

СЕРИЯ 1

# СВЧ - ТЕХНИКА

ВЫПУСК 4(523)

2014

# ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

# СЕРИЯ 1 СВЧ-ТЕХНИКА научно-технический сборник

Выпуск 4(523)

2014

Издается с 1950 г.

# Главный редактор

д.т.н. А.А. Борисов

Редакционная коллегия:

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

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

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

# ELEKTRONNAYA TEKHNIKA

(Electronic Engineering)

# **SERIES 1** SVCH-TEKHNIKA

(Microwave Engineering)

**COLLECTION OF RESEARCH & TECHNICAL ARTICLES** 

Issue 4(523)	2014	Founded in 1950 r.

Editor-in-chief

D.T.Sc. A.A. Borisov

Editorial staff:

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

The journal is registered by the Ministry on mass media of the Russian Federation (certificate ∏И № 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»

# СОДЕРЖАНИЕ

## Твердотельная электроника

Пашковский А.Б., Лукашин В.М., Мартынов Я.Б., Лапин В.Г., Капралова А.А., Аниси-	
мов И.А. – Нелокальный дрейф электронов в полевых транзисторах на основе нит-	
рида галлия	5
<i>Николаев С.В.</i> – Бинарные диодные защитные устройства повышенной мощности на связанных резонаторах	17
Чихун А.М., Кузнецов Н.С., Синькова Е.А. – Автоматизация процесса настройки и отыс-	0.0
кания неисправностей при серийном производстве субмодулей АФАР	26

## Электровакуумные приборы

<i>Евсеев С.В., Пугнин В.И., Юнаков А.Н.</i> – Оптимизация параметров мощных многолучевых клистронов для увеличения равномерности их выходных характеристик.	36
Лопин М.И., Мишкин Т.А., Галдецкий А.В., Воскобойник М.Ф., Грицук Р.В., Рыжов В.А. – Устранение СВЧ-пробоев в выходной резонаторной системе мощного многолуче- вого клистрода – истрона	43
Калина В.Г., Будзинский Ю.А., Быковский С.В. – Расчет циклотронного защитного устройства с подавлением зеркального канала Калина В.Г. – Расчет циклотронных защитных устройств на основе контрольных измерений	48 63
Пашков А.Н., Романова Ю.В., Попов Р.Н., Дубинина О.В., Хабачев М.Н. – Разработка технологии производства катодных сплавов на основе металлов платиновой группы для мощных электровакуумных СВЧ-приборов	73

## Технология и материаловедение

Самылкин А.М., Кивокурцев А.Ю., Аршинов М.Н. – Расчет и оптимизация многосек-	
ционного индуктора для импульсного размагничивания (намагничивания) высоко-	
коэрцитивных магнитов	78
Тематический указатель	88
Алфавитный указатель	90

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

# ELEKTRONNAYA TEKHNIKA

(Electronic Engineering)

# SERIES 1

# **SVCH-TEKHNIKA**

(Microwave Engineering)

## COLLECTION OF RESEARCH & TECHNICAL ARTICLES

## CONTENTS

## Solid-state electronics

Pashkovsky A.B., Lukashin V.M., Martynov Ya.B., Lapin V.G., Kapralova A.A., Anisimov I.A. – Nonlocal electron drift in gallium nitride FETs	5
Nikolaev S.V. – Binary diode protective devices of higher power on coupled resonators	17
<i>Chikhun A.M., Kuznetsov N.S., Sinkova E.A.</i> – Automation of the adjustment process and fault finding in serial production of active phased array submodules	26

### **Electrovacuum devices**

<i>Evseyev S.V., Pugnin V.I., Yunakov A.N.</i> – Parameters optimization of power multiple-beam klystrons for increasing uniformity of their output characteristics	36
Lopin M.I., Mishkin T.A., Galdetsky A.V., Voskoboynik M.F., Gritsuk R.V., Ryzhov V.A. – Elimination of microwave breakdowns in output resonator system of a power multiple- beam klystrode – istron	43
Kalina V.G., Budzinsky U.A., Bykovsky S.V. – Calculation of cyclotron protective device with image channel suppression	48

Kalina V.G. – Calculation of cyclotron protective devices based on control measurements	63
Pashkov A.N., Romanova U.V., Popov R.N., Dubinina O.V., Khabachev M.N. – The development of production technology for cathode alloys based on platinum group metals for high-power electrovacuum microwave devices.	73
Technology and material science	
Samylkin A.M., Kivokurtsev A.U., Arshinov M.N. – Calculation and optimization of a multi- tisectional inductor for pulse demagnetizing (magnetizing) of high-coercivity magnets	78
Subject index	88
Alphabetical index	90

# ТВЕРДОТЕЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 621.382.323

## НЕЛОКАЛЬНЫЙ ДРЕЙФ ЭЛЕКТРОНОВ В ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ НА ОСНОВЕ НИТРИДА ГАЛЛИЯ

# А. Б. Пашковский, В. М. Лукашин, Я. Б. Мартынов, В. Г. Лапин, А. А. Капралова, И. А. Анисимов

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

Для полевых транзисторов на основе GaN и GaAs приведены результаты расчетов дрейфовой скорости под затвором. Показано, что даже при одинаковой величине подвижности электронов из-за всплеска дрейфовой скорости ее средняя величина под затвором прибора из GaAs превосходит величину средней дрейфовой скорости в транзисторе на основе GaN, несмотря на гораздо более высокие значения статической скорости электронов в GaN в сильных полях. Это связано с большой разницей времен релаксации по энергии в этих материалах.

#### КС: полевой транзистор, дрейф электронов, нитрид галлия, арсенид галлия

Comparison of electron transport peculiarities in GaN and GaAs transistors has been carried out. It is shown that in spite of two greater static election drift velocities in GaN, the electron drift velocity in GaAs transistor channel is about twice greater. This effect is the result of the big electron relaxation time difference in these materials.

