times D_{\text{Д-16}} = 4,7 \times 3,6 \times 0,2 \times 2,78 = 9,4 \text{ г}$, где X_2, Y_2, Z_2 – размеры удаляемой части крышки.

$M_{\text{ум.пер}} = X_3 \times Y_3 \times Z_3 \times D_{\text{Д-16}} = 3,6 \times 0,15 \times 0,8 \times 2,78 = 1,2 \text{ г}$, где X_3, Y_3, Z_3 – габаритные размеры удалённой части перегородки.

$M_{\text{ум.мет.осн}} = X_4 \times Y_4 \times Z_4 \times D_{\text{МД-50}} = 3,65 \times 2,5 \times 0,15 \times 9,56 = 13,085 \text{ г}$, где X_4, Y_4, Z_4 – габаритные размеры удалённого металлического основания; $D_{\text{МД-50}}$ – плотность сплава МД-50.

$M_{\text{ум.в.мет.осн}} = X_5 \times Y_5 \times Z_5 \times D_{\text{МД-50}} = 3,65 \times 0,08 \times 0,04 \times 9,56 = 0,1117 \text{ г}$, где X_5, Y_5, Z_5 – габаритные размеры удалённого выступа металлического основания.

$M_{\text{пл}} = X_6 \times Y_6 \times Z_6 \times D_{\text{пол}} = 3,57 \times 2,5 \times 0,05 \times 3,96 = 1,767 \text{ г}$, где X_6, Y_6, Z_6 – габаритные размеры удалённой поликоровой платы; $D_{\text{пол}}$ – плотность поликоровой подложки.

$4M_{\text{доп.тепл}} = 4[(X_7 \times Y_7 \times Z_7) - (X_8 \times Y_8 \times Z_8)] \times D_{\text{МД-50}} = 4[(0,33 \times 0,08 \times 0,16) - (0,13 \times 0,08 \times 0,01)] \times 9,56 = 0,14745 \text{ г}$, где X_7, Y_7, Z_7 – габаритные размеры дополнительного теплоотвода, а X_8, Y_8, Z_8 – размеры выемки в нём.

$$M_{\text{ум}} = M_{\text{ум.дна}} + M_{\text{ум.кр}} + M_{\text{ум.пер}} + M_{\text{ум.мет.осн}} + M_{\text{ум.в.мет.осн}} + M_{\text{пл}} - 4M_{\text{доп.тепл}} = 81,99 \text{ г}.$$

$$[M_{\text{ум}}/M_{\text{сер}}] \times 100 \% = (82/250) \times 100 \% = 32,798 \%.$$

Таким образом, в результате проведённых расчётов выяснилось, что после модернизации объём и масса модуля усилителя мощности снизились примерно на 30 %.

5. ВЫВОДЫ

1. В результате применения в выходном каскаде усилителя мощности двухкристальных составных ПТШ можно исключить из конструкции модуля усилителя ГИС один выходной полукаскад.

2. Исключение из конструкции модуля усилителя ГИС одного выходного полукаскада позволит существенно (на 30 %) улучшить массогабаритные характеристики без снижения мощности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Разработка твердотельных усилителей большой мощности в диапазоне частот 1...2, 2...4 ГГц для аппаратуры РЭП: научно-техн. отчёт / ФГУП «НПП «Исток»; В. А. Пчелин, А. Н. Бакаушин, О. И. Обрезан, В. Ю. Язан. – Фрязино, 2002. – № 15-9182.
2. Пат. 2298255 РФ, МПК⁶ Н 01 L 25/11. Мощная гибридная интегральная схема СВЧ-диапазона / В. А. Иовдальский, В. Г. Лапин, В. А. Пчелин, В. Г. Моргунов. – Приоритет 12.04.07.
3. Иовдальский, В. А. Новая концепция сложения мощности кристаллов ПТШ в ГИС усилителей мощности СВЧ-диапазона / В. А. Иовдальский // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2006. – Вып. 1(487). – С. 44-51.
4. Иовдальский, В. А. Составной двухъярусный транзистор для усилителей мощности СВЧ-диапазона / В. А. Иовдальский, В. А. Пчелин, В. Г. Лапин / 19-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии «Крымико-2009»: материалы конференции. 14-18 сентября, г. Севастополь, Крым, Украина. – Т. 1. – С. 74-75.
5. Иовдальский, В. А. Двухъярусная транзисторная сборка для усилителей мощности СВЧ-диапазона / В. А. Иовдальский, В. А. Пчелин, В. Г. Лапин // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2009. – Вып. 4(503). – С. 38-41.

Статья поступила 24 февраля 2010 г.

=== НОВЫЕ КНИГИ ===

ГИЛИМОР А. С.-МЛ. **Лампы с бегущей волной.** – М.: Техносфера, 2013. – 616 с.

Книга основана на материалах лекций и семинаров по СВЧ-лампам, которые автор многократно проводил в ведущих фирмах и университетах США. В ней сосредоточены базовые знания по теории и технике наиболее востребованного в течение многих, в том числе последних, десятилетий прибора – лампы с бегущей волной (ЛБВ). Книга написана доступным для широкого круга читателей и образным языком, методически сбалансирована. Широко используемые цитаты из работ известных специалистов и обширная библиография способствуют более глубокому восприятию излагаемого материала.

Книга может быть полезна для подготовки как студентов старших курсов и аспирантов вузов, так и специалистов, занятых разработкой и применением ЛБВ в различных областях радиоэлектроники.

УДК 621.385.6

ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЖИМА ПЕРЕСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ В ИМПУЛЬСНОМ МАГНЕТРОНЕ С ДВУМЯ ВЫВОДАМИ ЭНЕРГИИ

Г. И. Чурюмов, А. И. Экезли

Харьковский национальный университет радиоэлектроники, Украина

Проведены исследования импульсного низковольтного магнетронного генератора 3-см диапазона с двумя выводами энергии. Представлены экспериментальные результаты перестройки частоты в магнетроне в зависимости от изменения реактивной составляющей нагрузки во втором выводе энергии. Показано, что диапазон перестройки частоты превышает 200 МГц в линейной части частотной характеристики. Электронное управление дискретной перестройкой частоты от импульса к импульсу в магнетроне осуществляется за счет применения коммутирующего переключателя на $p-i-n$ -диодах, который подключался ко второму (реактивному) выводу энергии магнетрона.

КС: магнетрон, электродинамическая система, вывод энергии, перестройка частоты, метод эквивалентных схем

An investigation of a low-voltage K band pulsed magnetron oscillator with two energy outputs has been carried out. The experimental results of frequency tuning in the magnetron against changes of reactive component of a load in the second energy output are presented. The experiment has demonstrated that the frequency tuning range is greater than 200 MHz in the linear part of frequency characteristic. The electron control of the discrete frequency tuning from pulse to pulse in the magnetron is realized by way of using a switching unit working with $p-i-n$ -diodes, which is connected to the second (reactive) energy output of the magnetron.

Keywords: magnetron, electrodynamics system, energy output, frequency tuning, equivalent circuit method

1. ВВЕДЕНИЕ

Последние исследования указывают на все возрастающий интерес к магнетронным генераторам и исследованию их частотных параметров и характеристик [1–3]. С одной стороны, это связано с улучшением стабильности частоты магнетронов и созданием на их основе когерентных источников колебаний [4], а с другой – с обеспечением перестройки частоты в магнетронах и повышением ее быстродействия [5]. Практическая реализация перестройки частоты в магнетронах (или, в отдельных случаях, подстройки частоты) расширяет область их функционального применения, упрощает практическую эксплуатацию радиоэлектронных систем на основе магнетронных генераторов, а также повышает конкурентоспособность данных систем по сравнению с устройствами СВЧ на основе, например, усилительных цепочек (клистрон + широкополосная ЛБВ О-типа) по такому параметру, как соотношение цена/качество [6].

При реализации режима перестройки частоты в магнетронных генераторах необходимо стремиться к выбору такого способа управления частотой, который позволил бы сохранить традиционные и свойственные магнетрону качества: простота и компактность конструкции – и дополнить их удобством и надежностью осуществления процесса перестройки.

Как известно (например, [7]), способы и методы управления частотой генерации в магнетронах основаны на изменении значений эквивалентных индуктивности L и емкости C их резонаторной системы за счет введения электродинамически связанных с ней как внутренних (например, металлические и диэлектрические штыри и кольца [8]), так и внешних дополнительных элементов (например, резонатора [9] или отрезков линий передачи СВЧ [10]). Среди основных требований к режиму перестройки частоты в магнетронах необходимо отметить стремление сохранить линейный характер частотной характеристики и малое изменение электрических параметров магнетрона во всем диапазоне перестройки частоты (например, мощности), а также обеспечение необходимых скорости перестройки, воспроизводимости результатов и малой инерционности.

В данной работе представлены результаты экспериментальных исследований дискретной перестройки частоты от импульса к импульсу в устройстве на основе магнетрона 3-см диапазона с двумя выводами энергии.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Для реализации режима перестройки частоты от импульса к импульсу было использовано устройство на основе магнетрона с двумя выводами энергии [10]. Функциональная схема данного устройства представлена на рис. 1. Устройство включает в себя магнетрон с двумя выводами, переключатель на $p-i-n$ -диодах D_1 и D_2 , модулятор, импульсный источник питания переключателя и согласованную нагрузку. От модулятора и импульсного источника питания переключателя, работа которого синхронизирована с модулятором, на магнетрон подаются импульсы анодного напряжения U_a , а на диоды переключателя D_1 и D_2 – импульсы управляющих на-

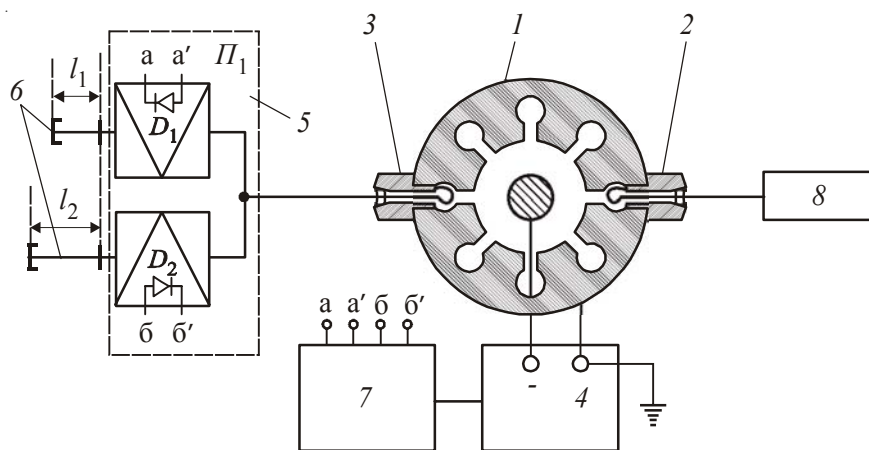


Рис. 1. Функциональная схема устройства для перестройки частоты от импульса к импульсу:

- 1 – магнетрон с двумя выводами; 2 – активный вывод энергии; 3 – реактивный вывод энергии;
- 4 – импульсный источник анодного напряжения (модулятор); 5 – диодный переключатель;
- 6 – короткозамкнутые отрезки волноводов различной длины (l_1 и l_2);
- 7 – источник импульсов управления работой $p-i-n$ -диодов D_1 и D_2 ; 8 – нагрузка магнетрона

пряжений $U_{a-a'}$ и $U_{6-6'}$. Схематично эюры данных импульсов представлены на рис. 2. Как видно, управляющие синхронизированные импульсы $U_{a-a'}$ и $U_{6-6'}$ случайным образом или по определенно заданному закону управляют режимом переключения внешней нагрузки реактивного вывода магнетрона в паузах между импульсами анодного напряжения.

В качестве реактивной нагрузки магнетрона используется переключатель с подключенными к нему короткозамкнутыми отрезками волноводов различной длины (l_1 или l_2). В случае, когда преобладает чисто реактивная нагрузка, для входного сопротивления линии передач без потерь получаем (см., например, [11])

$$Z_{\text{вх}} = jZ_c \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda_g}, \quad (1)$$

где Z_c – характеристическое сопротивление линии передач; l – длина отрезка линии передач; λ_g – длина волны в линии передач. Как видно из (1), выбор различной длины короткозамкнутых отрезков волноводов (l_1 или l_2) из интервала значений $0 \leq L \leq \lambda_g$ приводит к изменению реактивной составляющей входного сопротивления волноводов, подключение которых к реактивному выводу осуществляется с помощью СВЧ-переключателя путем подачи импульсов управления $U_{a-a'}$ и $U_{6-6'}$ на диоды D_1 и D_2 . Таким образом, осуществляется изменение реактивной нагрузки второго вывода энергии магнетрона синхронно с импульсами анодного напряжения U_a . В результате частота генерации магнетрона изменяется от импульса к импульсу (рис. 2, з).

На рис. 3 схематично представлены анодный блок магнетрона с двумя выводами энергии и его эквивалентная схема, полученная для случая возбуждения рабочего вида колебаний магнетрона (π -вида). Один из выводов анодного блока согласован с активной нагрузкой $Z_n^a = R_n^a$ (активный вывод), а ко второму выводу подключается реактивная нагрузка $Z_n^p = jX_n^p$ (реактивный

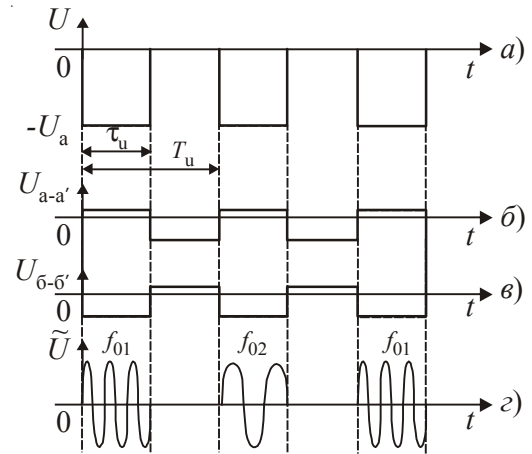


Рис. 2. Эюры импульсов анодного напряжения (а), импульсов управления работой $p-i-n$ -диодов (б, в) и импульсов СВЧ-напряжения с частотами на выходе магнетрона (з)

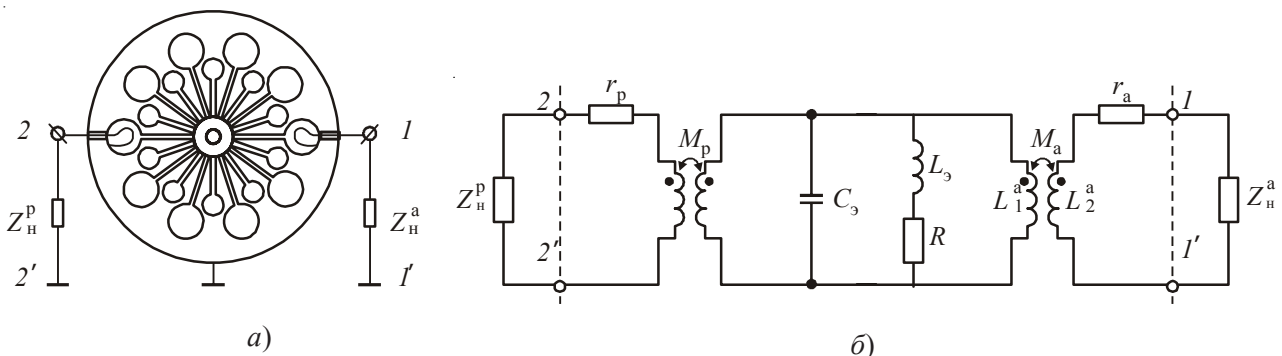


Рис. 3. Разнорезонаторный анодный блок магнетрона с двумя выводами (а) и его эквивалентная схема (б)

вывод). Степень связи активного и реактивного выводов энергии выбиралась различной за счет использования разных диаметров петель связи.

Для изучения резонансных свойств магнетрона с двумя выводами энергии рассмотрим «холодный» анодный блок и остановимся более детально на анализе его эквивалентной схемы (см. рис. 3, б). Данная схема включает в себя эквивалентный колебательный контур и два выходных устройства в виде трансформаторов с коэффициентами трансформации соответственно активного и реактивного выводов $k_a = \tilde{U}_m / \tilde{U}_a$ и $k_p = \tilde{U}_m / \tilde{U}_p$, где $\tilde{U}_m$ – амплитуда ВЧ-напряжения на внутренних зажимах трансформаторов в анодном блоке; $\tilde{U}_a$ и $\tilde{U}_p$ – амплитуды ВЧ-напряжений на внешних зажимах трансформаторов. Сопротивления r_a и r_p учитывают возможные активные потери, которые имеют место во вторичных обмотках трансформаторов в каждом из выводов энергии.

Параметры эквивалентного колебательного контура C_3 , L_3 и R представляют собой эквивалентную емкость, индуктивность и активное сопротивление, вызванное потерями в стенках резонаторной системы. Частота собственных затухающих колебаний в таком контуре определяется как

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{Q_0^2}}, \quad (2)$$

где $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_3 C_3}}$ – частота собственных колебаний контура без потерь; $Q_0 = \frac{\omega_0 L_3}{R} = \frac{1}{\omega_0 C_3 R}$ –

собственная добротность эквивалентного колебательного контура.

Входное сопротивление резонаторного анодного блока магнетрона со стороны активной нагрузки (плоскость II' на рис. 3) можно представить в виде

$$Z_{I-I'} = R_{I-I'} + jX_{I-I'}, \quad (3)$$

где $R_{I-I'}$ и $X_{I-I'}$ – активная и реактивная составляющие входного сопротивления анодного блока магнетрона. В режиме установившихся колебаний резонансная частота «холодного» анодного блока магнетрона определяется из условия, что

$$X_{I-I'}(\omega) = 0. \quad (4)$$

3. ЭКСПЕРИМЕНТ

Экспериментальные исследования перестройки частоты в магнетроне с двумя выводами энергии проводились на установке, схема которой показана на рис. 4. Установка включала магнетрон с двумя выводами энергии и блоком питания, резонансный частотомер, анализатор спектра и измеритель мощности. Анодный блок магнетрона представлял собой разнорезонаторную электродинамическую структуру типа «щель-отверстие» с количеством резонаторов $N = 20$, радиусом анода $r_a = 1,55$ мм и высотой $h = 4,1$ мм. Эмиссию в магнетроне обеспечивал оксидный катод с $r_c = 0,975$ мм. Для стабилизации температурного режима применялось воздушное охлаждение прибора, а общая масса его пакетированной конструкции была равна 0,85 кг.

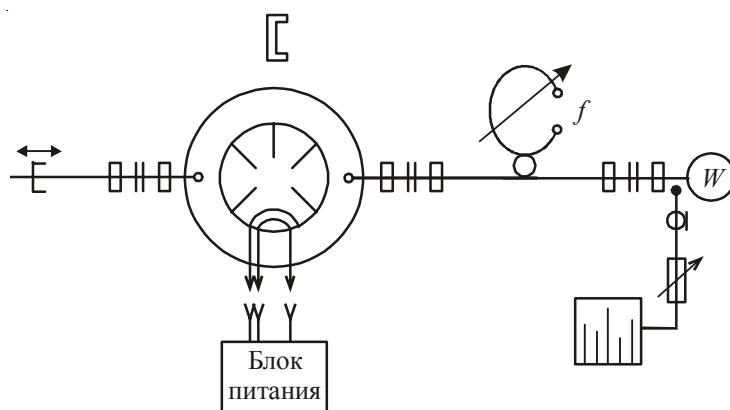


Рис. 4. Схема экспериментальной установки

Был выбран непрерывный режим работы магнетрона при следующих значениях электрических параметров: анодное напряжение $U_a = 600$ В, магнитное поле $B_0 = 0,25$ Тл и анодный ток $I_a = 0,08$ А.

На рис. 5 представлены экспериментальные вольт-амперная (ВАХ) характеристика, кривые перестройки частоты и изменение уровня выходной мощности магнетрона с двумя выводами в диапазоне перестройки частоты.

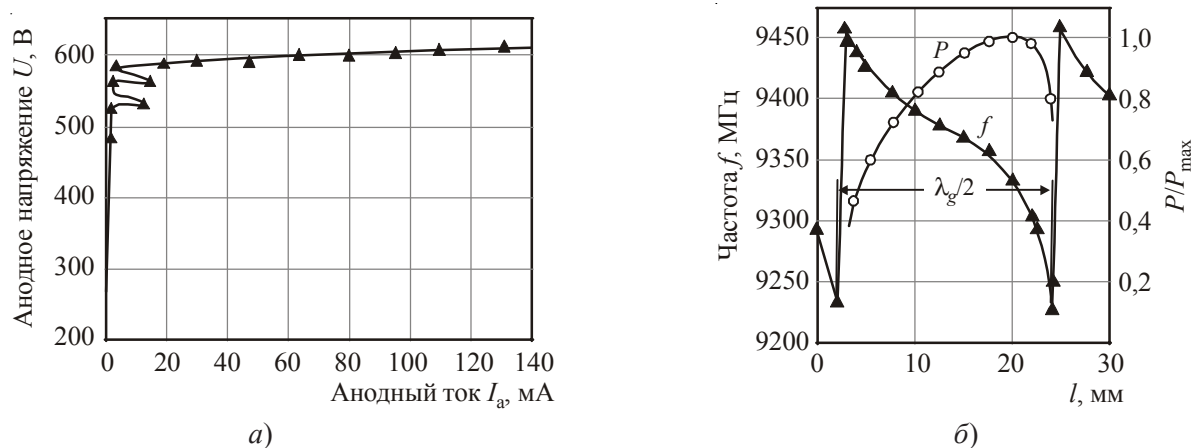


Рис. 5. Экспериментальные ВАХ (а), кривая перестройки частоты и изменение уровня выходной мощности (б) магнетрона с двумя выводами

В качестве нагрузки реактивного вывода энергии магнетрона использовался отрезок волновода с короткозамыкающей пластиной в виде подвижного поршня (см. рис. 4). Согласно (1), изменение длины l короткозамкнутого отрезка волновода приводит к соответствующему изменению его входного реактивного сопротивления и, как следствие, к изменению частоты генерации магнетрона. Как видно из рис. 5, диапазон перестройки частоты магнетрона для выбранной рабочей точки на ВАХ превысил 230 МГц при максимальной непрерывной мощности в нагрузке активного вывода энергии более 28 Вт.

Для реализации импульсного режима работы магнетрона использовался модулятор, работа которого была синхронизирована с источником импульсов управления работой СВЧ-переключателя.

На рис. 6 показаны импульсы анодного напряжения и тока магнетрона, а также импульсы управления работой диодов D_1 и D_2 СВЧ-переключателя. Формы спектров колебаний на выходе магнетрона на частотах f_{01} и f_{02} приведены на рис. 7. Для работы магнетрона в импульсном режиме выбиралась рабочая точка на ВАХ, соответствующая $U_a = 610$ В и $I_a = 0,15$ А. Длительность импульса анодного напряжения составляла $\tau_u = 16$ мкс, а скважность – 40. Разница по частоте между сигналами $\Delta f = f_{01} - f_{02}$ составила более 90 МГц. Длительность импульсов управления работой переключателя выбиралась равной $\tau_{u,y} = 600$ мкс.

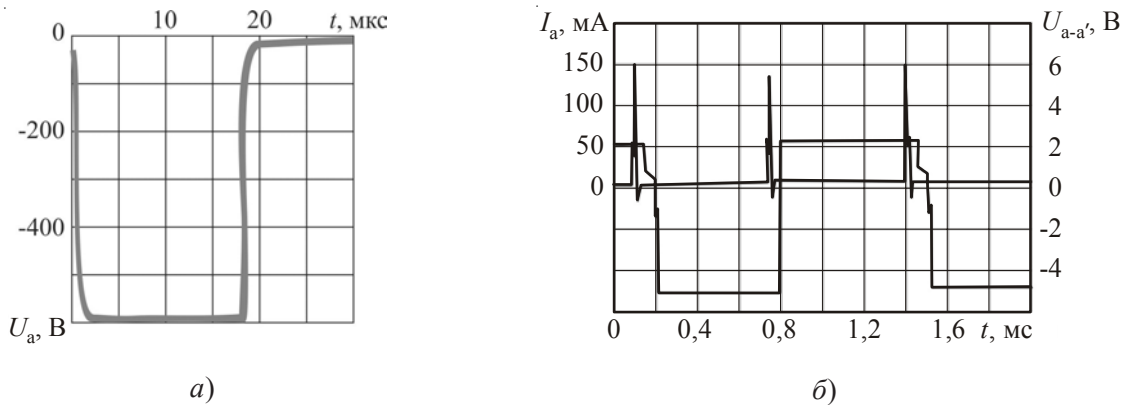


Рис. 6. Экспериментальные импульсы анодного напряжения (а), импульсы управления работой диода D_1 и импульсы анодного тока (б) магнетрона с двумя выводами

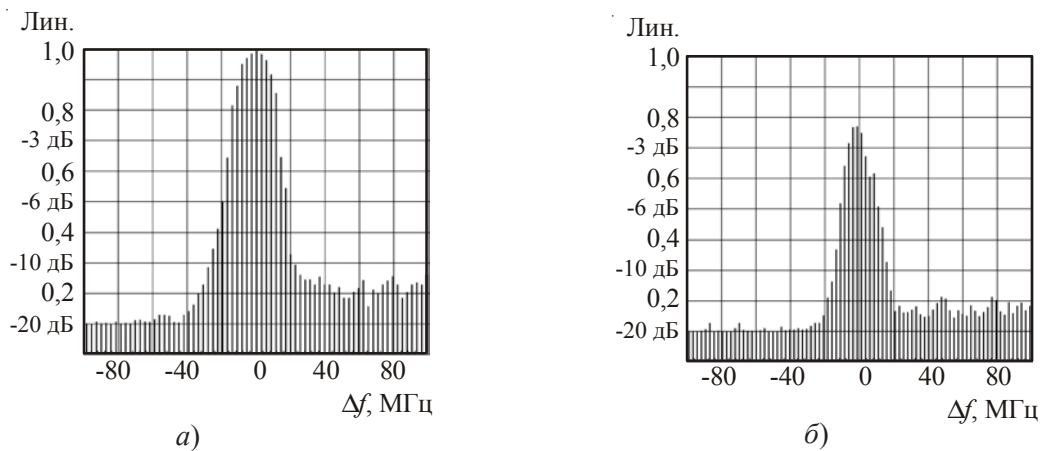


Рис. 7. Осциллограммы форм спектров колебаний на выходе магнетрона с двумя выводами энергии на частотах f_{01} (а) и f_{02} (б)

Как видно из рис. 5, б, подача положительного напряжения на анод диода D_1 (положительный импульс управления $U_{a-a'}$) и соответственно отрицательного – на диод D_2 открывает диод D_1 и запирает диод D_2 . В результате к реактивному выводу магнетрона подключается короткозамкнутый отрезок волновода длиной l_2 . При этом частота генерации магнетрона составила $f_{01} = 9405$ МГц, а значение анодного тока – $I_a = 0,15$ А. Изменение полярности импульсов управления, подаваемых на диоды D_1 и D_2 , приводит к смене реактивной нагрузки и подключению к магнетрону короткозамкнутого отрезка волновода длиной l_1 . В этом случае частота

генерации изменяется и равна $f_{02} = 9310$ МГц, а анодный ток $I_a = 0,137$ А. Анализ выходных сигналов на частотах f_{01} и f_{02} показывает, что имеющие место различия в формах спектров колебаний связаны с изменением величины анодного тока (более чем в 1,11 раз), а также влиянием на работу магнетрона помех от источника импульсного питания (модулятора) и недостаточной экранировкой цепей питания магнетрона от возможных помех.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Экспериментально реализован режим электронной перестройки частоты от импульса к импульсу в устройстве на основе низковольтного магнетрона 3-см диапазона с двумя выводами энергии. Качественно рассмотрены вопросы расчета резонансных частот «холодного» анодного блока магнетрона с учетом изменения реактивной нагрузки, подключенной ко второму выводу энергии. Результаты эксперимента показывают, что предельный диапазон перестройки частоты генерации магнетронного генератора превышает 230 МГц. Установлено, что в диапазоне перестройки, превышающем 90 МГц, перепад уровня выходной мощности составляет не более 1,25 раза при незначительных искажениях формы спектров колебаний, вызванных в основном недостаточно эффективной экранировкой и применением дополнительных мер по защите (фильтрации) цепей питания магнетрона.

Полученные результаты могут быть полезными и представлять практический интерес для применения в РЭС.

Авторы выражают благодарность сотрудникам Научно-исследовательского института «Орион» (г. Киев) за любезно предоставленную для исследований конструкцию СВЧ-переключателя, а также инженеру В. П. Иванцову и м.н.с. Е. Б. Исаевой за помощь в разработке импульсных источников питания, проведении эксперимента и оформлении материалов данной статьи.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Морозов, О. А.** Второе рождение магнетронного направления / О. А. Морозов, М. Ф. Воскобойник, А. Н. Каргин, Г. П. Савенко // *Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника.* – 2008. – Вып. 3 (496). – С. 3–9.
2. **Faure, N.** Modelisation electromagnetique en presence de charges d'espace. Application a l'etude de tubes electroniques de type magnetron: these pour obtenir le grade de docteur / N. Faure. – Universite de Limoges, 2006.
3. **Ma, Lili.** 3D computer modeling of magnetrons: thesis for the degree of philosophy doctor / Lili Ma. – Queen Mary University of London, 2004.
4. **Касаткин, Л. В.** Импульсные автогенераторы в режиме фазовой синхронизации импульсным когерентным сигналом (когерентные магнетроны) // *Радиоэлектроника.* – 2006. – Т. 49. – № 3–4. – С. 38–45.
5. **Зыбин, М.** Система управления частотой быстроперестраиваемого магнетрона / М. Зыбин // *Электроника: Наука, Технология, Бизнес.* – 2001. – № 4. – С. 28–31.
6. **Tahir, I.** Phase locking a magnetron using pushing and pulling characteristics [Электронный ресурс]: 1st Cockcroft Institute Research Workshop // Lancaster: Cockcroft Institute, 20th July 2004. – Режим доступа к тезисам: <http://www.cockcroft.ac.uk/workshop-20jul04.htm>.
7. Магнетроны сантиметрового диапазона. Т. 2. / Перевод с англ. под ред. А. С. Зусмановского. – М.: Сов. радио, 1951. – 473 с.
8. **Neubauer, M.** Phase and frequency locked magnetrons for SRF sources / M. Neubauer, R. P. Johnson, M. Popovic // *Particle Accelerator Conference. Vancouver, Canada, 4–8 may, 2009.* – P. 852–854.
9. **Половков, И. П.** Стабилизация частоты генераторов СВЧ внешним объемным резонатором / И. П. Половков. – М.: Сов. радио, 1967. – 192 с.
10. Пат. 98574 Украина, МПК Н 01 J 25/00. Магнетронный генератор с перестройкой частоты от импульса к импульсу. – Оpubл. 25.05.12, Бюл. № 10.
11. **Ефимов, И. Е.** Радиочастотные линии передач / И. Е. Ефимов. – М.: Сов. радио, 1964. – 600 с.

Статья поступила 21 октября 2013 г.

УДК 621.385.735

ВОЗНИКНОВЕНИЕ РЕЛАКСАЦИОННЫХ КОЛЕБАНИЙ В МОЩНОМ УСИЛИТЕЛЬНОМ КЛИСТРОНЕ НЕПРЕРЫВНОГО РЕЖИМА

М. И. Лопин

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

В мощном маломушьящем усилительном клистроне непрерывного режима даже с идеальным статическим электронным пучком присутствует ранее неизвестный источник ионных релаксаций – область пониженного потенциала (потенциальная яма) на оси динамического электронного пучка, в зоне выходного резонатора и непосредственно за ним. Область обусловлена продольной группировкой электронов и отбором энергии электронов электромагнитным полем и при определенных условиях может вызывать паразитные релаксационные колебания в спектре выходного сигнала клистрона.

КС: мощный усилительный клистрон, непрерывный режим, релаксационные колебания

In CW high-power low noise amplifier klystron even with an ideal static electron beam there is a so far unknown source of ion relaxations – an area of a reduced potential (potential well) on the axis of the dynamic electron beam in the area of an output resonator and immediately behind it. The area is conditioned by a longitudinal grouping of electrons and extraction of electron energy by electromagnetic field and at some definite conditions it can cause parasitic relaxation oscillations in the spectrum of the klystron output signal.

Keywords: high-power amplifier klystron, CW, relaxation oscillations

1. ВВЕДЕНИЕ

В мощных клистроны непрерывного режима шумы ухудшаются на 15...30 дБ относительно уровня дробовых шумов при возникновении флуктуаций плотности электронного пространственного заряда в прикатодной области под влиянием периодического воздействия сгустков ионов, формирующихся в потенциальной яме, которая образована динамическим электронным пучком в зоне выходного резонатора и непосредственно за ним.

2. ОСОБЕННОСТИ ВОЗНИКНОВЕНИЯ РЕЛАКСАЦИОННЫХ КОЛЕБАНИЙ В ДИНАМИЧЕСКОМ ЭЛЕКТРОННОМ ПУЧКЕ

Известно, что клистроны непрерывного режима склонны к возникновению ионных релаксационных колебаний – интенсивного источника шума в спектре частот доплеровского диапазона [1-5]. Основным инициатором возникновения релаксационных колебаний является локальное провисание потенциала (потенциальные ямы) вдоль оси электронного пучка, обусловленное неравномерной плотностью пространственного заряда, например, вследствие недостаточного согласования траекторий электронов с силовыми линиями магнитного фокусирующего поля.