Keywords: drift velocity, GaN transistors, GaAs transistors

#### **І. ВВЕДЕНИЕ**

Твердотельная сверхвысокочастотная (СВЧ) электронная компонентная база активно востребована для разработки и производства систем беспроводной связи, включающей широкий спектр аппаратуры, в том числе для стационарной и мобильной телекоммуникационной аппаратуры, для высокоскоростной оптоволоконной связи, спутникового и кабельного телевидения, в частности телевидения высокой четкости, устройств радиолокации на основе активных фазированных антенных решеток, радиоастрономии, телеметрии, контрольно-измерительной аппаратуры и многих других. Одним из важнейших элементов перечисленных систем является усилитель мощности на полевых транзисторах. К разрабатываемым приборам всё время предъявляют новые требования. А, как известно, характеристики усилителей в основном определяются свойствами активных элементов. Поэтому используемые транзисторы стараются улучшать и модифицировать.

В последние годы наблюдается бурный всплеск активности в области разработки мощных полевых транзисторов на основе широкозонных материалов, особенно на гетероструктурах на основе GaN, и их использования в различных типах усилителей мощности. Приборы показывают рекордные характеристики в сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн [1, 2]. Стремительное улучшение их характеристик почти ни у кого не оставляет сомнений в том, что традиционные мощные CBЧ-транзисторы типа PHEMT (pseudomorphic high electron mobility transistor) на основе псевдоморфных AlGaAs–InGaAs–GaAs-гетероструктур в ближайшее время будут практически полностью вытеснены из сантиметрового и длинноволновой части миллиметрового диапазонов длин волн. Исключение составляет разве только CBЧаппаратура, требующая низковольтного (не более 8...9 В) напряжения питания или незначительной компрессии коэффициента усиления при увеличении входной мощности практически до насыщения.

К несомненным достоинствам GaN относят большую величину запрещенной зоны и, как следствие, высокие пробивные напряжения, высокую теплопроводность, достаточно высокую подвижность и большие величины максимальной дрейфовой скорости в объемном материале, а также высокую дрейфовую скорость в сильных полях. На основании данных о статической зависимости дрейфовой скорости от поля, а возможно, из конъюнктурных соображений делается вывод о перспективности использования GaN в миллиметровом диапазоне длин волн и даже об его определенных преимуществах перед GaAs по этому параметру. Последнее утверждение выглядит весьма спорным, и поэтому представляет интерес рассмотреть его более подробно на основе хотя бы качественных расчетов.

Исследование динамики электронов в канале GaN-транзисторов интересно ещё по одной причине. Широкое применение гетероструктур с их специфическими особенностями и наметившийся в последние годы очередной всплеск активности в развитии новых технологий и разработке достаточно точных и быстродействующих программ расчета активных элементов поднимают вопрос о применимости физических моделей, используемых в этих программах. В настоящее время в большинстве полупроводниковых приборов размеры активной области сравнимы с длинами релаксации электронов по импульсу и энергии. Длины релаксации из-за сложного распределения электрического поля, в свою очередь, могут сильно меняться по длине активной области. В этих условиях определение четких границ применимости тех или иных физических моделей до сих пор остается серьезной проблемой: простые критерии по сравнению размеров пролетной области с длинами релаксации электронов не позволяют оценить точность моделей и для этого приходится непосредственно использовать численные расчеты. Известно, что динамика электронов в приборах с характерными размерами порядка десятых долей микрона, а следовательно, и характеристики этих приборов наиболее точно рассчитываются методом Монте-Карло [3, 4]. Однако из-за своей вычислительной сложности этот метод до сих пор малоприменим для оптимизационных расчетов. Наиболее вероятными кандидатами на эту роль пока остаются различные модификации гидродинамической [5, 6] и квазигидродинамической (температурной) [7...9] моделей.

Вопрос применимости этих моделей для гомо- и гетероструктурных полевых транзисторов с субмикронным затвором на основе GaAs был достаточно подробно рассмотрен в работах [5, 10], где показано, что уже при длинах затвора менее 0,25 мкм использование температурной модели может приводить к существенным погрешностям при расчёте характеристик прибора. Однако для GaN такие исследования не проводились.

Как отмечалось выше, наиболее точно характеристики субмикронных и нанометровых полупроводниковых приборов рассчитываются методом Монте-Карло. Однако из-за своей вычислительной сложности этот метод всегда реализуется на двумерных или трехмерных моделях. Основные затраты времени идут на решение кинетического уравнения, а время его решения слабо зависит от размерности, поэтому для полевых транзисторов таких одномерных моделей нет. В то же время в большинстве случаев наиболее наглядно физические эффекты видны при расчете именно по одномерным моделям. Поэтому далее расчет проводится по простейшей одномерной гидродинамической модели [5], основные уравнения которой (уравнения сохранения энергии и импульса) имеют вид:

$$v\frac{\partial m^* v}{\partial x} = qE - \frac{m^*(\varepsilon)v}{\tau_P(\varepsilon)},\tag{1}$$

$$v\frac{\partial\varepsilon}{\partial x} = qEv - \frac{\varepsilon - \varepsilon_0}{\tau_{\varepsilon}(\varepsilon)}.$$
(2)

где q, v,  $m^*$ ,  $\varepsilon$  – заряд, скорость, эффективная масса и энергия электронов соответственно; E – напряженность электрического поля. Времена релаксации можно записать так [11]:

$$\tau_{p}(\varepsilon) = \frac{m^{*}(\varepsilon) v_{s}(\varepsilon)}{q E_{s}(\varepsilon)},$$
(3)

$$\tau_{\varepsilon}(\varepsilon) = \frac{\varepsilon - \varepsilon_0}{q \, E_s(\varepsilon) \, v_s(\varepsilon)}.\tag{4}$$

Здесь и далее  $v_s(\varepsilon)$ ,  $E_s(\varepsilon)$  – статические значения дрейфовой скорости электронов и напряженности электрического поля, соответствующие данной энергии  $\varepsilon$ , получаемые из расчетов методом Монте-Карло [12] статических характеристик материалов. Напряженность электрического поля и дрейфовая скорость электронов направлены вдоль канала транзистора. При этом уравнения сохранения энергии и импульса (1), (2) принимают вид [11]:

$$v\frac{\partial m^* v}{\partial x} = q \left( E - \frac{E_s(\varepsilon)v}{v_s(\varepsilon)} \right),\tag{5}$$

$$v\frac{\partial\varepsilon}{\partial x} = q\left(Ev - E_s(\varepsilon)v_s(\varepsilon)\right). \tag{6}$$

Температурная модель получается из системы (5), (6) в предположении, что  $m^* = 0$ . В этом случае уравнение (5) просто сводится к формуле

$$v = \frac{Ev_s(\varepsilon)}{E_s(\varepsilon)} = \mu(\varepsilon)E,$$
(7)

где  $\mu(\epsilon)$  – подвижность электронов, зависящая от их энергии.