Из анализа известных работ и опыта разработок маломушьящих мощных клистронов непрерывного режима следует, что совокупное выполнение определенных рекомендаций, таких, как

частичное магнитное сопровождение электронного потока в области «катод – анод» [3, 6], минимальные пульсации границ электронного потока [3, 7], токопрохождение на коллектор, близкое к 100 % [6-8], защита элементов конструкции от возникновения вторичного электронного резонанса [9], допустимые тепловые нагрузки на коллектор и резонаторную систему, высокий вакуум в приборе ($10^4 \dots 10^6$ Па), обеспечивает в усилительном клистроне низкий уровень собственных вносимых шумов, который в диапазоне доплеровских частот от 2 кГц и выше определяется в основном СВЧ-шумом электронного потока [8].

При удовлетворении указанных рекомендаций уровень полных вносимых шумов клистрона не превышает величины -140...-150 дБ/Гц [6, 8, 9]. Реализация такого низкого уровня шума в аппаратуре требует ограничения пульсаций напряжения источников питания значением 10^{-8} ед./Гц [10].

Однако, как показал опыт разработок, соблюдение перечисленных рекомендаций не всегда обеспечивает устойчивое отсутствие релаксационных колебаний, например, при изменении частоты или амплитуды входного сигнала, электрического режима, расстройках резонаторов [11]. Существовавшие представления о природе релаксационных колебаний не объясняли возникновение этих эффектов, поэтому не представлялось возможным разработать эффективные способы борьбы с перечисленными явлениями.

Необходимость совершенствования наших представлений о возможных источниках релаксационных колебаний особенно остро проявилась при создании первых широкополосных малощумящих клистронов непрерывного режима. При исследовании уровня вносимых шумов в литерных точках рабочей полосы частот нами впервые был обнаружен эффект возникновения релаксационных колебаний на краях полосы пропускания в спектре выходного сигнала малощумящего широкополосного клистрона непрерывного режима (рис. 1) [11].

Результаты этих исследований были опубликованы в работах [11-13]. В центральной части полосы пропускания малощумящего клистрона перечисленные выше рекомендации обеспечивали низкие уровни шума, однако ближе к краям полосы возникали релаксационные колебания. Аналогичная ситуация возникла при изменении входной мощности (рис. 2) и расстройке резонаторов.

Стало очевидным, что в малощумящем клистроне непрерывного режима присутствует скрытый, неизвестный нам источник релаксаций.

Релаксационный характер шума на краях полосы был подтвержден серией экспериментов:

–изменением вакуума в приборе (рис. 3). С ухудшением вакуума частота релаксационных колебаний и уровень шумов возрастали [11];

–амплитудной модуляцией луча с периодом, значительно меньшим, чем время накопления ионов. В этом случае происходил срыв паразитных колебаний.

Проведенные исследования указали на зависимость релаксационных колебаний в клистроне от степени группировки электронного потока и позволили дать физическое объяснение этому явлению.

При взаимодействии электронного сгустка с электромагнитным полем выходного резонатора и отдаче определенной доли кинетической энергии полю резонатора скорость электронов в сгустке уменьшается ($v_1 < v_0$). Так как поступление электронов в выходной резонатор продолжается со скоростью $v_0 > v_1$, то образуется квазистационарная область, где постоянно присутствует пространственный заряд большой плотности. Это приводит к локальному провисанию потенциала –образованию потенциальной ямы в зоне выходного резонатора и непосредственно за ним (рис. 4).

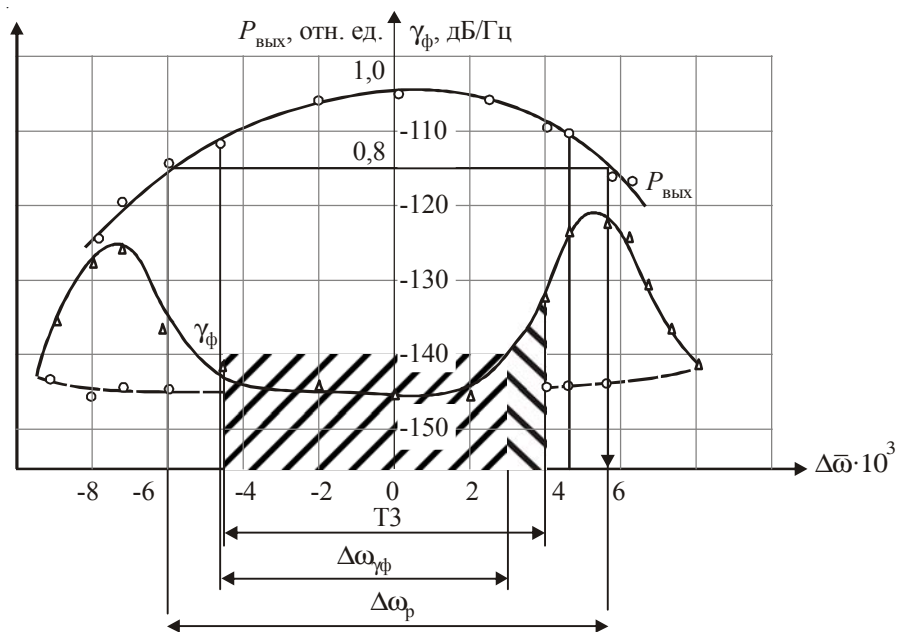


Рис. 1. Эффект возникновения релаксационных колебаний на краях полосы пропускания в мощном усилительном клистроне непрерывного режима ($\Delta\omega_{\phi}/\omega_0 \neq \Delta\omega_p/\omega_0$; — подавление релаксационных колебаний при низкочастотной амплитудной модуляции тока луча)

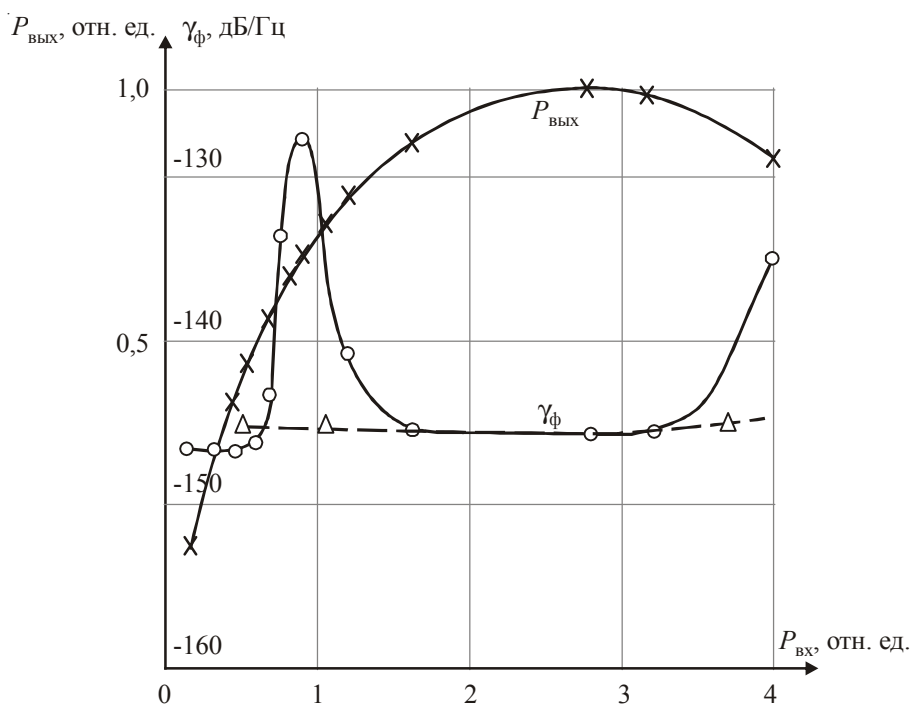


Рис. 2. Изменение фазового шума и выходной мощности клистрона при изменении входной мощности (— подавление релаксационных колебаний при низкочастотной амплитудной модуляции тока луча)

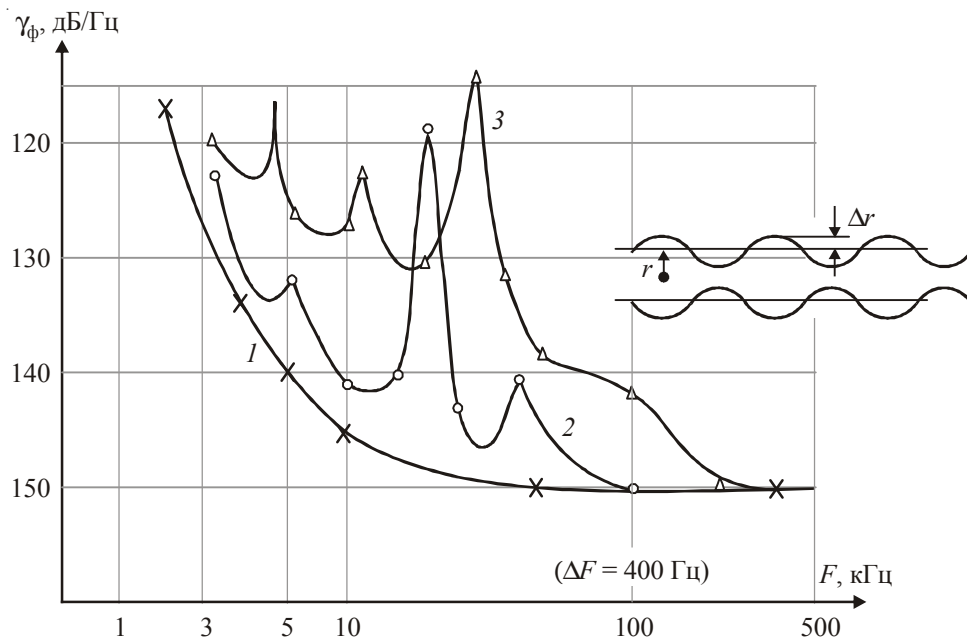


Рис. 3. Экспериментальная зависимость фазовых шумов усилительного клистрона от величины пульсаций радиуса электронного потока и степени вакуума:

1 – $\Delta r/r \approx 7\%$, $P \approx 10^{-7}$ мм рт. ст.; 2 – $\Delta r/r \approx 20\%$, $P \approx 10^{-7}$ мм рт. ст.;
3 – $\Delta r/r \approx 20\%$, $P \approx 10^{-5}$ мм рт. ст.

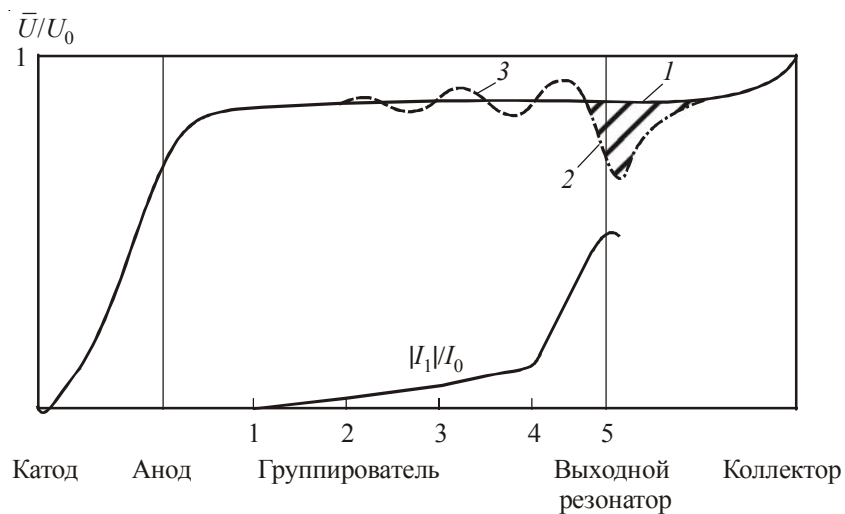


Рис. 4. Распределение потенциала в продольном сечении электронного потока:

1 – потенциал на оси статического электронного потока; 2 – потенциал на оси динамического электронного потока, в зоне выходного резонатора;
3 – мгновенное распределение потенциала на оси динамического электронного потока в группирователе; $|I_1|/I_0$ – амплитуда первой гармоники конвекционного тока в клистроне

Чем компактнее сгусток и чем эффективней он взаимодействует с электромагнитным полем выходного резонатора, тем большая плотность пространственного заряда образуется в области выходного резонатора.

Изменение условий группировки относительно оптимального значения, обусловленное изменением частоты или амплитуды входного сигнала, параметров режима, расстроек резонаторов, вызывает изменение плотности заряда сгустков. Эффективность их взаимодействия с полем выходного резонатора уменьшается, уменьшается плотность пространственного заряда в области выходного резонатора и наступает момент, когда глубина потенциальной ямы уменьшается до величины, которая может быть нейтрализована зарядом ионов остаточных газов.

Определение глубины потенциальной ямы, образованной динамическим электронным потоком в зоне выходного резонатора и непосредственно за ним, требует современных методов машинного моделирования. Методика такого расчета была разработана В. Б. Хомичем и А. В. Трофимовым [14]. Однако для проведения качественного и приближенного количественного анализа условий возникновения релаксационных колебаний с целью определения практических рекомендаций по нейтрализации нового источника релаксационных колебаний можно воспользоваться аппаратом аналитического исследования, развитым Р. Хеккелем в работе [15]. Установленное им соотношение для потенциальной энергии сгустка, нормализованной к полной энергии электронного пучка, определяет в то же время и относительное провисание потенциала в области сгустка:

$$\frac{\Delta W_p}{W_0} = \frac{q\Delta\bar{U}}{U_0} = \frac{\Delta\bar{U}}{U_0} = \frac{4}{\pi^2 \epsilon_0 \sqrt{2e/m}} = (ra)(a/b)^2 (l/S)^2 (v_0/v)^2 K F_\omega,$$

где ΔW_p – изменение потенциальной энергии сгустка при перемещении его из точки с потенциалом U_0 в точку с потенциалом $U_0 - \Delta\bar{U}$; W_0 – полная энергия сгустка; q – полный заряд сгустка; $\Delta\bar{U}$ – среднее значение провисания потенциала в области сгустка; ra – нормализованный радиус пролетного канала; b – радиус электронного луча; l – длина сгустка электронов; $S = (v_0/c)\lambda$ – расстояние между центрами двух соседних сгустков; $v_0 = \sqrt{2(e/m)U_0}$ – скорость электрона при напряжении U_0 ; v – скорость замедленного электрона; $K = I_0/U_0^{3/2}$ – первеанс луча; F_ω – безразмерный коэффициент [15].

Соотношение в аналитической форме устанавливает зависимость потенциала, обусловленного сгустком электронов, от параметров динамического электронного пучка и радиуса пролетного канала в клистроне.

Зная глубину потенциальной ямы, образованной электронным сгустком, можно составить уравнение компенсации с целью определения плотности заряда ионов остаточных газов, необходимой для ее компенсации.

Разработка метода исследования источников релаксационных колебаний в динамическом электронном пучке была проведена в творческом сотрудничестве инженеров-разработчиков и инженеров-теоретиков, что отражено в совместных публикациях [12, 14, 16].

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основании проведенных теоретических и экспериментальных исследований сформулированы следующие практические рекомендации при создании малошумящих мощных клистронов непрерывного режима.

1. В мощном малошумящем однолучевом клистроне непрерывного режима для устранения релаксационных колебаний необходимо превращать потенциальную яму, образованную в результате взаимодействия сгруппированного динамического электронного потока с электромагнитным полем выходного резонатора, в локальную ловушку для ионов остаточных газов путем максимального увеличения электронного КПД и допустимого уменьшения заполнения электронным лучом пролетного канала.