#### 2. РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТОВ

Отличительными особенностями GaN являются большая дрейфовая скорость электронов в сильных полях и не слишком высокая подвижность (далее в расчетах  $\mu = 1700 \text{ см}^2/(\text{B-c})$ ). Так

как исследуются особенности электронного транспорта, то для сравнения берется GaAs с той же величиной подвижности (это соответствует уровню легирования примерно  $2 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$ ). Соответствующие графики приведены на рис. 1. Там же приведен график статической дрейфовой скорости, соответствующий нелегированному GaAs ( $\mu = 8000 \text{ см}^2/(\text{B}\cdot\text{c})$ ).



Рис. 1. Зависимости дрейфовой скорости электронов от напряженности электрического поля GaN (*a*), GaAs (*б*)

На первый взгляд, GaAs, особенно при такой же низкой подвижности, безоговорочно проигрывает GaN. Поэтому средняя скорость электронов под затвором GaN-транзистора, существенно зависящая как от максимальной скорости электронов, так и от их скорости в сильных полях, будет выше, чем скорость электронов под затвором транзистора на основе GaAs. Однако со времен разработки первых транзисторов с субмикронным затвором было известно, что работа таких приборов определяется не статической зависимостью дрейфовой скорости от напряженности электрического поля, а всплеском дрейфовой скорости электронов под затвором транзистора [5, 11, 13]. Всплеск дрейфовой скорости, в свою очередь, зависит от множества факторов, из которых статическая зависимость скорости от поля является важным, но далеко не определяющим. При всплеске дрейфовой скорости ее величина может существенно превышать максимальное статическое значение в объемном материале, что существенно увеличивает быстродействие транзистора. В принципе всплеск дрейфовой скорости можно наблюдать практически в любых полупроводниковых материалах, и в GaN он может быть весьма велик – максимальная скорость может достигать величин около 8·10<sup>7</sup> см/с на расстояниях около 0,025 мкм [14], но в условиях настолько специфических, что они практически не реализуемы в обычных транзисторах.

Для сравнения двух рассматриваемых материалов моделировалась простейшая ступенчатая структура толщиной 18 нм, состоящая из двух слоев: слоя под затвором толщиной 15 нм и легированием 10<sup>18</sup> см<sup>-3</sup> и слоя у буфера толщиной 3 нм и легированием 2·10<sup>19</sup> см<sup>-3</sup>. Для GaN такая структура – очень грубый аналог реальной гетероструктуры (1700 см<sup>2</sup>/(B·c) – это подвижность, близкая к подвижности в нелегированном материале). Для GaAs такая структура вообще гипотетическая и берется исключительно, чтобы рассматривать электронный транспорт практически в одинаковых условиях. Расчеты также проводились для GaAs при  $\mu = 8000 \text{ см}^2/(\text{B-c})$ , что соответствует нелегированному материалу или очень хорошей гетерострукте с толстым спейсером. Затвор транзистора длиной 0,1 мкм расположен на расстоянии 0,1 мкм от истока. Единственная существенная разница в исходных данных для расчетов – разное напряжение на стоке транзисторов (для GaAs – 1 B, для GaN – 3 B). Это примерно те напряжения на стоке, при которых происходит насыщение тока в транзисторах и максимальная частота усиления по току принимает наибольшее значение. Надо отметить, что при расчете по данной модели двукратное увеличение напряжения в приборах на основе как GaAs, так и GaN слабо меняло распределение дрейфовой скорости в канале и величину максимальной частоты усиления по току. Сильно менялась только величина напряженности электрического поля.

Результаты расчета максимальной частоты усиления по току  $f_t$  для транзисторов на таких структурах приведены на рис. 2 (при расчётах выбирался режим, в котором для данной длины затвора  $f_t$  была максимальна).



Рис. 2. Зависимости максимальной частоты усиления по току  $f_t$  от длины затвора моделируемого транзистора  $L_3$ 

Видно, что в приборах на основе GaAs даже при  $\mu = 1700 \text{ см}^2/(\text{B}\cdot\text{c})$  максимальная частота усиления по току несколько больше, чем в приборах на основе GaN. При подвижности, соответствующей чистому материалу, разница становится достаточно большой (более чем в 2 раза при больших и почти в 3 раза при малых длинах затвора), что явно противоречит простым оценкам по сравнению зависимостей от поля статических скоростей электронов в этих материалах. Это легко понять, если рассмотреть результаты расчетов для распределения дрейфовой скорости по длине канала моделируемого транзистора, которые приведены на рис. 3.

Видно, что, несмотря на низкие статические значения, величина дрейфовой скорости в GaAsтранзисторе в максимуме даже чуть больше, чем в приборе на основе GaN. При этом распределения скоростей по каналу отличаются весьма значительно. В то же время распределения дрейфовой скорости в канале GaAs-транзистора при разной подвижности электронов похожи.

Видно, что при влёте под затвор в канале GaAs-транзистора электроны сразу разгоняются до скоростей, существенно превосходящих максимальное статическое значение, и далее их скорость продолжает заметно увеличиваться. В максимуме дрейфовая скорость электронов в несколько раз превосходит свое максимальное статическое значение как при высокой, так и при низкой подвижности. Надо отметить, что при низкой подвижности электронов эффект проявляется даже сильнее (отношение максимальной скорости под затвором к максимальному статическому значению в объёмном материале больше), хотя абсолютная величина дрейфовой скорости и оказывается меньше во всей области под затвором.