2. В мощном многолучевом клистроне величину потенциальной ямы необходимо ограничивать величиной, близкой к потенциалу свободного стекания ионов, посредством уменьшения первеанса парциальных лучей и нормализованного радиуса пролетных каналов в трубах дрейфа.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Новоселец, В. И.** Влияние ионной нейтрализации объемного заряда на спектр импульсных колебаний ЛОВ / В. И. Новоселец // Вопросы радиоэлектроники. Сер. 1. Электроника СВЧ. –1959. –Вып. 5. –С. 90–101.
2. **Clough, L. J.** Low frequency output fluctuations of microwave tubes / L. J. Clough, K. Evans, R. L. Hartnagel, P. C. Kendall // Int. J. Electronics. –1969. –Vol. 27, No 2. –P. 195–199.
3. **Ганзбург, В. С.** Снижение уровня шумов усилительных клистронов / В. С. Ганзбург, Г. И. Гвоздичин, С. А. Зусмановский, С. В. Королев, В. И. Новоселец, Л. П. Павлова, В. Г. Карзамазин // НИИЭТ. –1962.
4. **Манькин, А. А.** Распределение заряженных частиц по сечению цилиндрического электронного пучка в магнитном поле / А. А. Манькин, Ю. Ф. Конторин // Радиотехника и электроника. –1973. –Т. 18, вып. 12. –С. 2580–2586.
5. **Сигавский, Ю. А.** Стационарное распределение ионов в протяженных электронных пучках / Ю. А. Сигавский // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. –1975. –Вып. 1. –С. 8–18.
6. **Eurling, L.** Advances in klystron amplifiers a tutorial treatment emphasizing efficiency, bandwidths and applications / L. Eurling // Microwave Journal. –1973. –Vol. 16, No 12. –P. 33–39.
7. Мощные электровакуумные приборы СВЧ. –М.: Мир, 1974. –С. 134.
8. **Трофимов, А. В.** Исследование источников шумов с непрерывным спектром в мощном усилительном клистроне / А. В. Трофимов, М. И. Лопин, С. А. Корнилов, Т. Б. Субботина // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. –1981. –Вып. 4. –С. 9–12.
9. **Закурдаев, А. Д.** Исследование шумов в полосе рабочих частот мощного усилительного клистрона непрерывного действия / А. Д. Закурдаев // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. –1983. –Вып. 11. –С. 3–6.
10. **Королев, С. В.** Модуляционный спектр пролетного клистрона, вызванный флуктуациями источника питания / С. В. Королев // Труды XXII Всесоюзной сессии, посвященной Дню радио, секция Электроника. –1966.
11. **Трофимов, А. В.** Исследование изменения уровня модуляционных шумов в полосе рабочих частот мощного усилительного клистрона непрерывного режима / А. В. Трофимов, М. И. Лопин // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. –1981. –Вып. 12. –С. 7–9.
12. **Лопин, М. И.** Особенности механизма возникновения ионных релаксационных колебаний в мощном широкополосном усилительном клистроне непрерывного режима / М. И. Лопин, Т. И. Осипова, А. В. Трофимов, В. Б. Хомич // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. –1982. –Вып. 9. –С. 3.

13. **Лопин, М. И.** Повышение устойчивости мощных усилительных клистронов непрерывного режима к возникновению релаксационных колебаний / М. И. Лопин // Материалы 14-го Общеинститутского семинара ведущих специалистов по СВЧ-электронике. –НПО «Исток», 1988.

14. **Трофимов, А. В.** Исследование механизма возникновения ионных релаксационных колебаний в усилительных клистродах / А. В. Трофимов, В. Б. Хомич // Тезисы докладов X Всесоюзной научной конференции «Электроника СВЧ». Т. 1, Вакуумная электроника СВЧ. –Минск, 1983. –С. 72.

15. **Hechtel, J. R.** The effect of potential beam energy of the performance of linears beam devices / J. R. Hechtel // IEEE Transaction on Electron Devices. –1970. Nov. –Vol. ED-17, No 11. –P. 999-1009.

16. **А. с. 270094 РФ.** Многорезонаторный пролетный клистрон с повышенной стабильностью частотного и амплитудного спектров / М. И. Лопин, В. И. Новоселец, Д. М. Петров, С. С. Зырин, А. И. Карнаух. –1970.

Статья поступила 2 апреля 2014 г.

=== НОВЫЕ КНИГИ ===

МАГДА Ю.С. LabVIEW: практический курс для инженеров и разработчиков. – М.: ДМК Пресс, 2014. – 208 с.

Книга представляет собой практическое руководство по разработке систем управления, сбора и обработки данных с применением инструментальной среды проектирования LabVIEW. Материал книги ориентирован на инженеров-практиков и включает примеры решения типовых задач измерения, анализа и цифрового синтеза непрерывных и дискретных сигналов. Значительная часть материала книги посвящена разработке аппаратно-программных интерфейсов многофункциональных модулей обработки данных с внешним оборудованием. В книге также затронуты практические аспекты создания распределенных систем управления на базе последовательных интерфейсов и протоколов Интернет.

Книга будет полезна инженерам-практикам и разработчикам систем управления и сбора данных, а также всем желающим усвоить практические навыки проектирования подобных систем в среде LabVIEW.

УДК 621.385.7

МЕТАЛЛОСПЛАВНЫЕ КАТОДЫ ДЛЯ МОЩНЫХ МНОГОЛУЧЕВЫХ КЛИСТРОНОВ НЕПРЕРЫВНОГО РЕЖИМА НА ОСНОВНОМ ВИДЕ КОЛЕБАНИЙ

М. И. Лопин

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

Проводится анализ эмиссионных возможностей катодно-подогревательных узлов для многолучевых клистронов на основном виде колебаний.

КС: многолучевой клистрон, катодно-подогревательный узел с эмиссионным подогревом, металлосплавной катод

The analysis of emitting abilities of cathode-heating units for multiple-beam klystrons on the fundamental mode of oscillations is conducted.

Keywords: multiple-beam klystron, cathode-heating unit with an emissive heater, metal-alloy cathode

Один из способов снижения массы клистронов – применение многолучевой конструкции. Создание промышленных образцов многолучевых клистронов (МЛК) преследовало в основном две цели: снижение массы и увеличение полосы пропускания. Однако обретение МЛК этих несомненных достоинств потребовало достаточно существенных изменений, прежде всего, катодно-подогревательного узла.

К началу 1980-х годов вопрос об оптимальности выбора многолучевой или однолучевой конструкции был рассмотрен достаточно подробно в работах отечественных авторов: С. В. Королева, А. С. Победоносцева, Л. М. Борисова, П. В. Невского, В. Г. Габышева, А. Н. Варнавского.

Специфика проведенного нами исследования состояла в том, что нас интересовали МЛК непрерывного режима, где на первое место в решении быть или не быть многолучевой конструкции клистрона вставал вопрос о допустимой плотности тока эмиссии с катода в непрерывном режиме. Мы в аналитической форме определили зависимость требуемой для МЛК минимальной плотности тока, при которой полосы рабочих частот МЛК непрерывного режима начинают превышать аналогичный параметр однолучевого клистрона, эквивалентного по величине подводимой мощности. В первую очередь нас интересовали преимущества по величине полосы пропускания, так как в маломощном клистроне непрерывного режима полоса ограничивалась еще и дополнительным фактором – возникновением ионных релаксационных колебаний. На основе полученных аналитических соотношений, в том числе по сравнению полосы пропускания однолучевого и многолучевого клистронов:

$$\frac{\Delta f_m}{\Delta f_1} = \frac{N^{1/4}}{K^{5/4}} \frac{\beta_1}{\beta_m} \frac{K_{\delta 1}}{K_{\delta m}} \left(\frac{j_m}{j_1} \right)^{5/4} \alpha^{5/2}$$

(где N – число лучей в МЛК; K – сходимости луча в однолучевом клистроне; $\beta_{1,m} = S_{T1,m} / S_{K1,m}$ – коэффициент использования площади поперечного сечения трубы дрейфа; $K_{\delta 1,m} = 1 + (C_{\delta 1,m} / C_{T1,m})$ – коэффициент боковой емкости трубы дрейфа в резонаторе; $\alpha = d_{кат.мi} / d_{кан.мi}$ – отношение диаметра парциального катода к диаметру парциального канала в МЛК), была установлена закономерность изменения требуемой плотности тока эмиссии для МЛК от величины подводимой мощности и длины волны (рис. 1). Как видно из рисунка, существует минимальное пороговое значение плотности тока для катода МЛК, при котором для проектируемого клистрона многолучевая и однолучевая конструкции не имеют заметных преимуществ друг перед другом. С увеличением подводимой мощности и частоты это пороговое

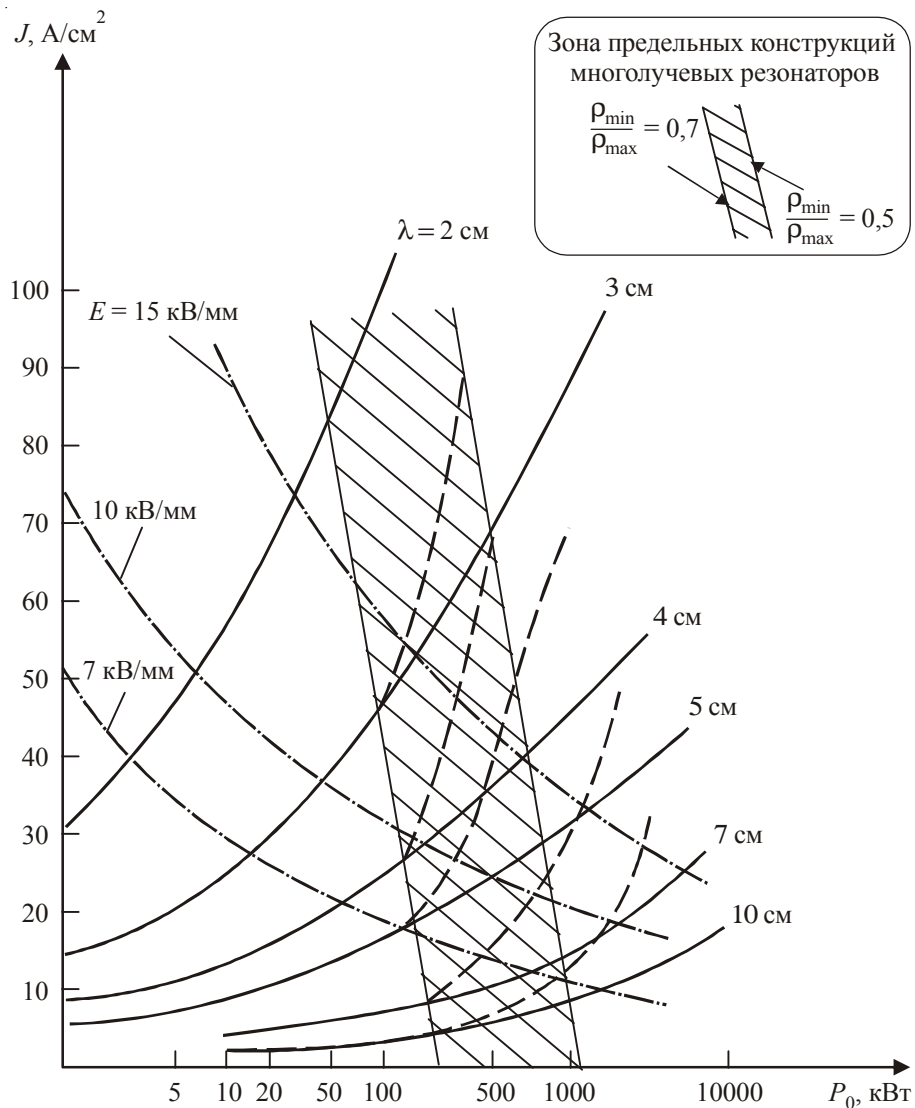


Рис. 1. Минимальные величины плотности тока с катода широкополосного МЛК в зависимости от длины волны и подводимой мощности (ρ_{max} – значение характеристического сопротивления многолучевого резонатора для центрального луча; ρ_{min} – для внешних лучей)

значение возрастает. Например, для МЛК 3-см диапазона с подводимой мощностью порядка 10 кВт минимальное значение тока эмиссии составляет около 25 А/см^2 , а для МЛК с подводимой мощностью 100 кВт эта величина возрастает до 46 А/см^2 . В 2-см диапазоне плотность тока возрастает до 55 и 100 А/см^2 соответственно. В данном случае приводится наиболее существенное ограничение принципиального характера, хотя следует отметить и целый ряд других: технологические возможности, электрическая прочность промежутка «катод-анод», температурные ограничения, которые на этапе выбора конкретной конструкции могут оказаться решающими.

Установленная закономерность и расчеты конкретных вариантов конструкций МЛК позволили сделать следующий вывод: мощные МЛК непрерывного режима (с электрическими параметрами, существенно лучшими, чем у однолучевых клистронов) в средней и коротковолновой частях см-диапазона требуют применения иного эмиттера, превышающего по плотности тока от нескольких раз до нескольких десятков раз возможности известных промышленных металлопористых катодов, которые в настоящее время являются наиболее распространенным типом эмиттера для мощных ЭВП СВЧ О-типа. В качестве такого эмиттера для мощных усилительных клистронов нами был использован катод на основе металлического сплава Ir-Ce-W [1], предложенный С. Е. Рожковым и О. К. Култашевым [2] для миниатюрных ЭВП СВЧ. В непрерывном режиме работы эмиттер обеспечивает плотность тока эмиссии около 30 А/см^2 .

Применение сильноточных катодов открыло новые возможности для улучшения параметров мощных клистронов непрерывного режима, причем не только многолучевых, но и однолучевых.

Для многолучевых клистронов применение высокоэмиссионного металлосплавного катода означало, прежде всего, возможность создания мощных промышленных низковольтных МЛК непрерывного режима в коротковолновой части см- и в мм-диапазоне волн [3].

Металлосплавные катоды бывают либо прямонакальной конструкции, либо с эмиссионным нагревом. В конструкции с эмиссионным нагревом главный катод разогревается посредством электронной эмиссии со вспомогательного прямонакального катода. Между главным и вспомогательным катодами прикладывается напряжение порядка нескольких сотен вольт (рис. 2).

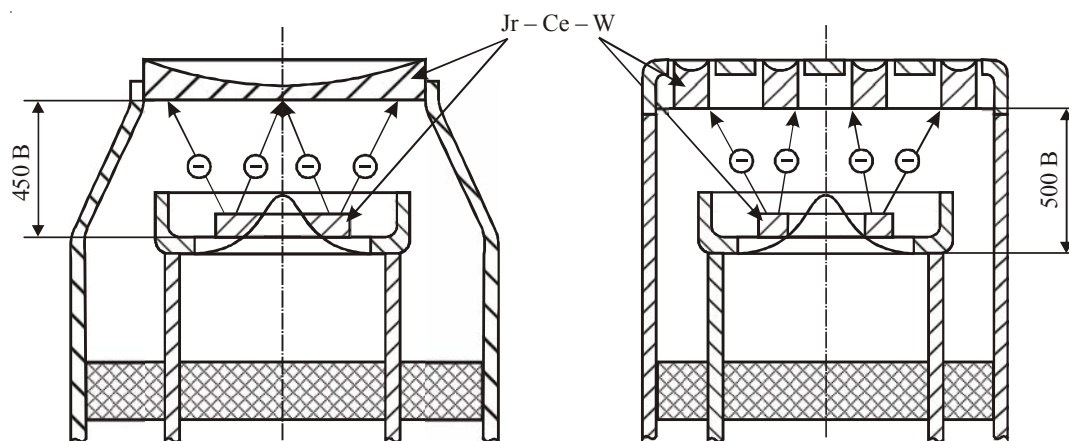


Рис. 2. Однолучевая (а) и многолучевая (б) конструкции катодно-подогревательных узлов с металлосплавными катодами и электронным подогревом:

а – $J = 12 \dots 30 \text{ А/см}^2$, $T = 1650 \text{ }^\circ\text{C}$, $D_r = 1500 \text{ ч}$; б – $J = 13 \dots 25 \text{ А/см}^2$, $T = 1600 \text{ }^\circ\text{C}$, $D_r = 2000 \text{ ч}$

Следует отметить, что потенциальные возможности металлосплавных катодов в мощных усилительных клистродах непрерывного режима использованы далеко не полностью. Перспективное направление по созданию клистронов непрерывного режима требует разработки и совершенствования технологии, чтобы реализовать такие потенциальные возможности металлосплавных катодов в клистродах непрерывного режима, как долговечность в десятки тысяч часов, малое время готовности (десятки секунд), обеспечение малошумящих характеристик клистрода в области низких доплеровских частот, обусловленных металлической структурой катода и, следовательно, слабым проявлением фликкер-эффекта, малой сходимостью электронного потока.

ЛИТЕРАТУРА

1. **А. с. 871669 РФ.** Катодный узел с металлосплавным катодом и эмиссионным подогревом / М. И. Лопин, А. В. Трофимов, О. К. Култашев, В. И. Соловьев, И. И. Голеницкий, Л. Н. Марычева, Л. А. Сапрынская. –1981.
2. **Култашев, О. К.** Металлосплавные иридий-цезиевые катоды для миниатюрных ЭВП СВЧ // Материалы 2-го Общеинститутского семинара / О. К. Култашев, С. Е. Рожков; под ред. С. И. Реброва и В. П. Сазонова. –НПП «Исток», 1976.
3. **А. с. 557691.** Многолучевая электронно-оптическая система / М. И. Лопин, А. И. Греков, И. М. Блейвас, К. Бондарева, И. И. Галицкая, П. А. Нартов. –1977.

Статья поступила 7 апреля 2014 г.

УДК 621.315

ВЛИЯНИЕ ГРАНИЦЫ РАЗДЕЛА АЛМАЗ – МЕТАЛЛ НА ТЕПЛОПРОВОДЯЩИЕ СВОЙСТВА АЛМАЗНОГО МЕТАЛЛИЗИРОВАННОГО ТЕПЛОТВОДА

В. Б. Вяхирев, А. В. Дерябкин, М. П. Духновский, Е. Н. Куликов,
А. К. Ратникова, М. С. Тихомиров, Ю. Ю. Фёдоров

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

Предлагается метод, позволяющий модифицировать границу раздела алмаз – металл с целью управления величиной теплового сопротивления переходной области теплоотвода для изделий электронной техники.

КС: алмазный теплоотвод, тепловой барьер, граница раздела, электропроводящий слой

A method which allows to modify diamond – metal interface has been suggested to control the value of the thermal resistance of heat sink transition region for electronic engineering products.

Keywords: diamond heat sink, thermal barrier, interface, heat-conducting layer

Известно, что для увеличения эффективности отвода тепла и значительного снижения массогабаритных характеристик приборов используют разнообразные конструкции из высокотеплопроводящих материалов.

В качестве теплопроводящего материала эффективно используются металлизированные пластины из поликристаллического алмаза, получаемого осаждением из газовой фазы плазмохимическим методом, поскольку его теплопроводность выше теплопроводности известных материалов.

Для металлизации поверхности пластины алмаза обычно используют хорошо проводящие тепло и электричество металлы, например: медь, золото, алюминий, или систему этих металлов.

Однако непосредственная металлизация поверхности пластины алмаза этими металлами или системой этих металлов не представляется возможной из-за слабой их адгезии к поверхности алмаза.

В работах [1–3] предлагается с целью повышения адгезии металлизационного покрытия введение промежуточного слоя между алмазом и основным металлом. Промежуточный слой выполнен из одного из металлов (титан, вольфрам, ванадий, хром, ниобий), образующих карбиды.

Однако высокая температура и длительное время обработки, при которых производится металлизация в указанных работах, приводят к деградации свойств поверхности алмазной плас-

тины, а именно к её графитизации на границе алмаз – металл, что не позволяет получить величину адгезии металла к алмазу более 100 кгс/см^2 и приводит к снижению общей теплопроводности металлизированной пластины алмаза.

В работах [4, 5] предложена металлизированная пластина алмаза, в которой с целью исключения деградации свойств алмаза промежуточный слой выполнен из карбида кремния толщиной $0,05 \text{ мкм}$ и кремния толщиной $0,04 \dots 0,1 \text{ мкм}$.

Данный промежуточный слой позволил перейти от системы алмаз – металл к системе алмаз – карбид кремния – кремний – металл, которая исключает графитизацию и, как следствие, создает сильное сцепление металлизации к алмазу ($700 \dots 900 \text{ кгс/см}^2$).

Исключив графитизацию и значительно увеличив адгезию металла к алмазу, стало возможным начать в «НПП «Исток» мелкосерийное производство металлизированных алмазных теплоотводов (до 2000 шт. в месяц).

Статистическая обработка результатов мелкосерийного производства показала, что фактическое тепловое сопротивление металлизированной пластины алмаза в $1,5 \dots 2$ раза выше расчетных значений. Наблюдаемое с помощью тепловизора распределение тепловых полей при работе мощных транзисторов, собранных на алмазном металлизированном теплоотводе и припаянных к медному корпусу, показало, что тепло хорошо преодолевает границу транзистор – металлизация – алмазный теплоотвод и плохо проходит границу алмазный теплоотвод – медный корпус (рис. 1). Образуется тепловой барьер на границе раздела алмаз – металл.

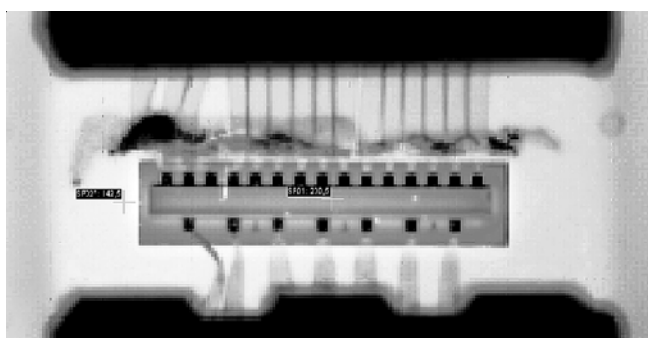


Рис. 1. Алмазный теплоотвод с тепловым барьером на границе раздела

В работе [6] нами было высказано предположение, что это явление связано с присутствием прослойки графита на границе раздела алмаз – металл и, если принять меры для недопущения образования этой прослойки, можно значительно снизить тепловое сопротивление этого перехода.

Согласно данным наших исследований, чтобы значительно снизить переходное тепловое сопротивление границы раздела алмаз – металл, необходимо не только удалить графит, но и создать электропроводящий поверхностный слой алмаза.

Известно, что передача тепла в металлах происходит при электрон-электронном взаимодействии, а в диэлектриках – за счет фонон-фононных взаимодействий. Существует различие в передаче колебаний (энергии) от электрона к фонону и от фонона к электрону, и этим определяется наблюдаемое явление [7].

Для преодоления этого различия в передаче энергии было предложено легирование припо-

верхностной, контактирующей с металлом области алмазной пластины для придания ей электропроводящих свойств [8].

Экспериментально установлено, что наличие электрической проводимости с удельным электрическим сопротивлением 0,3...2,5 Ом/см в слое алмаза металлизированной пластины, непосредственно прилегающем к границе их раздела, толщиной не менее 0,05 мкм обеспечивает согласование фонон-фононного и электрон-электронного типов теплопроводности в алмазе и металлизационном слое и, тем самым, исключение теплоотражающих барьеров на границе их раздела, и, как следствие, снижение теплового сопротивления в 1,5...2 раза.

Наблюдаемое с помощью тепловизора распределение тепловых полей на мощных транзисторах, собранных так же, как и в вышеописанном случае, но на теплоотводах с электропроводящим алмазным слоем, показало практически полное отсутствие теплового барьера между алмазным теплоотводом и медным корпусом (рис. 2).

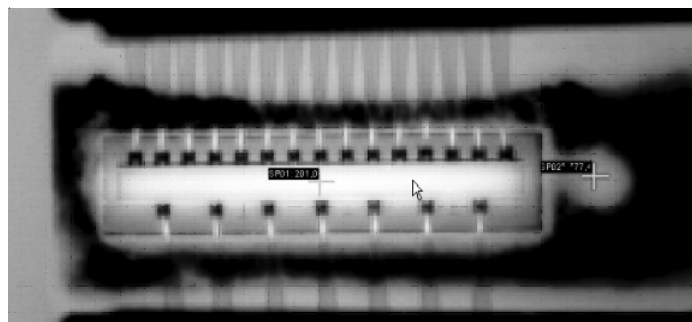


Рис. 2. Алмазный теплоотвод без теплового барьера на границе раздела

Таким образом, предложена и разработана технология, позволяющая модифицировать границу раздела алмаз – металл и, тем самым, управлять величиной теплового сопротивления этой переходной области.

Металлизированная пластина алмаза с достигнутыми параметрами широко востребована в качестве элемента для отвода тепла от активных элементов как отдельных изделий электронной техники, особенно мощных, требующих для отвода тепла высокой теплопроводности и надежности, так и радиоэлектронных устройств различного назначения.

Работа выполнена в организации Получателя субсидии – ОАО «НПП «Исток» им. Шокина» в рамках реализации Постановления Правительства России от 9 апреля 2010 г. № 218, договора № 02.G36.31.0005 от 23 мая 2013 г. между ОАО «НПП «Исток» им. Шокина» и Минобрнауки России и договора № 33/211-13 от 22 февраля 2013 г. между ИСВЧПЭ РАН и ОАО «НПП «Исток» им. Шокина».

ЛИТЕРАТУРА

1. **Pat. 6348240 USA.** Methods for and products of modification and metallization of oxidizable surfaces, including diamond surfaces, by plasma oxidation / Calvert, Jeffrey M. et al. – 19.02.02.
2. **Pat. 5853888 USA.** Surface modification of synthetic diamond for producing adherent thick and thin film metallization for electronic packaging / Dutta, Indranath et al. – 29.12.98.
3. **Pat. 5346719 USA.** Tungsten metallization of CVD diamond / Zarnoch, Kenneth P. et al. – 13.09.94.

4. Пат. 2285977 РФ. Металлизированная пластина алмаза и способ её изготовления / М. П. Духновский, Г. А. Крысов, А. К. Ратникова. – Приоритет 21.03.05.
5. Духновский, М. П. Металлизация пластин из искусственного CVD-алмаза / М. П. Духновский, Г. А. Крысов, А. К. Ратникова // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2008. – Вып. 1(494). – С. 3–7.
6. Ратникова, А. К. Теплоотводящие подложки на основе поликристаллического CVD-алмаза / А. К. Ратникова // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2011. – Вып. 3 (510). – С. 76–86.
7. Маделунг, О. Теория твёрдого тела / О. Маделунг. – М.: Наука, 1980.
8. Пат. 2436189 РФ. Металлизированная пластина алмаза для изделий электронной техники / М. П. Духновский, А. К. Ратникова, Ю. Ю. Федоров. – Приоритет 25.06.10.

Статья поступила 14 мая 2014 г.

=== НОВЫЕ КНИГИ ===

Автоматизированная система АСОНИКА для моделирования физических процессов в радиоэлектронных средствах с учетом внешних воздействий / Под ред. А. С. Шалумова – М.: Радиотехника, 2013. – 424 с.: ил.

В монографии представлены труды Научной школы моделирования, информационных технологий и автоматизированных систем (НШ МИТАС) профессора А. С. Шалумова и Научной школы «АСОНИКА» профессора Кофанова Ю. Н. Рассмотрен комплекс вопросов, связанных с созданием автоматизированной системы обеспечения надежности и качества аппаратуры АСОНИКА, виртуализации испытаний и стойкости к воздействию дестабилизирующих факторов при эксплуатации радиоэлектронных средства на базе системы АСОНИКА: обеспечение электромагнитной совместимости; конечно-элементное моделирование механических процессов и оптимизации; стойкость радиоэлектронных средств на виброизоляторах к механическим воздействиям; оценка времени до усталостного разрушения выводов радиоэлементов; определение показателей безотказности и долговечности; анализ и контроль тепловых характеристик конструкций; развитие базы данных системы АСОНИКА.

Для инженерно-технических и научных работников, занимающихся вопросами автоматизации проектирования в радиоэлектронике.

УДК 621.315

МЕХАНИЗМ ВОЗНИКНОВЕНИЯ ТЕПЛОВОГО БАРЬЕРА НА КОНТАКТЕ АЛМАЗ – МЕТАЛЛ

И. А. Леонтьев, Ю. М. Яшнов

ООО «ТВИНН», г. Москва

Возникновение одностороннего теплового барьера на границе алмаз – металл обусловлено значительным превышением дебаевской температуры (частоты) алмаза по сравнению с аналогичным параметром металла. Высокочастотные возмущения в решетке алмаза с частотами, превышающими дебаевскую частоту металла, не могут распространяться в решетке металла, что затрудняет передачу тепла от алмаза к металлу. Все частотные возмущения в решетке металла свободно распространяются в решетке алмаза, поэтому при передаче тепла от металла к алмазу тепловой барьер не возникает. Предложенный механизм возникновения теплового барьера справедлив для любой пары контактирующих твердых тел, по крайней мере одно из которых – диэлектрик.

КС: дебаевская температура, решетка, тепловой барьер

The appearance of one-sided thermal barrier at the diamond-metal boundary is stipulated by significant increase of the diamond Debye temperature (frequency) as compared to the similar metal parameter. High frequency disturbances in the diamond lattice with frequencies exceeding Debye metal frequency can't be spread in metal lattice which makes it difficult to transfer heat from diamond to metal. All frequency disturbances in metal lattice are freely distributed in the diamond lattice, that's why a thermal barrier doesn't appear in heat transfer from metal to diamond. The offered mechanism of the thermal heat appearance is valid for any pair of contacting solid bodies when at least one of them is a dielectric.

Keywords: Debye temperature, lattice, thermal barrier

При использовании алмазных пластин в электронике в качестве эффективных теплоотводящих элементов зарегистрирован новый эффект: на контакте алмаз – металл возникал значительный тепловой барьер при передаче тепла от алмаза к металлу [1, 2].

Диодный эффект при распространении тепла наблюдался также при изменении массы атомов решетки твердого тела, причем тепло лучше распространялось от решетки с большей массой атомов к решетке с меньшей массой атомов [3].

Объяснение причин возникновения теплового барьера на контакте алмаз – металл стало целью данной работы.

Аккумуляция и распространение тепла в твердом теле, как в диэлектрике, так и в металле, связаны с колебаниями решетки, формальным описанием которых являются фононы, представляемые в виде плоских монохроматических волн: $\exp\{i(\omega t - kx)\}$, где ω и k – частота и волновой вектор. Такая волна, падающая на границу двух тел (1 и 2), приводит к возникновению отраженной и прошедшей волн, причем одинаковой частоты при отсутствии нелинейных эффектов на границе, т.е. $\omega_1 = \omega_2$.

Частотный спектр колебаний однородной решетки определяется зависимостью [4]

$$\omega = \omega_d \sin ka/2, \quad \omega_d = 2(\alpha/m)^{1/2}, \quad (1)$$

где ω_d – дебаевская частота; a – период решетки; α – параметр связи соседних атомов решетки; m – масса атомов решетки.

Равенство частот падающей и отраженной волн требует выполнения условия

$$\omega_{d1} \sin ka_1/2 = \omega_{d2} \sin ka_2/2, \quad (2)$$

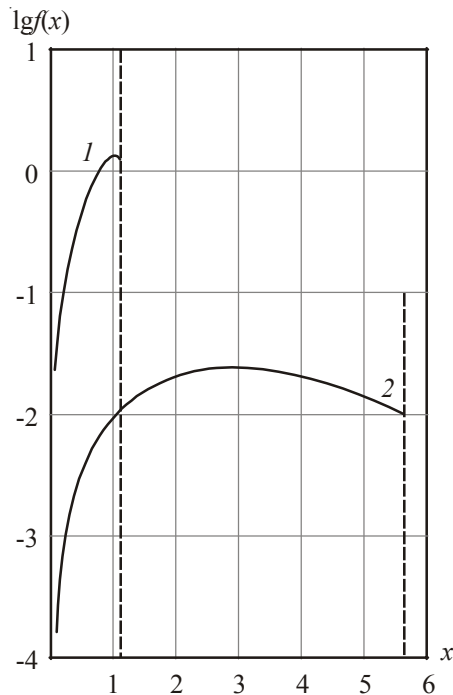
из которого непосредственно следует:

1) волны с частотами, меньшими наименьшей из дебаевских частот решеток, отражаются от границы, но коэффициент их отражения не зависит от направления распространения волны;

2) если $\omega_{d1} > \omega_{d2}$, то волны с частотами $\omega_{d1} - \omega_{d2}$, свободно бегущие в теле 1, распространяться в теле 2 не могут. И наоборот: если $\omega_{d1} < \omega_{d2}$, то все волны всех частот, существующие в теле 1, могут распространяться в теле 2, т.е. в указанном диапазоне частот коэффициент отражения волн зависит от направления теплового потока.

Дебаевская частота связана с дебаевской температурой θ линейным соотношением: $\hbar\omega_d = k\theta$ ($\hbar, k$ – постоянные Планка и Больцмана), поэтому при распространении тепла уместнее говорить о дебаевской температуре.

Дебаевская температура алмаза $\theta_a = 2250$ К превосходит дебаевские температуры всех металлов, например: $\theta_{Cu} = 347$ К, $\theta_{Mo} = 423$ К, $\theta_{Al} = 477$ К и т.д. [5]. Приведенные на рисунке спектры колебаний решетки для дебаевских температур алмаза и меди при $T = 400$ К и общепринятых упрощениях (кубическая решетка, сплошной спектр и т.д. [4]) показывают, что приблизительно 80 % энергии колебаний решетки алмаза не может распространяться в решетке меди.



Рассчитанный спектр $f(x)$ колебаний кубической решетки с энергией ϵ при $T = 400$ К,
 $\epsilon / 3RT = \int_0^{\theta/T} f(x) dx$, где $f(x) = 3(T/\theta)^3 x^3 / (e^x - 1)$,
 для меди (1) и алмаза (2)

Рассмотренные возмущения всех частот, существующие в решетке металла, могут без ограничения распространяться в алмазе и, наоборот, только часть колебаний решетки алмаза может распространяться в металле.