В приборе на основе GaN при влёте под затвор электроны приобретают скорость, примерно соответствующую скорости, при которой начинается заметное падение подвижности  $((1,5...2)\cdot10^7 \text{ см/с})$ , затем скорость увеличивается и приблизительно на половине длины затвора достигает своего максимального статического значения. После этого начинается всплеск дрейфовой скорости (в максимуме она в два раза превосходит своё максимальное статическое значение), а затем, еще под затвором, начинается её резкое уменьшение. Это также существенно отличает распределение дрейфовой скорости в канале GaN-транзистора от распределения в канале транзистора на основе GaAs – там падение дрейфовой скорости начинается только у стокового края затвора.

По величине максимальной дрейфовой скорости под затвором полевой транзистор на основе GaN мало уступает прибору на основе GaAs и при малой подвижности в последнем, на первый взгляд, должен работать даже лучше (в принципе, действительно, соответствующие кривые на рис. 1, особенно с учетом точности расчетов, близки). Однако давно известно (см., например, [15, 16]), что при субмикронных длинах затвора максимальная частота усиления определяется не максимальной величиной дрейфовой скорости под затвором, а временем пролёта электронов под затвором, причем в эффективную длину затвора существенный вклад вносят обеднённые области по его краям. Следует отметить, что при квазидвумерном моделировании краевые (и другие существенно двумерные) эффекты учитываются лишь приближённо. Однако с учетом того, что в расчётах толщина активного слоя много меньше длины затвора, это не должно существенно менять полученные качественные соотношения. По-видимому, именно разница в распределениях и приводит к тому, что транзистор на основе GaAs имеет большее быстродействие (максимальную частоту усиления по току), см. рис. 2, как при малой, так и, естественно, при большой подвижности электронов.

Для объяснения полученных результатов рассмотрим зависимости от напряженности электрического поля времен релаксации по импульсу и энергии в GaN и GaAs (рис. 4).

Видно, что больше всего в этих материалах отличаются времена релаксации по энергии. Причем при E < 100 кВ/см время релаксации по энергии в GaN даже меньше времени релаксации по импульсу. Столь большое различие во временах релаксации, по-видимому, объясняется

разницей в энергии оптических фононов (в GaN •ω ≈ 92 мэВ, в GaAs •ω ≈ 36 мэВ), вносящих основной вклад в потерю энергии при неупругих столкновениях, что, в свою очередь, связано с разницей в массах входящих в данные полупроводники атомов. При этом интересно отметить, что из-за большей эффективной массы время релаксации электронов по импульсу в GaN существенно больше, чем в GaAs с той же подвижностью.



Рис. 4. Зависимости времен релаксации по импульсу  $\tau_p$  и энергии  $\tau_{\epsilon}$  от напряженности электрического поля *E* для GaAs (*a*) и GaN (*б*)

Не менее информативно рассмотреть не просто зависимости времен релаксации от напряженности электрического поля, а их распределения в канале транзистора (рис. 5).



Рис. 5. Распределения времён релаксации по длине канала для GaAs (—  $\tau_p$ ; ---  $\tau_{\epsilon}/10$ ) и GaN (---  $\tau_{\epsilon}$ ; ····  $\tau_p$ ). Координаты затвора: 0,1; 0,2

Видно, что в транзисторе на основе GaN время релаксации электронов по энергии при влете электронов в область сильного поля под затвором практически мгновенно становится очень маленьким, в то время как в транзисторе на основе GaAs оно на порядок больше. Далее, у стоковой части затвора электроны разогреваются и время релаксации по энергии сильно растет. Именно в этой области и наблюдается всплеск дрейфовой скорости в транзисторе на основе GaN. Не менее интересно также рассмотреть распределения в каналах транзисторов напряженностей электрического поля и величин  $E(\varepsilon)$  – напряженностей электрического поля, соответствующего текущей энергии электронов в канале (рис. 6). Видно, что в канале транзистора на основе GaN в области малых времен релаксации по энергии зависимости этих величин практически совпадают, различия начинаются как раз там, где время релаксации начинает расти, тогда как в канале прибора на основе GaAs различия очень велики под всем затвором. Надо отметить еще один важный момент: под истоковым краем затвора GaAs-транзистора напряженность электрического поля невелика и, даже если бы транспорт был стационарным, для таких полей времена релаксации по энергии весьма велики. Кроме того, всплеск дрейфовой скорости у истокового края затвора приводит к тому, что домен сильного поля локализуется у стокового края затвора и за ним.



Рис. 6. Распределения напряжённости электрического поля *E* (—) и напряженности электрического поля, рассчитанной по энергии электронов *E*(ε) (- - -), в канале транзистора на основе GaAs (*a*), GaN (*δ*). Координаты затвора: 0,1; 0,2

В транзисторе на основе GaN у истокового края затвора поля тоже не слишком велики и их величина как раз соответствует минимальным значениям времени релаксации по энергии. Это приводит к отсутствию всплеска, и, как следствие, домен сильного поля втягивается примерно до половины длины затвора.

По существу, складывается следующая ситуация: под затвором транзистора на основе GaAs  $V_{\text{GaAs}} \approx \mu(\varepsilon)E \neq \mu(E)E$  – мы наблюдаем нелокальный разогрев электронов. При влете под затвор и почти до половины длины затвора прибора на основе GaN  $V_{\text{GaN}} \approx \mu(\varepsilon)E \approx \mu(E)E$  – разогрев электронов практически локален.

Не менее, а возможно, и еще более наглядно выявленные закономерности проявляются и при больших длинах затвора. Из расчетов следует, с уменьшением длины затвора относительная разница в величине максимальной частоты усиления по току увеличивается. Рост разницы в быстродействии как раз и объясняется увеличением влияния нелокальных эффектов при умень-

шении длины затвора. В то же время традиционно считается, что при длинном затворе (около 1 мкм) нелокальные эффекты малы, а скорость под затвором близка к скорости насыщения (или скорости в сильном поле). Следовательно, уж здесь транзистор на GaN должен иметь преимущество по крайне мере перед прибором на GaAs с низкой подвижностью. Однако даже при длине затвора 1 мкм быстродействие GaAs-транзистора с низкой подвижностью больше, чем у транзистора на основе GaN. Поэтому имеет смысл сравнить распределения дрейфовой скорости в таких приборах не только при коротких, но и при достаточно длинных затворах (рис. 7).



Рис. 7. Распределения дрейфовой скорости электронов в каналах GaAs- и GaN-транзисторов. Координаты затвора: 0,1; 1,1

Видно, что представления о насыщении дрейфовой скорости в канале транзистора с длинным затвором и равенстве её скорости электронов в сильных полях не имеют никакого отношения к действительности (аналогичные эффекты рассматривались ранее в работе [17]). При длинных затворах в транзисторах на основе GaAs, несмотря на специально заданную, очень низкую для такого материала подвижность электронов, наблюдается четко выраженный всплеск дрейфовой скорости, причём очень сильный (по всей видимости, это особенность структуры с таким профилем легирования). Правда, сильный всплеск наблюдается на длинах порядка 0,1 мкм в области статического домена и не оказывает сильного влияния на характеристики прибора. Однако, как показывают расчёты, в приборе на основе GaAs при данной подвижности электронов слабый всплеск дрейфовой скорости с незначительным превышением максимальной статической скорости электронов имеет место под большей частью затвора. В то же время в транзисторе на основе GaN всплеск дрейфовой скорости тоже наблюдается в узкой области (менее 0,2 мкм) в районе статического домена, а вне этой области практически везде скорость электронов в нем существенно меньше скорости в GaAsприборе. Следует отметить тот важный момент, что область заметного всплеска дрейфовой скорости в GaN-транзисторе заметно шире, а величина скорости в ней заметно больше, чем в приборе на основе GaAs с низкой подвижностью, а распределение скорости в этой области очень похоже по форме и величине на распределение в области всплеска при длине затвора 0,1 мкм. По-видимому, именно особенности зависимости времени релаксации по энергии от напряженности электрического поля и соответственно энергии приводят к тому, что в приборе на основе GaN всплеск скорости происходит практически одинаково как при микронной, так и при субмикронной длине затвора.

Малые времена релаксации по энергии приводят к еще одному интересному и, в определенной мере (в плане моделирования), полезному эффекту. В транзисторах на основе GaAs квазигидродинамические модели становятся малоприменимы уже при длине затвора около четверти микрона [5]. В транзисторах на основе GaN даже при длине затвора 0,05 мкм результаты расчетов по обеим моделям отличаются не слишком сильно (рис. 8).



Рис. 8. Распределения дрейфовой скорости электронов в канале GaN-транзистора при напряжении на затворе 0,2 В (*a*), -0,6 В (*б*) (координаты затвора: 0,05; 0,1): —— гидродинамическая модель; - - - температурная модель

Видно, что, в отличие от рассматриваемых ранее [5, 10] узкозонных полупроводников, распределения дрейфовой скорости в канале GaN-транзистора, рассчитанные по различным моделям, отличаются незначительно, причём во всех режимах работы транзистора. Правда, разница в величинах токов, текущих через транзистор, величинах крутизны и максимальной частоты усиления по току при такой длине затвора может достигать 20 % (при длине затвора 0,1 мкм относительная погрешность в этих величинах составляет менее 10 %, а разница в распределениях дрейфовой скорости в канале прибора вообще незначительна). Однако следует отметить, что при расчетах реальных приборов при длинах затворов менее 0,1 мкм, особенно с учетом различных квантовых эффектов, желательно использовать модели, основанные на решении кинетического уравнения. По всей вероятности, незначительные различия в расчетах по разным моделям связаны не только с малым временем релаксации по энергии в GaN, но и с существенно большей эффективной массой электронов в этом материале. По существу, практически и квазигидродинамических моделей – они дают достаточно близкие результаты.

#### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В полевых транзисторах на основе GaN из-за малых времен релаксации электронов по энергии, что, по-видимому, связано с большой энергией оптического фонона, относительная величина всплеска дрейфовой скорости существенно меньше, чем в приборах на основе GaAs. Поэтому, несмотря на большие величины максимальной статической скорости электронов, из-за особенностей распределения дрейфовой скорости в канале транзисторы на основе GaN имеют быстродействие не выше, чем транзисторы на основе GaAs, даже при равной величине подвижности электронов. В отличие от приборов на основе GaAs, из-за малых времен релаксации по энергии квазигидродинамические модели применимы для расчета GaN-транзисторов даже с короткими субмикронными затворами (формально – до длин затвора 0,05 мкм).

#### ЛИТЕРАТУРА

1. **Pengelly, R. S.** A review of GaN on SiC high electron-mobility power transistors and MMICs / R. S. Pengelly, S. M. Wood, J. W. Milligan, S. T. Sheppard // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2012. – Vol. 60, No 6. – P. 1764–1783.

2. **Medidoub, F.** Sub-1-dB minimum-noise-figure performance of GaN-on-Si transistors up to 40 GHz / F. Medidoub, Y. Tagro, M. Zegaoui, B. Grimbert et al. // IEEE Electron Device Letters. – 2012. – Vol. 33, No 9. – P. 1258–1260.

3. Банов, Н. А. Численное моделирование нестационарных кинетических процессов в субмикронных полевых транзисторах с затвором Шотки / Н. А. Банов, В. И. Рыжий // Микроэлектроника. – 1986. – Т. 15(6). – С. 490–501.

4. **Николаева, В. А.** Сравнение результатов расчетов субмикронного полевого транзистора с затвором Шотки на основе квазигидродинамической и кинетической моделей / В. А. Николаева, В. Д. Пищалко, В. И. Рыжий, Г. Ю. Хренов, Б. Н. Четверушкин // Микроэлектроника. – 1988. – Т. 17(6). – С. 504–510.