Предложенный механизм также объясняет результаты [3]: с уменьшением массы атомов решетки дебаевская частота растет как $\omega_d \sim (1/m)^{1/2}$, поэтому возмущения легче распространяются в направлении уменьшения массы атомов решетки. Более того, влияние на распространение возмущений в решетке оказывает изменение энергии связи атомов решетки $\omega_d \sim (\alpha)^{1/2}$ – возмущения будут легче распространяться в направлении увеличения энергии межатомных связей.

Для точного расчета величины теплового барьера необходимо перейти от линейного приближения, учитывающего нормальные фонон-фононные столкновения, к нелинейным процессам, учитывающим многофононные столкновения, так называемые процессы переброса. Кроме того, необходима детальная информация о межатомных силах взаимодействия, которые, как правило, неизвестны, а для металла, помимо решетки, требуется учесть электроны и рассмотреть электрон-фононное взаимодействие. Такие расчеты громоздки и выходят за рамки статьи.

Тем не менее, предложенный механизм, базирующийся на линейном приближении, позволяет понять суть эффекта и качественно объяснить результаты известных экспериментов. Более того, он указывает на то, что для снижения теплового барьера на границе алмаз – металл необходимо интенсифицировать нелинейные процессы, облегчающие процессы переброса. Это, в частности, было реализовано путем имплантации инородных атомов в контактную область алмаза с металлом, приводящей к искажению параметров решетки алмаза [2].

Таким образом, физической характеристикой, корректно описывающей отражение (непронхождение) возмущений на границе решеток, является дебаевская частота (температура). Возмущения в твердом теле хуже распространяются из области с большей дебаевской частотой (температурой) в область с меньшим значением этой величины. Поскольку возмущения в решетке напрямую связаны с распространением тепла, все вышесказанное применимо для анализа тепловых процессов на контакте твердых тел.

Тепловой барьер возникает только на границе двух тел, по крайней мере одно из которых – диэлектрик. Дебаевские температуры материалов, используемых для теплоотводов, незначительно отличаются друг от друга, и только с применением алмаза, дебаевская температура которого существенно выше, описанный эффект стал экспериментально заметен.

Предложенный механизм возникновения теплового барьера позволяет реализовать новые подходы к регулированию тепловых процессов, существенно повысить эффективность теплоотводящих систем, создавать новые защитные тепловые покрытия, тепловые диоды нового типа [6] и т.д.

Работа выполнена в организации Соисполнителя ОКТР – ООО «ТВИНН» в рамках реализации Постановления Правительства России от 9 апреля 2010 г. № 218, договора № 02.G36.31.0005 от 23 мая 2013 г. между ОАО «НПП «Исток» им. Шокина» и Минобрнауки России и договора № 33/211-13-ТВ от 1 июня 2013 г. между ИСВЧПЭ РАН и ООО «ТВИНН».

ЛИТЕРАТУРА

1. Духновский, М. П. Алмазные материалы и принципы 3D-технологии их обработки для изделий электронной техники / М. П. Духновский, Е. Н. Куликов, А. К. Ратникова, Ю. Ю. Федоров, С. А. Богданов, А. Л. Вихарев,

- А. М. Горбачев, А. Б. Мучников, О. Ю. Кудряшов, И. А. Леонтьев // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. «Труды юбилейной конференции, посвященной 70-летию ФГУП «НПП «Исток». Часть 1. – 2013. – Вып. 3 (518) – С. 40–46.
2. **Патент 2436189 С1 РФ.** Металлизированная пластина алмаза для изделий электронной техники / М. П. Духновский, А. К. Ратникова, Ю. Ю. Федоров. – Оpubл. 10.12.11.
3. **Chang, C. W.** Solid state thermal rectifier / C. W. Chang, D. Okawa, A. Majumdar, A. Zettl // Science. – 2006. – Vol. 314. November 17. – P. 1121.
4. **Маделунг, О.** Теория твердого тела / О. Маделунг. – М.: Наука, 1980. – 416 с.
5. Физические величины: справочник / Под ред. И. С. Григорьева, Е. З. Мейлихова – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 1232 с.
6. **Патент 2511948 С1 РФ.** Тепловой диод / И. А. Леонтьев, Ю. М. Яшинов. – Оpubл. 10.04.14, Бюл. № 10.

Статья поступила 21 апреля 2014 г.

НОВЫЕ КНИГИ

ИЛАРИОНОВ Ю. А., РАЕВСКИЙ А. С., РАЕВСКИЙ С. Б., СЕДАКОВ А. Ю.
Устройства СВЧ- и КВЧ-диапазонов. Методы расчета. Алгоритмы. Технологии изготовления: монография. – М.: Радиотехника, 2013. – 752 с.: ил.

Обобщены результаты работ авторов по расчету, исследованию в технологической реализации устройств СВЧ- и КВЧ-диапазонов. Дано краткое описание методов прикладной электродинамики, использованных при проведении расчетов, и сопутствующего этим методам математического аппарата, включая изложение элементов теории специальных функций. Рассмотрены технологические процессы, связанные с производством типовых функциональных узлов СВЧ- и КВЧ-диапазонов.

Для специалистов, занимающихся проектированием функциональных узлов СВЧ-, КВЧ- и оптического диапазонов волн. Может быть полезна докторантам, аспирантам и студентам радиофизических и радиотехнических специальностей.

УДК 533.537

МОДИФИКАЦИЯ ПОВЕРХНОСТИ Pd И Pd – Ba ИОННОЙ БОМБАРДИРОВКОЙ

Б. Е. Умирзаков, С. Б. Донаев

Ташкентский государственный технический университет, Республика Узбекистан

Исследовано влияние имплантации ионов Ba^+ на состав, структуру и вторично-эмиссионные свойства поликристаллических образцов Pd и Pd – Ba. Показано, что при малых дозах облучения ($D < 10^{15} \text{ см}^{-2}$) формируются отдельные нанокластерные фазы, а при больших дозах ($D \geq 10^{16} \text{ см}^{-2}$) – крупнозернистые участки Pd_2Ba , Pd – Ba с четкими гранями, размеры которых составляют 2...10 мкм. Установлено, что ионоимплантированные образцы обладают более высокой эмиссионной эффективностью, чем активированные сплавы.

КС: металlosплав, ионная имплантация, примесь, Оже-спектры, топография поверхности, нанокластерная фаза, эмиссионная эффективность

The influence of ion implantation Ba^+ on the composition, structure and secondary emission properties of polycrystalline samples of Pd and Pd – Ba. It is shown that at low doses ($D < 10^{15} \text{ см}^{-2}$) formed separate nanocluster phase, and at high doses ($D \geq 10^{16} \text{ см}^{-2}$) – coarse sites Pd_2Ba , Pd – Ba with sharp edges, the dimensions of which lie in the range 2...10 microns. It has been established that ion-implanted samples exhibit relatively high emission efficiency than activate alloys.

Keywords: metal alloy, ion implantation, impurity, Auger spectrum, surface topography, nanocluster phase, emission efficiency

1. ВВЕДЕНИЕ

Металлические и металlosплавные материалы до настоящего времени успешно применяются при изготовлении катодов, газоразрядных и электровакуумных приборов, магнетронных и других СВЧ-устройств.

Известно, что эмиссионная эффективность активированных сплавов определяется чистотой поверхностных слоев и толщиной активирующего элемента на поверхности [1, 2]. Наличие небольшого количества кислорода приводит к увеличению вторичной электронной эмиссии (ВЭЭ) этих катодов, а активировка Pd – Ba в атмосфере водорода позволяет полностью (в пределах чувствительности Оже-спектрометра) очистить поверхность от S и C, что приводит к уменьшению работы выхода $e\phi$ до 2,1 эВ и увеличению максимального коэффициента ВЭЭ σ_{max} до 3,6 [1 – 3]. Кроме того, установлено, что имплантация ионов Ba^+ с энергией 0,5...5 кэВ в Pd – Ba позволяет получить высокий коэффициент ВЭЭ σ без предварительной активировки сплавов [4].

В целом в настоящее время хорошо изучены термо- и вторично-эмиссионные свойства металlosплавов типа Pd – Ba, Pt – Ba, Pd – Mg, Pt – Mg и механизмы изменения их эмиссионных свойств при термической активировке и ионной бомбардировке. Исследования, проведенные

в последние годы, показали, что в случае полупроводниковых и диэлектрических пленок в процессе ионной имплантации и последующего отжига в поверхностных слоях формируются двух- и трехкомпонентные нанокристаллы и нанопленки [5, 6]. Подобные исследования для металлов и металловсплавов до настоящего времени не проводились.

Данная работа посвящена исследованию изменения топографии, состава и электронных свойств поверхности Pd и Pd – Ba (Ba – 1,5 %) при ионной бомбардировке и последующем отжиге.

2. ОБЪЕКТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ И МЕТОДИКА ЭКСПЕРИМЕНТА

В качестве объектов исследования использовались поликристаллические образцы Pd и Pd – Ba (фольга). Образцы Pd сначала шлифовались и полировались, затем подвергались электрохимической полировке. В случае сплава Pd – Ba проводилась только механическая полировка поверхности. Технологическая обработка образцов (ионная имплантация, термический прогрев) и исследование их состава, электронной структуры, эмиссионных свойств, степени покрытия поверхности атомами Ba проводились с использованием методов Оже-электронной спектроскопии (ОЭС) и ультрафиолетовой фотоэлектронной спектроскопии (УФЭС), путем записи энергетических зависимостей коэффициентов ВЭЭ в условиях сверхвысокого вакуума ($P \approx 10^{-7}$ Па). Все исследования проводились после остывания мишени до комнатной температуры. Топография поверхности изучалась методом растровой электронной микроскопии (РЭМ). Напуск кислорода в прибор осуществлялся после откачки прибора до 10^{-7} Па. Парциальное давление кислорода при напылении и ионной имплантации изменялось в интервале от 10^{-6} до 10^{-2} Па. Увеличение P_{O_2} приводило к отравлению поверхности катодов и изменению режимов работы системы. Поэтому основные исследования проводились при давлении $P_{O_2} = 10^{-4}$ Па. Перед исследованием образцы Pd обезгаживались при температуре 1500 К, Pd – Ba – при 1100 К (температура активировки). Из РЭМ-изображений, приведенных на рис. 1, видно, что поверхность очищенного образца Pd сравнительно гладкая (рис. 1, а), а на поверхности Pd – Ba имеются характерные полосатые линии, связанные с механической обработкой (рис. 1, б).

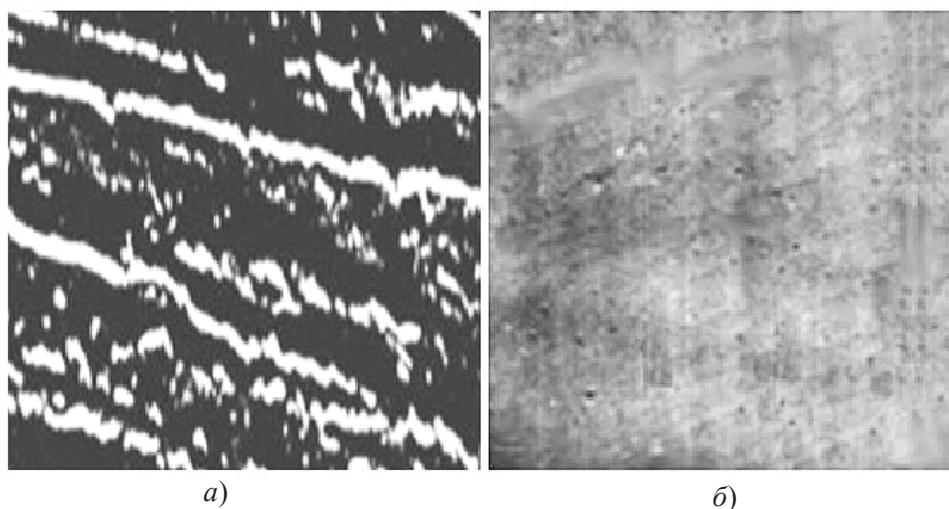


Рис. 1. РЭМ-изображения поверхности активированного Pd – Ba (а) и Pd, очищенного высокотемпературным прогревом (б). $\times 4500$

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТА

В таблице приведены концентрации основных и примесных атомов, эмиссионные характеристики сплава Pd – Ва, активированного высокотемпературным прогревом в высоком вакууме ($P = 10^{-6}$ Па) при различных этапах экспозиции в атмосфере кислорода. Парциальное давление кислорода в приборе составляло около 10^{-4} Па.

Режим активировки	Время экспозиции, мин	T, К	еф^* , эВ	σ_{max}	Концентрация атомов				
					Ва	Pd	O	S	C
СВВ ($P \approx 10^{-6}$ Па)	0	1100	2,3	2,5	41	46	10	1	2
Напуск O_2 ($P \approx 10^{-4}$ Па)	1	1100	2,2	2,7	37	42	19	1	1
	3	1100	2,1	3,1	30	38	32	—	—
	5	1100	2,4	2,5	28	30	42	—	—

* Работа выхода определялась на основе анализа спектров фотоэлектронов.

Из таблицы видно, что на поверхности сплава, активированного в высоком вакууме ($P \approx 10^{-6}$ Па), содержится некоторое количество примесных атомов. В процессе активировки поверхность покрывается атомами Ва толщиной около 1 монослоя, поэтому еф уменьшается до 2,3 эВ, а σ_{max} увеличивается до 2,5, что характерно для достаточно хорошо активированных сплавов Pd – Ва и Pt – Ва [2]. Оценка концентрации атомов основных и примесных элементов основывалась на анализе высокоэнергетических Оже-пиков Ва (583), Pd (328), O (508), C (272) и S (152).

Выдержка образцов в процессе активировки в атмосфере кислорода с парциальным давлением 10^{-4} Торр в течение 1...3 мин приводила к заметному уменьшению еф и увеличению σ_{max} . Опираясь на данные ОЭС, можно предполагать, что на начальном этапе напуска ($t \approx 1$ мин) на поверхности каждый атом кислорода располагается между четырьмя атомами Ва (рис. 2, а) и при этом образуются соединения типа Ba_2O , а при увеличении времени напуска до 3 мин атомы кислорода располагаются между атомами Ва (рис. 2, б), как в случае W – Ва – O [7], и образуются соединения типа ВаО.

Увеличение времени окисления до 4...5 мин приводило к некоторому увеличению еф и уменьшению σ_{max} . По-видимому, при этом начинает формироваться второй слой кислорода на поверхности ВаО [7]. Дальнейшее увеличение времени напуска кислорода не приводило к заметному изменению состава и эмиссионных свойств поверхности Pd – Ва. Возможно, при высоких температурах (1100 К) на поверхности системы ВаО – Pd не происходит образование более 1...2 атомных слоев кислорода.