5. **Пашковский, А. Б.** Влияние инерционности изменения импульса на нелокальный разогрев электронов в полупроводниковых СВЧ-приборах / А. Б. Пашковский // Электронная техника. Сер.1. Электроника СВЧ. – 1987. – Вып. 5(399). – С. 22–26.

6. Snowden, C. M. Two-dimensional hot-electron models for short-gate length GaAs MESFET's / C. M. Snowden, D. Loret // IEEE Trans. Electron. Dev. – 1987. – Vol. 34. – P. 212–223.

7. **Чайка, В. Е.** Двумерная двухтемпературная модель полевого транзистора с затвором типа барьера Шотки / В. Е. Чайка // Техн. электродинамика. – 1985. – Вып. 3, № 3. – С. 85–91.

8. **Мартынов, Я. Б.** Специальный вид граничных условий для системы уравнений низкотемпературной полупроводниковой плазмы / Я. Б. Мартынов // ЖВМ и МФ. – 1999. – Т. 39, № 2. – С. 309–314.

9. Гарбер, Г. З. Квазигидродинамическое моделирование гетероструктурных полевых транзисторов / Г. З. Гарбер // Радиотехника и электроника. – 2003. – Т. 48, № 1. – С. 125–128.

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

11. **Shur, M.** Influence of nonuniform field distribution on frequency limits of GaAs field-effect transistors / M. Shur // Electronics Letters. – 1976. – Vol. 12, No 23. – P. 615–616.

12. Гарматин, А. В. Программа моделирования методом Монте-Карло нестационарных процессов разогрева электронов электрическим полем в полупроводниках / А. В. Гарматин // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1985. – № 3(377). – С. 66.

13. Cappy, A. Comparative potential performance of Si, GaAs, GaInAs, InAs submicrometer-gate FET's / A. Cappy, B. Carnez, R. Fauquembergues, G. Salmer, E. Constant // IEEE Trans. Electron. Dev. – 1980. – Vol. 27, No 11. – P. 2158–2160.

14. Foutz, B. E. Transient electron transport in wurtzite GaN, InN and AlN / B. E. Foutz, S. K. O'Leary, M. S. Shur, L. F. Eastman // J. Appl. Phys. – 1999. – Vol. 85, No 11. – P. 7727–7734.

15. **Пашковский, А. Б.** Влияние близких к затвору *n*+-областей на характеристики полевых СВЧ-транзисторов / А. Б. Пашковский, А. С. Тагер // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1987. – Вып. 7(401). – С. 29–32.

16. **Пашковский, А. Б.** Оценка характеристик полевых СВЧ-транзисторов с планарным легированием / А. Б. Пашковский, А. С. Тагер // Электронная техника. Сер. 1 Электроника СВЧ. – 1988. – Вып. 3(407). – С. 28–32.

17. Климова, А. В. Нелокальный разогрев электронов в транзисторных структурах с субмикронным рельефом поверхности / А. В. Климова // 15-я Международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2005). Материалы конференции. – Севастополь: Вебер, 2005. – С. 476–477.

Статья поступила 26 сентября 2014 г.

УДК 621.382.2

## БИНАРНЫЕ ДИОДНЫЕ ЗАЩИТНЫЕ УСТРОЙСТВА ПОВЫШЕННОЙ МОЩНОСТИ НА СВЯЗАННЫХ РЕЗОНАТОРАХ

#### С. В. Николаев

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

Рассмотрены вопросы выбора оптимальных структурных схем и разработки CAD-моделей бинарных диодных защитных устройств на резонаторах из связанных микрополосковых линий. Приведены результаты расчета и экспериментальных исследований защитных устройств.

КС: защитное устройство, связанные линии

The issues of choosing optimal block diagrams and developing CAD-models of binary protective devices on coupled microstrip lines forming a resonator have been considered. The results of calculations and experimental investigations of protective devices are given.

Keywords: protective device, coupled lines

#### 1. В В Е Д Е Н И Е

Сверхмалошумящие усилители на полевых транзисторах и монолитных интегральных схемах крайне чувствительны к воздействию мощного излучения передающих устройств. Пробой промежутка затвор – исток современных сверхмалошумящих транзисторов случается при входной мощности около 50 мВт. При этом происходит либо полное разрушение транзистора, либо деградация его характеристик.

Для снижения мощности, просачивающейся на вход приемного тракта, применяют различные защитные устройства (ЗУ), которые должны обладать минимальными потерями в режиме малого сигнала и обеспечивать ограничение мощного входного сигнала до приемлемого уровня.

При входной мощности  $P_{\rm BX} > 100$  Вт (здесь и далее речь идет о средней мощности, если не оговорено иное) применяют газоразрядные ЗУ, а также ЗУ на быстрой циклотронной волне электронного потока [1].

Для  $P_{\rm BX} < 100$  Вт используют полупроводниковые ЗУ (обычно диодные). В последнее время появились также ЗУ на высокотемпературных сверхпроводниках [2], но область их применения серьезно ограничена диапазоном рабочих температур.

При *P*<sub>вх</sub> < 10 Вт отлично зарекомендовали себя ЗУ на встречно-параллельном включении пары диодов Шотки. Благодаря простоте конструкции, такие ЗУ обладают высоким быстродействием, малыми начальными потерями и габаритными размерами и могут быть встроены в монолитно-интегральные схемы.

При *P*<sub>вх</sub> = 10...100 Вт применяют ограничительные диоды с увеличенной толщиной базовой области, что приводит к увеличению накопленного заряда и соответственно времени

восстановления [3]. Другой путь построения 3Y – распределение  $P_{\text{вх}}$  между несколькими (n = 1, 2, 3...) ограничительными диодами. При этом на каждый диод приходится мощность приблизительно  $P_{\text{вх}}/n$ , что позволяет использовать диоды с малой толщиной базовой области и тем самым повысить быстродействие 3Y.

Один из путей построения ЗУ с распределением мощности – применение подводящих цепей на связанных микрополосковых линиях, образующих резонатор [4], что дает возможность уменьшить начальные потери и габаритные размеры, а также улучшить технологичность конструкции по сравнению с ЗУ на несвязанных подводящих линиях [5].

В общей структуре ЗУ [4] предлагается выполнять резонатор на n (n = 2, 3...) параллельных связанных линиях, что является неоптимальным, так как при делении мощности на число каналов, отличающееся от степени двойки, растет конструктивная сложность синфазного делителя, что, в свою очередь, приводит к увеличению начальных потерь ЗУ. С другой стороны предлагается шунтировать резонатор несколькими группами диодов, количество которых в каждой группе равно n. Это также неоптимально, поскольку суммарная мощность в резонаторе уже после первой группы диодов значительно (на 10...20 дБ) меньше, чем на входе, и применение такого же количества диодов в последующих группах является избыточным.

Еще одним недостатком описанных в [4] конструкций является слабое затухание мощного сигнала. Так, ЗУ на четырех диодах вносит ослабление всего 22 дБ, чего недостаточно уже при входной мощности 16 Вт. Для увеличения вносимого ослабления применяют дополнительный каскад ограничения на 1-2 диодах, шунтирующих микрополосковую линию, что приводит к увеличению потерь в режиме малого сигнала.

Ниже, в развитие принципов построения диодных ЗУ на связанных микрополосковых линиях, приведены оптимальная структурная схема, САD-модель и топологии гибридно-интегральных схем (ГИС) ЗУ, построенных на резонаторе на параллельных связанных линиях, которые соединены с входной и выходной линиями тракта с помощью бинарных делителей и сумматоров соответственно.

#### 2. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ, МОДЕЛИ И ТОПОЛОГИИ ДИОДНЫХ БИНАРНЫХ ЗУ

В основе приведённых ниже структуры, моделей и топологий ГИС ЗУ лежит каскадное включение групп связанных линий, шунтированных ограничительными или *p*–*i*–*n*-диодами. Группы связанных линий соединены с входной и выходной линиями, а также между собой микрополосковыми делителями 1:2 либо сумматорами 2:1. Общий вид такой структуры представлен на рис.1, *a*.

Количество линий в группах 3...5 соответствует степеням двойки ( $2^n$ , n = 1, 2, 3), при этом входной сигнал может быть разветвлен на нужное количество каналов с помощью  $2^{n-1}$  микрополосковых делителей 1:2. Разделение мощности на другое количество каналов, отличное от степени двойки, требует значительного усложнения топологии и конструкции ЗУ, что приводит к росту начальных потерь устройства.

С другой стороны, выполнение 16-канальной группы линий (2<sup>4</sup>) целесообразно только при использовании ЗУ для входной импульсной мощности более 0,5 кВт.

Действительно, в [4] предлагается выбирать волновое сопротивление линий резонатора меньшим, чем волновое сопротивление подводящей линии. Тогда при волновом сопротивлении





Рис. 1. Общие структуры бинарных ЗУ 8-4-2-1 (*a*) и 8-2 (б):

*1* и 2 – входная и выходная линии тракта; 3 – резонатор из восьми связанных микрополосковых линий, шунтированных диодами; 4 – резонатор из четырех связанных микрополосковых линий, шунтированных диодами; 5 – дополнительный блок ослабления на двух микрополосковых линиях, шунтированных диодами; 6 – дополнительный диод, шунтирующий линию 2; 7 – микрополосковые делители 1:2; 8 – микрополосковые сумматоры 2:1; Д – диоды; ЦПТ – цепь постоянного тока диодов

линии 8-канального резонатора 50 Ом (худший вариант) и входной импульсной мощности 0,5 кВт напряжение на отдельном диоде составит

$$U_{A} = \sqrt{2} \sqrt{\frac{P_{\text{BX}}}{n}Z} = 79 \text{ B.}$$
(1)

Пробивное напряжение современных ограничительных диодов (с временем восстановления менее 500 нс) лежит в диапазоне 60...100 В. Таким образом, ЗУ с входной импульсной мощностью до 0,5 кВт может быть выполнено на 8-канальном резонаторе при правильном выборе ограничительных диодов.

16-канальные резонаторы могут быть использованы для ЗУ с входной импульсной мощностью свыше 0,5 кВт, но при этом значительно возрастет сложность конструкции.

Выходная линия 2 может быть дополнительно шунтирована одиночным диодом 6 для получения необходимого ослабления. Также к выходной линии подключается цепь постоянного тока диодов, которая может быть выполнена в виде четвертьволнового отрезка высокоомной микрополосковой линии или дискретной индуктивности, заземленных с другой стороны или шунтированных конденсатором, если планируется работа ЗУ в управляемом режиме.

Для получения необходимого ослабления необязательно устанавливать последовательно все группы линий 3...5 и дополнительный диод 6. Структура ЗУ по рис.1, *а* может быть записана как 8–4–2–1 (по количеству диодов в каскадах от входа к выходу). На рис.1, *б* приведена структура ЗУ 8–2, из которой изъяты группа связанных линий 4 и диод 6. Для устройств с входной мощностью менее 15 Вт может быть применена структура 4–1, при этом исключаются группы линий 3 и 5.

Для получения максимального ослабления в режиме мощного сигнала электрическая длина между диодами различных групп, диодами первой группы и входной линией, диодами последней группы и выходной линией должна составлять около m четвертей длины волны (m = 1, 3).

На предложенные структуры ЗУ получен патент [6].

Для выбора количества групп диодов и количества диодов в каждой группе можно воспользоваться оценочным методом, основанным на простейшей модели 50-омной микрополосковой линии, шунтированной диодом (рис. 2).



Рис. 2. Модель микрополосковой линии, шунтированной диодом

В модели задаются реальные параметры используемого диода (в показанной заданы параметры диода «Параграф-Д\*).