На рис. 3 приведены РЭМ-изображения поверхностей Pd и Pd – Ва, имплантированных ионами Ba^+ с $E_0 = 0,5$ кэВ разными дозами D . Видно, что при $D \approx 6 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$ на поверхности Pd появляются отдельные кластерные фазы диаметром 0,2...0,5 мкм (рис. 3, а), а при

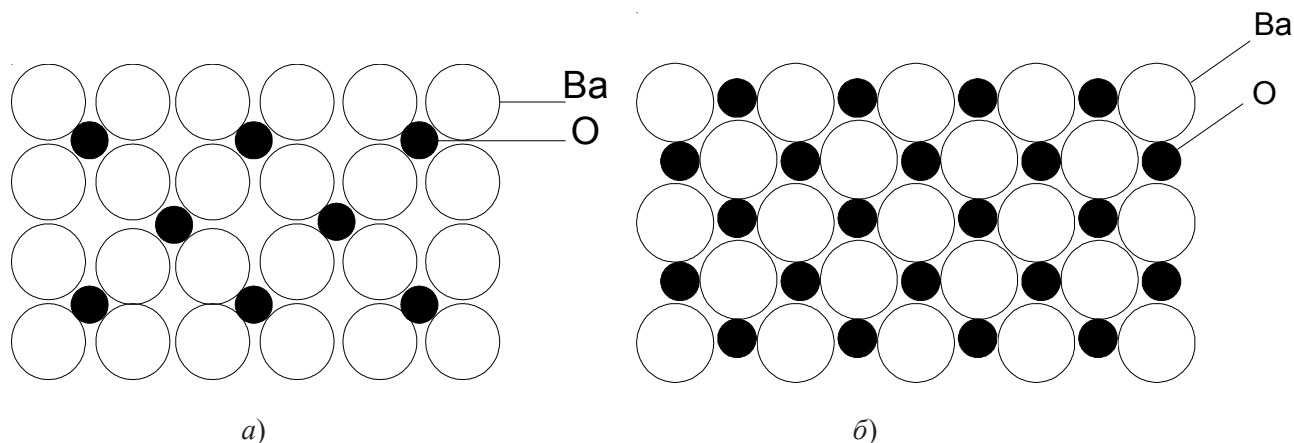
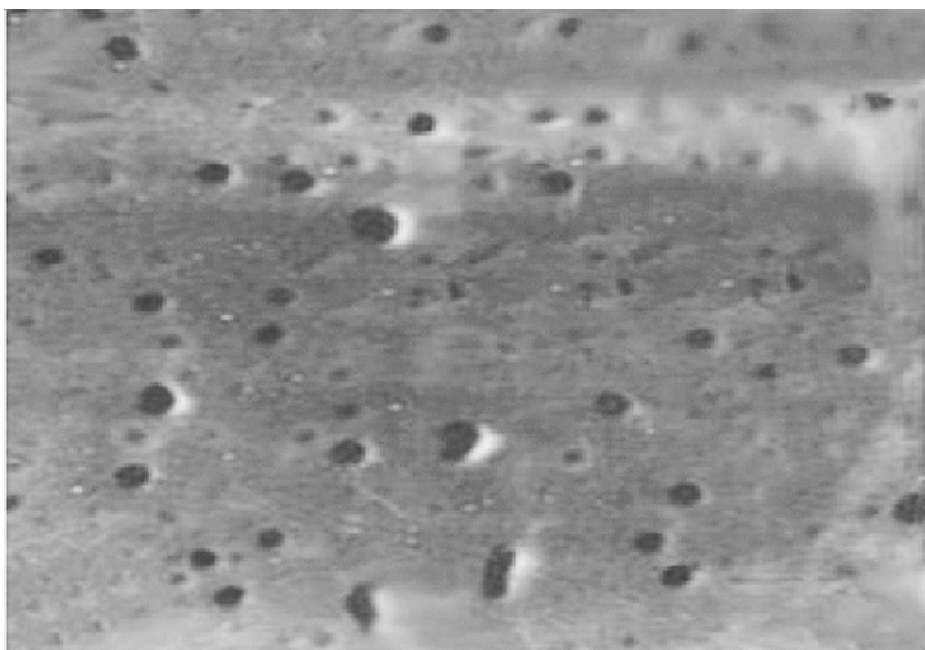


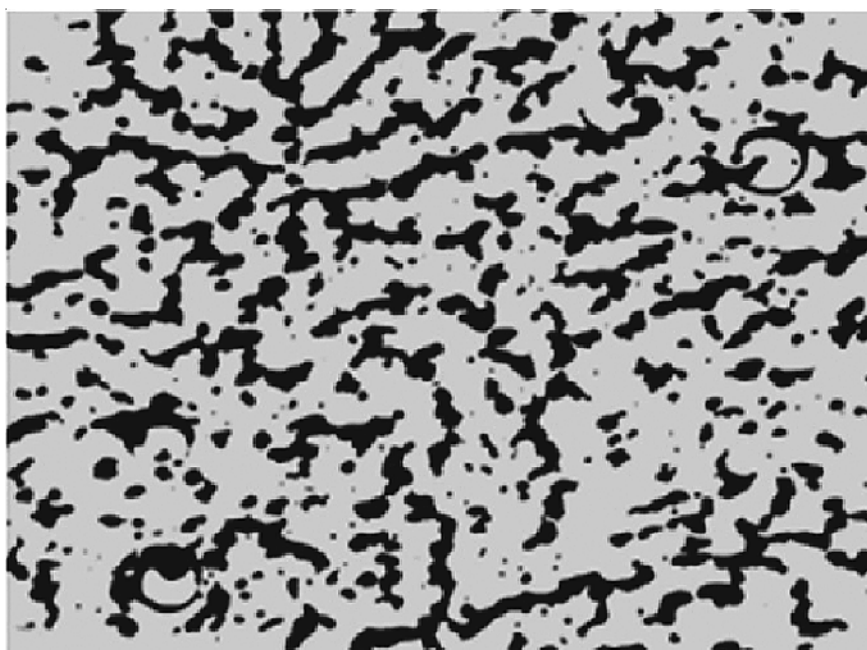
Рис. 2. Предполагаемая модель расположения атомов Ba и O на поверхности Pd – Ba, активированного в высоком вакууме с напуском кислорода ($P_{O_2} = 10^{-4}$ Па) в течение 1 мин (а); 3 мин (б)

$D = 5 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-2}$ образовались кластерные фазы различной формы и различных размеров. В случае имплантации ионов Ba^{+} с такой же энергией и дозой в Pd – Ba наряду с кластерными фазами образовались разветвленные линии шириной 2...3 мкм, обогащенные атомами Ba. По-видимому, в случае Pd – Ba наличие следов механической обработки приводит к перераспределению примесей в процессе ионной бомбардировки. При увеличении дозы до $6 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-2}$ в случае как Pd – Ba, так и Pd появляются крупнозернистые участки с четкими гранями и размерами 5...10 мкм, характерные для кристаллических пленок. Поверхность зерен волнистая, что говорит о достаточно больших внутренних напряжениях. Анализ спектров ОЭС позволяет предположить, что этим участкам соответствуют скопления, включающие соединения типа Pd_2Ba и Pd – Ba. Наиболее вероятным механизмом образования участков с кристаллической структурой под действием имплантации больших доз ионов является разогрев мишени в области теплового пика, приводящий к расплавлению материала. Очевидно, что эффективность образования квазикристаллических участков будет пропорциональна плотности выделяемой энергии в каскадной области мишени. Увеличение дозы не приводило к заметному изменению микроструктуры поверхности Pd – Ba, наблюдалось лишь перекрытие границ некоторых кластерных фаз. Дальнейшие исследования показали, что доза насыщения составляет около $(4...6) \cdot 10^{16} \text{ см}^{-2}$.

Образование соединений между атомами Pd и Ba, Ba и O более четко проявлялось в спектрах Оже-электронов для Pd и Pd – Ba, имплантированных ионами Ba^{+} . Низкоэнергетическая часть Оже-спектров Pd, имплантированного ионами Ba^{+} с $E_0 = 0,5 \text{ кэВ}$ при $D = 6 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-2}$ в высоком вакууме и в атмосфере кислорода ($P_{O_2} = 10^{-4} \text{ Па}$), приведена на рис. 4. В спектре хорошо очищенного Pd обнаруживаются Оже-пики Pd с энергиями 32, 45 и 81 эВ. Отметим, что в высокоэнергетической части спектра обнаруживались также слабоинтенсивные Оже-пики S, C и O. Оценки показали, что их общая концентрация не превышает 1...1,5 ат. %. После имплантации в высоком вакууме все низкоэнергетические Оже-пики Pd исчезают, появляются новые пики при энергиях 37, 46, 55, 62 и 75 эВ. Формирование пиков 37 и 46 эВ, по-видимому, обусловлено образованием соединений между атомами Pd и Ba. Все остальные пики относятся



а)

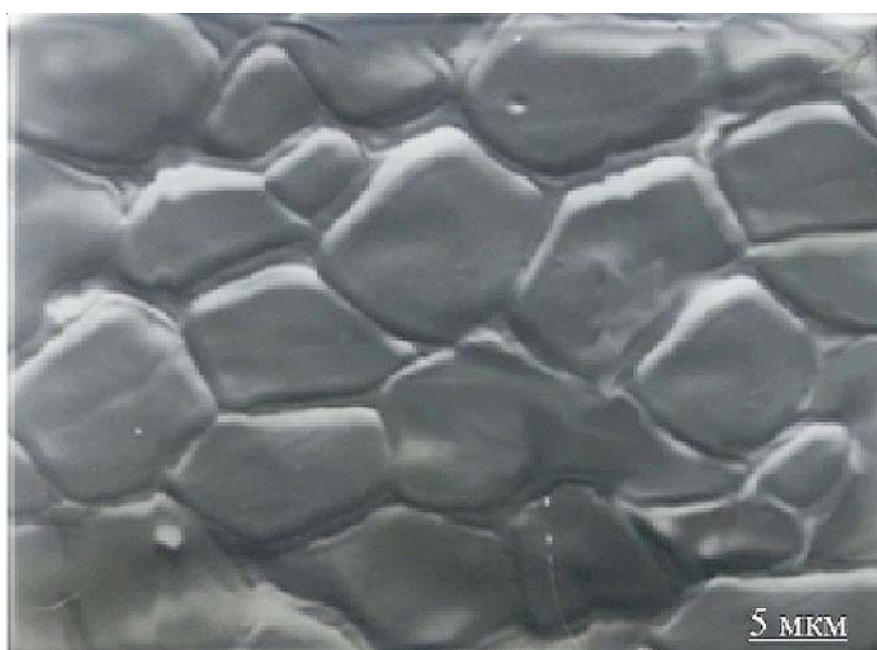


б)

Рис. 3. РЭМ-изображения поверхностей Pd (а, б) и Pd – Ba (в, г), имплантированных ионами Ba⁺ с $E_0 = 0,5$ кэВ разными дозами D :
 $a - D = 6 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-2}$; б, в $- D = 5 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-2}$; г $- D = 6 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-2}$



з)



д)

Рис. 3. Окончание

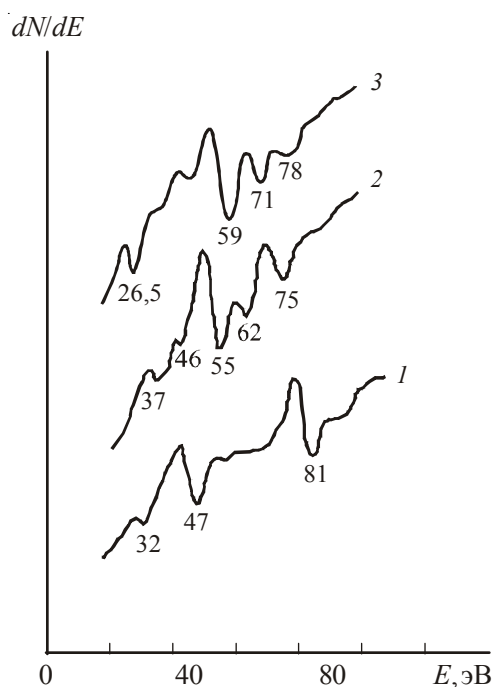


Рис. 4. Оже-спектры хорошо обезгаженного Pd (кривая 1) и Pd, имплантированного ионами Ba⁺ с $E_0 = 0,5$ кэВ в высоком вакууме (2) и в атмосфере кислорода (3)

к атомам Ba. Сравнение показывает, что Оже-спектры Pd и Pd – Ba после имплантации Ba⁺ с высокой дозой не отличаются друг от друга. Это говорит о том, что в обоих случаях в приповерхностной области накапливается почти одинаковое количество атомов Ba и характер связи компонентов Pd и Ba также одинаков. Поэтому эмиссионные характеристики указанных ионолегированных образцов мало отличаются друг от друга: $(e\phi)_{\min} = 2,1$ эВ, $\sigma_{\max} = 3,1$.

В Оже-спектре Pd, легированного в кислородной среде, в основном обнаруживаются пики, характерные для BaO, с энергией 26,5; 59; 71 и 78 эВ. При этом оценочная толщина BaO составляет 2...3 монослоя. Следовательно, значение $\sigma_{\max}$ увеличивается до 4...4,5.

Отметим, что во всех случаях имплантации ионов Ba⁺ существенное увеличение $\sigma_{\max}$ наблюдалось при низких энергиях ($E \approx 0,5 \dots 2$ кэВ) и высоких дозах ионов. Увеличение энергии ионов приводило к уменьшению концентрации атомов Ba на поверхности и в приповерхностной области образцов.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Приведена модель расположения атомов на поверхности сплава Pd – Ba, активированного в атмосфере кислорода. Согласно этой модели, при малых экспозициях атомы кислорода располагаются между атомами Ba. В этом случае $e\phi$ уменьшается, а $\sigma_{\max}$ увеличивается. При увеличении времени экспозиции атомы кислорода начинают располагаться на поверхности окиси бария, следовательно, эмиссионная эффективность Pd – Ba ухудшается.

Ионная имплантация приводит к резкому изменению топографии, состава и свойств поверхности Pd и Pd – Ba. Эти изменения зависят от энергии и дозы ионов, а также от микрорельефа

поверхности исходного образца. В частности, при малых дозах облучения ($D < 10^{15}$ см⁻²) формируются отдельные нанокластерные фазы, а при больших дозах ($D \geq 10^{16}$ см⁻²) – крупнозернистые участки Pd₂Ba, Pd – Ba с четкими гранями, размеры которых лежат в диапазоне 2...10 мкм. В случае имплантации ионов Ba⁺ в атмосфере кислорода на поверхности исследуемых образцов образуется окись бария толщиной в 2...3 монослоя. Ионимплантированные образцы обладают сравнительно высокой эмиссионной эффективностью, чем активированные сплавы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дюбуа, Б. Ч. Влияние водорода на обезгаживание и активировку катода на основе палладия с барием / Б. Ч. Дюбуа, А. Я. Сытник // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1976. – Вып. 6. – С. 68–71.
2. Ильин, В. Н. Электронная эмиссия сплавов платины и палладия с металлами II группы / В. Н. Ильин, Н. П. Есаулов, А. П. Казаков // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1971. – Вып. 4. – С. 138–141.
3. Lamartine, B. S. Coadsorption of Ba and O on polycrystalline W / B. S. Lamartine, J. Czanecki, T. W. Naas // Appl. Surf. Sci. – 1986. – Vol. 26, No 1. – P. 61–76.
4. Нормуродов, М. Т. Влияние имплантации ионов бария и кислорода на эмиссионные свойства поликристаллов Mo, Pt / М. Т. Нормуродов, Г. И. Сергеев, Э. Унаров // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1988. – Вып. 2 (406). – С. 43–47.
5. Умирзаков, Б. Е. Электронная спектроскопия наноструктур, созданных в поверхностных слоях Si, GaAs и CaF₂ методом низкоэнергетической ионной имплантации / Б. Е. Умирзаков, Д. А. Ташмухамедова, Д. М. Мурадкobilов, Х. Х. Болтаев // ЖТФ. – 2013. – Т. 83, вып. 6. – С. 66–70.
6. Умирзаков, Б. Е. Исследование структуры и свойств гетероструктурных нанопленок, созданных методами эпитаксии и ионной имплантации / Б. Е. Умирзаков, Д. А. Ташмухамедова, М. К. Рузибаева, А. К. Ташатов, С. Б. Донаев, Б. Б. Мавлянов // ЖТФ. – 2013. – Т. 83, вып. 9. – С. 146–149.
7. Haas, G. A. Work function measurements and their relation to modern surface analysis techniques / G. A. Haas, R. Thomas, A. Shin and C. Marrian // Ultramicroscopy. – 1983. – Vol. 2. – P. 199–206.

Статья поступила 25 февраля 2014 г.

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

УДК 517.94

МЕТОД РЕШЕНИЯ НЕОДНОРОДНЫХ ЛИНЕЙНЫХ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ

А. К. Балыко

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

И. А. Балыко

Московская государственная академия технологий и управления

Предложен метод решения неоднородных линейных дифференциальных уравнений. Получены выражения, связывающие между собой решения предлагаемым и известными методами: варьируемых постоянных и операторным. Показано, что, в отличие от двух последних, предлагаемый метод имеет ряд достоинств: во-первых, он может использоваться для некоторых типов дифференциальных уравнений с переменными коэффициентами и, во-вторых, решение уравнения может быть записано в явном виде.

КС: неоднородное линейное дифференциальное уравнение, метод вариации постоянных, операторный метод

A method of solving non-homogeneous linear differential equations has been proposed. The expressions connecting the solutions by the proposed and known methods – of variable constants and operational method – were obtained. It is shown that as compared to the last two methods the proposed one has some advantages: first, it can be used for some types of differential equations with variable coefficients, and second, the solution of the equation can be written down explicitly.

Keywords: non-homogeneous linear differential equation, variable constants method, operational method

Творчество русского гения М. В. Ломоносова окутано легендами. По одной из них Михаил Васильевич питал большой интерес и к математике. Он, следуя тогдашнему веянию, решал различные математические задачи, но, в отличие от других сфер своей деятельности, результаты исследований в области математики не публиковал, возможно, преклонялся перед авторитетом своих российских коллег – всемирно признанных математиков Л. Эйлера, Д. Бернулли, Х. Гольбаха. По воспоминаниям современников, какие-то манускрипты М. В. Ломоносов постоянно носил с собой, видимо, опасаясь их потери или кражи. До публикации своих математических изысканий он хотел получить одобрение Л. Эйлера. Однако двум выдающимся ученым так и не суждено было встретиться. В 1741 году М. В. Ломоносов возвратился в Петербург после учебы за границей, через три дня после того, как северную столицу покинул Л. Эйлер. Вторично Л. Эйлер приехал в Россию через год после смерти Михаила Васильевича [1]. В то же время оба академика длительное время вели переписку, в которой М. В. Ломоносов упоминал о желании показать Л. Эйлеру свои математические исследования, не вдаваясь в их подробности.

Теперь можно только догадываться о том, какие математические задачи решил М. В. Ломоносов. Об одной из них мы писали в работе [2]. Другая, по всей видимости, могла быть связана с решением дифференциальных уравнений, которым Л. Эйлер, Д. Бернулли и другие академики уделяли в те годы много внимания. Как мы знаем, именами Эйлера и Бернулли названы отдельные типы дифференциальных уравнений.

На наш взгляд, М. В. Ломоносов, используя имеющийся в его распоряжении математический аппарат, мог предложить метод решения неоднородных линейных дифференциальных уравнений, о котором пойдет речь в настоящей работе и который отсутствует в современных монографиях [3–7], ставших классическими, а также в известных задачниках, например [8].

Рассмотрим сначала неоднородное линейное дифференциальное уравнение первого порядка с постоянным коэффициентом λ :

$$\frac{dy}{dx} - \lambda y = f(x). \quad (1)$$

Метод решения таких уравнений известен [3–8]. Положим, что $y(x) = v(x)u(x)$. После подстановки этого произведения в формулу (1) и раздельного решения дифференциальных уравнений для функций $v(x)$ и $u(x)$ находим

$$y(x) = e^{\lambda x} \int f(x) e^{-\lambda x} dx + y_0 e^{\lambda x}, \quad (2)$$

где y_0 – постоянная интегрирования.

Второе слагаемое в (2) является общим решением уравнения (1). При решении неоднородного дифференциального уравнения особый интерес представляет поиск его частного решения. Поэтому в дальнейшем общее решение будем опускать, то есть считать $y_0 = 0$.

Обозначим функциональное преобразование

$$\Phi[u(x), \alpha] = e^{\alpha x} \int u(x) e^{-\alpha x} dx, \quad (3)$$

тогда

$$y(x) = \Phi[f(x), \lambda]. \quad (4)$$

Для решения дифференциального уравнения второго порядка с постоянными коэффициентами (a_1 и a_0)

$$\frac{d^2 y}{dx^2} + a_1 \frac{dy}{dx} + a_0 y = f(x) \quad (5)$$

со времен М. В. Ломоносова и по настоящее время широко используется метод вариации постоянных, предложенный французским математиком Ж. Лагранжем.

Сначала решают полученное из (5) характеристическое уравнение

$$\lambda^2 + a_1 \lambda + a_0 = 0 \quad (6)$$

и определяют его корни: λ_1 и λ_2 . Решение уравнения (5) записывают в виде

$$y(x) = C_1(x) e^{\lambda_1 x} + C_2(x) e^{\lambda_2 x}, \quad (7)$$

где C_1 и C_2 – варьируемые постоянные.

Затем выражение (7) подставляют в формулу (5) и получают систему дифференциальных уравнений

$$\begin{aligned}\frac{dC_1(x)}{dx}e^{\lambda_1 x} + \frac{dC_2(x)}{dx}e^{\lambda_2 x} &= 0, \\ \frac{dC_1(x)}{dx}\lambda_1 e^{\lambda_1 x} + \frac{dC_2(x)}{dx}\lambda_2 e^{\lambda_2 x} &= f(x).\end{aligned}\quad (8)$$

Решают эту систему относительно производных, например, методом Крамера. При этом необходимо отметить, что главный определитель системы является определителем Вандермонда. Полученные дифференциальные уравнения интегрируют и тем самым находят варьируемые постоянные C_1 и C_2 , которые подставляют в (7). Таким образом, находят частное решение дифференциального уравнения. Основное неудобство этого метода связано с тем, что решение не может быть записано в явном виде.

Перейдем теперь к изложению сути предлагаемого метода.

Запишем уравнение (5) с использованием найденных корней характеристического уравнения (λ_1 и λ_2) в виде системы двух дифференциальных уравнений первого порядка:

$$\begin{aligned}\frac{dy}{dx} - \lambda_2 y &= g(x), \\ \frac{dg}{dx} - \lambda_1 g &= f(x).\end{aligned}\quad (9)$$

При этом, как известно, $\lambda_1 + \lambda_2 = -a_1$, $\lambda_1 \lambda_2 = a_0$.

Из второго уравнения системы (9), по аналогии с (3) и (4), находим выражение для $g(x)$:

$$g(x) = \Phi[f(x), \lambda_1].$$

Подставляя эту функцию в первое уравнение системы (9) и проводя интегрирование по частям, получаем

$$\begin{aligned}y(x) &= e^{\lambda_2 x} \int g(x) e^{-\lambda_2 x} dx = e^{\lambda_2 x} \int [e^{\lambda_1 x} \int f(x) e^{-\lambda_1 x} dx] e^{-\lambda_2 x} dx = \\ &= e^{\lambda_2 x} \frac{1}{(\lambda_1 - \lambda_2)} [e^{(\lambda_1 - \lambda_2)x} \int f(x) e^{-\lambda_1 x} dx - \int e^{(\lambda_1 - \lambda_2)x} f(x) e^{-\lambda_1 x} dx].\end{aligned}$$

Или окончательно:

$$y(x) = \frac{\Phi[f(x), \lambda_1]}{\lambda_1 - \lambda_2} + \frac{\Phi[f(x), \lambda_2]}{\lambda_2 - \lambda_1}. \quad (10)$$

Симметрия формулы (10) относительно индексов позволяет сравнительно просто обобщить метод на случай дифференциальных уравнений более высокого порядка. Так, для уравнения третьего порядка и некрратных корней получаем решение в явном виде:

$$y(x) = \frac{\Phi[f(x), \lambda_1]}{(\lambda_1 - \lambda_2)(\lambda_1 - \lambda_3)} + \frac{\Phi[f(x), \lambda_2]}{(\lambda_2 - \lambda_1)(\lambda_2 - \lambda_3)} + \frac{\Phi[f(x), \lambda_3]}{(\lambda_3 - \lambda_1)(\lambda_3 - \lambda_2)}. \quad (11)$$

И для дифференциального уравнения n -го порядка решение можно записать сразу в явном виде:

$$y(x) = \sum_{k=1}^n \frac{\Phi[f(x), \lambda_k]}{\prod_{j=1, j \neq k}^n (\lambda_k - \lambda_j)}. \quad (12)$$

Предлагаемый метод справедлив и для случая кратных корней. Для уравнения второго порядка, устремляя $\Delta\lambda = \lambda_1 - \lambda_2 \rightarrow 0$, из формулы (10) получаем: $y(x) = x\Phi[f(x), \lambda] - \Phi[xf(x), \lambda]$, где $\lambda = \lambda_1 = \lambda_2$.

Подобные выражения могут быть получены и для уравнений более высокого порядка, и корней большей кратности.

Если метод вариации постоянных применим только к линейным дифференциальным уравнениям с постоянными коэффициентами, то предлагаемый метод может быть использован и для решения некоторых типов уравнений с переменными коэффициентами.

К таким уравнениям, в частности, относится уравнение Эйлера, которое для второго порядка имеет вид

$$x^2 \frac{d^2 y}{dx^2} + a_1 x \frac{dy}{dx} + a_0 y = f(x). \quad (13)$$

Сначала решается характеристическое уравнение, которое в нашем случае имеет вид

$$\lambda^2 + (a_1 - 1)\lambda + a_0 = 0,$$

и определяются его корни: λ_1 и λ_2 .

Решение уравнения (13) имеет вид, подобный (10),

$$y(x) = \frac{U[f(x), \lambda_1]}{\lambda_1 - \lambda_2} + \frac{U[f(x), \lambda_2]}{\lambda_2 - \lambda_1}, \quad (14)$$

где

$$U[u(x), \alpha] = x^\alpha \int u(x) x^{-(\alpha+1)} dx. \quad (15)$$

В теории дифференциальных уравнений большой интерес представляют уравнения специфического вида с переменными коэффициентами, для которых, вообще говоря, нельзя записать характеристическое уравнение.

Рассмотрим одно из таких уравнений:

$$\frac{d^2 y}{dx^2} - [a_0 + a(x)] \frac{dy}{dx} + a_0 a(x) y = f(x).$$

Как и ранее в (9), полагаем, что

$$\begin{aligned} \frac{dy}{dx} - a_0 y &= g(x), \\ \frac{dg}{dx} - a(x)g &= f(x). \end{aligned} \quad (16)$$

В этом случае решение имеет вид

$$y(x) = \frac{1}{a_0} \{ \Phi[r(x), a_0] + \Phi[f(x), a_0] - Q[f(x), q(x)] \}, \quad (17)$$

где

$$\begin{aligned} Q[f(x), q(x)] &= e^{q(x)} \int f(x) e^{-q(x)} dx, \\ r(x) &= q(x) Q[f(x), q(x)], \\ q(x) &= \int a(x) dx. \end{aligned} \quad (18)$$

Преобразование (18) при различных функциях $a(x)$ и $f(x)$ само по себе представляет интерес. Рассмотрим, например, одну из простейших его форм при $a(x) = 1$ и $f(x) = x^n$.

Обозначим

$$\Phi_n(x) = e^x \int x^n e^{-x} dx. \quad (19)$$

Видно, что $\Phi_n(x)$ – полином степени n . Из рекуррентной формулы $\Phi_n(x) = n\Phi_{n-1} - x^n$ получа-

ем выражения: $\Phi_n(x) = -n! \sum_{k=0}^n \frac{x^k}{k!}$, $\Phi_{n-1}(x) = \frac{1}{n} \frac{d\Phi_n(x)}{dx}$ и т. д.

Уже после смерти М. В. Ломоносова французский математик П. Лаплас для решения дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами предложил использовать преобразование функции вещественной переменной $f(x)$ в функцию комплексной переменной $F(p)$, названное впоследствии преобразованием Лапласа

$$F(p) = \int_0^{\infty} f(x) e^{-px} dx.$$

Найдем преобразование Лапласа функции $\Phi[h(x), \lambda]$.

$$\Psi(p) = \int_0^{\infty} \Phi[f(x), \lambda] e^{-px} dx = \int_0^{\infty} e^{(\lambda-p)x} \left[\int f(x) e^{-\lambda x} dx \right] dx = \frac{1}{p-\lambda} \int_0^{\infty} f(x) e^{-px} dx = \frac{F(p)}{p-\lambda}. \quad (20)$$

Это выражение позволяет найти связь между предложенным методом и операторным методом, использующим преобразование Лапласа.

Применяя преобразование Лапласа к обеим частям уравнения (5), находим выражение для изображения функции $y(x)$:

$$Y(p) = \frac{1}{\lambda_1 - \lambda_2} \left[\frac{F(p)}{p - \lambda_2} - \frac{F(p)}{p - \lambda_1} \right]. \quad (21)$$

Обратное преобразование Лапласа от обеих частей выражения (21) с учетом (20) приводит к формуле (10).

Таким образом, получены выражения, связывающие между собой решения предлагаемым методом и известными методами: варьируемых постоянных и операторным. При этом, в отли-

чие от последних, предлагаемый метод имеет ряд достоинств: во-первых, он может быть использован для некоторых типов дифференциальных уравнений с переменными коэффициентами и, во-вторых, решение уравнения может быть записано в явном виде. Более того, оказалось, что метод применим к решению уравнений второго порядка в частных производных.

Рассмотрим известное во времена М. В. Ломоносова [9] волновое уравнение, описывающее изменение в пространстве и времени скалярного потенциала φ с постоянной скоростью v :

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial z^2} - \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2} = 0. \quad (22)$$

Переносим два последних слагаемых в правую часть и применяя к полученной разности квадратов прием, аналогичный (9), приходим к системе двух уравнений:

$$\frac{1}{v} \frac{\partial \varphi}{\partial t} - \frac{\partial \varphi}{\partial z} = \beta, \quad (23)$$

$$\frac{1}{v} \frac{\partial \beta}{\partial t} + \frac{\partial \beta}{\partial z} = \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2}.$$

Рассмотрим простейший случай, когда функции β и φ связаны между собой линейной зависимостью: $\beta = \lambda \varphi$.

Умножая первое уравнение системы (23) на λ и складывая его со вторым уравнением, получим уравнение

$$\frac{2\lambda}{v} \frac{\partial \varphi}{\partial t} = \Delta \varphi + \lambda^2 \varphi, \quad (24)$$

где $\Delta \varphi = \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2}$ — неполный лапласиан.

Уравнение (24) похоже на дифференциальное уравнение для волновой функции в квантовой механике. Умножив правую и левую части этого уравнения на постоянную величину $i \frac{v}{2\lambda} \left(\frac{h}{2\pi} \right)$

(где i — мнимая единица), получим $i \left(\frac{h}{2\pi} \right) \frac{\partial \varphi}{\partial t} = i \frac{v}{2\lambda} \left(\frac{h}{2\pi} \right) (\Delta \varphi + \lambda^2 \varphi)$.

Считая λ мнимой и используя выражение для кинетической энергии

$$E = \frac{mv^2}{2} = i \frac{v\lambda}{2} \left(\frac{h}{2\pi} \right),$$

получаем

$$i \left(\frac{h}{2\pi} \right) \frac{\partial \varphi}{\partial t} = - \frac{1}{2m} \left(\frac{h}{2\pi} \right)^2 \Delta \varphi + E \varphi.$$

Считая кинетическую энергию E равной потенциальной энергии U , приходим к известному уравнению Шредингера

$$i \left(\frac{h}{2\pi} \right) \frac{\partial \varphi}{\partial t} = - \frac{1}{2m} \left(\frac{h}{2\pi} \right)^2 \Delta \varphi + U \varphi. \quad (25)$$

Конечно, физическая трактовка основного уравнения квантовой механики М. В. Ломоносову была недоступна, но получить уравнение (24), как было показано выше, ему было по силам. В дополнение к изложенному следует заметить, что выводы уравнения Шредингера, выполненные классиками квантовой механики, не менее туманны. По-видимому, окончательную точку зрения на этот вопрос высказал Д. И. Блохинцев: «Во многих курсах стремятся «вывести» уравнение Шредингера. На самом деле это уравнение ниоткуда не выводится, а образует основу квантовой теории. Поэтому мы предпочитаем постулировать его» [10].

ЛИТЕРАТУРА

1. Биографический словарь деятелей естествознания и техники. – М.: ГНИ «БЭС», 1958.
2. **Балыко, А. К.** Теория чисел и мозаика Ломоносова / А. К. Балыко, И. А. Балыко // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2013. – Вып. 1. – С. 60–78.
3. **Понтрягин, Л. С.** Обыкновенные дифференциальные уравнения / Л. С. Понтрягин. – М.: Наука, 1965.
4. **Эльсгольц, Л. Э.** Дифференциальные уравнения и вариационное исчисление / Л. Э. Эльсгольц. – М.: Наука, 1965.
5. **Анго, А.** Математика для электро- и радиоинженеров / А. Анго. – М.: Наука, 1967.
6. **Карташев, А. П.** Обыкновенные дифференциальные уравнения и основы вариационного исчисления / А. П. Карташев, Б. Л. Рождественский. – М.: Наука, 1976.
7. **Тихонов, А. Н.** Дифференциальные уравнения / А. Н. Тихонов, А. Б. Васильева, А. Г. Свешников. – М.: Наука, 1980.
8. **Кручкович, Г. И.** Сборник задач по курсу высшей математике / Под ред. Г. И. Кручкович. – М.: Высшая школа, 1973.
9. **Балыко, А. К.** От уравнений механики – к уравнениям электродинамики / А. К. Балыко, И. А. Балыко // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 2011. – Вып. 2. – С. 63–70.
10. **Блохинцев, Д. И.** Основы квантовой механики / Д. И. Блохинцев. – М.: Высшая школа, 1961.

Статья поступила 20 мая 2012 г.

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

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

2. Статья должна содержать:

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

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

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

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

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

5. Иллюстрации к статье представляются в виде отдельных файлов.

Рисунки выполняются в соответствии со следующими требованиями:

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

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

На весь иллюстративный материал должны быть ссылки в тексте.

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

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

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

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

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

11. Плата с аспирантов за публикацию рукописей не взимается.

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

СЕРИЯ 1

«СВЧ-ТЕХНИКА»

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ СБОРНИК

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

Подписано к печати	Усл. п. л. 10,0	Формат 60×88 ^{1/8}
4.06.2014 г.	Уч.-изд. л. 10,5	Тираж 500
Заказ № 275	Индекс 36292	11 статей

ОАО «НПП «Исток» им. Шокина» 141190, г. Фрязино, Московская обл., ул. Вокзальная, 2а

Тел.: (495)465-86-12. Факс: (495)465-86-12

E-mail: istok-info@flexuser.ru; istokstebunov@mail.ru; info@istokmw.ru



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

Электронная техника. Сер. 1, СВЧ-техника, 2014, вып. 2(521), с. 1-80