<sup>\*</sup> Справочные данные диодов «Параграф-Д»: емкость структуры – не более 0,13 пФ при  $U_{ofp} = 6$  В и не более 0,17 пФ при  $U_{ofp} = 0$ ; прямое сопротивление ( $I_{np} = 50$  мА) – менее 2,5 Ом; постоянное прямое напряжение ( $I_{np} = 10$  мА) – не более 1 В; пробивное напряжение ( $I_{ofp} = 10$  мКА) – 60...90 В.

На основе модели строятся графики зависимости коэффициента отражения по мощности  $K_p$  и потерь L от частоты (рис. 3).



Рис. 3. Зависимости коэффициента отражения и потерь модели от частоты

Затем определяется необходимое количество диодов N в первой группе по формуле

$$N = \frac{P_{\text{BX}}(1 - K_p)}{P_{\text{nacc}} \cdot 0.9},\tag{2}$$

где  $P_{\text{pace}}$  – максимальная мощность, рассеиваемая диодом. N округляется до ближайшей сверху степени двойки.

Так, например, для ЗУ с входной мощностью 20 Вт на частоте 9,6 ГГц необходимо 2,7 диодов «Параграф-Д». Округляем до 2<sup>2</sup>, получаем 4 диода.

После нахождения количества диодов в первой группе находим мощность  $P_2$  (дБ), падающую на диоды второй группы, по формуле

$$P_2 = P_{\rm BX} - L. \tag{3}$$

Так, например, для ЗУ с входной мощностью 20 Вт на частоте 9,6 ГГц  $P_2$  составит 19 дБ·мВт (или 0,8 Вт).

Количество диодов второй группы определяется по формуле (2), куда вместо  $P_{_{\rm BX}}$  подставляется  $P_{_2}$ .

При необходимости аналогично оценивается количество диодов последующих групп.

Если оценочная мощность на выходе очередной группы менее максимально допустимой мощности на входе малошумящего усилителя, расчет прекращается.

В общем виде работа отдельного резонатора и ЗУ в целом описана в [4], поэтому далее будут приведены примеры САD-модели и расчета ЗУ, выполненного по оптимальной структуре 4–2.

На рис. 4 представлена модель ЗУ со структурой 4–2, выполненная в пакете программ Ansoft Serenade.

Модель состоит из двух идентичных блоков (на рисунке представлен один), отличающихся сопротивлением *p*–*n*-перехода диодов, соответствующих режимам слабого и мощного сигнала на входе. При этом оптимизация модели проводится сразу для двух режимов работы ЗУ.



Рис. 4. САД-модель бинарного ЗУ со структурой 4-2

Модель учитывает паразитные индуктивности соединительных проводников и заземляющих отверстий и позволяет автоматизированно получить топологию ЗУ в формате DWG. Цепь постоянного тока диодов в модели не учитывается.

Расчет производился при следующих данных: волновое сопротивление входной и выходной линий – 50 Ом, подложка – поликор толщиной 0,5 мм, ширина полосок резонатора – 0,4 мм, зазор между полосками – 0,2 мм, толщина слоя меди – 5 мкм. В основе этой и последующих конструкций ЗУ лежат отечественные диоды «Параграф-Д» (АО «НПП «Исток» им. Шокина»).

На рис. 5 показаны топология и внешний вид ЗУ на основе модели, представленной выше.



Рис. 5. Топология (*a*) и внешний вид (б) ГИС ЗУ со структурой 4–2: *I* – входная линия; *2* – выходная линия; *3* – отрезки связанных линий; *4* – делители 1:2; *5* – сумматоры 2:1; 6 – диоды; 7 – заземляющие отверстия; 8 – цепи постоянного тока диодов

#### -0,4 -30 -0.5 -31 -0,6 -32 -0.7-33 дb -0,8 B -34 ÷ -0,9 -35 K," -1,0-36 -1,1 -37 -1,2 -38 -1,3 -39 -1,4 -40 9.1 9.5 9,5 9,2 9,3 9.4 9,6 9.7 9,1 9,2 9,3 9.4 9,6 9.7 Частота, ГГц Частота, ГГц 2,0 50 1.9 45 1,8 40 1,7 35 $P_{\rm bhix}$ , MBT KCBH 30 1,6 KCBH (BX.) 1,5 25 1,4 20 1,3 15 1,2 10 КСВН (вых.) 1,1 5 1,0 0 9,1 9,2 9,3 9.5 9.6 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 9.4 9.7 1 Частота, ГГц $P_{\rm BX}$ , BT

#### 3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Было изготовлено и испытано ЗУ с представленной выше топологией. Результаты испытаний приведены на рис. 6.

Рис. 6. Расчетные (- - - ) и экспериментальные (—) характеристики ЗУ диапазона 9,2...9,6 ГГц со структурой 4–2

ГИС ЗУ выполнена на поликоровой подложке размерами 15×9×0,5 мм и обеспечивает защиту последующих каскадов при входной мощности до 12 Вт, при этом потери в режиме малого сигнала не превышают 1,1 дБ, вносимые потери при подаче управляющего сигнала – не менее 31 дБ, КСВН входа/выхода – не более 1,5, просачивающаяся мощность в режиме пассивного ограничения мощности – не более 33 мВт.

Значительное расхождение расчетных и экспериментальных характеристик потерь ЗУ в режиме ограничения объясняется просачиванием сигнала со входа на выход измерительной оправки.

Кроме того, в ходе экспериментальных работ была разработана, изготовлена и испытана ГИС ЗУ *Х*-диапазона со структурой 8–2, рис.7. Рабочая полоса ЗУ составляет 15 %.



Рис. 7. Внешний вид ГИС ЗУ *X*-диапазона со структурой 8–2

ГИС ЗУ выполнена на поликоровой подложке толщиной 0,5 мм. Диоды первой группы связанных линий установлены непосредственно на основание из ковара для лучшего теплоотвода. ЗУ было испытано на воздействие непрерывной мощности до 30 Вт в течение минуты. Зависимость выходной мощности от мощности на входе представлена на рис. 8.



Рис. 8. Зависимость выходной мощности от входной ЗУ *X*-диапазона со структурой 8–2

В полосе до 15 % начальные потери ЗУ не превышают 1,3 дБ, мощность на выходе ЗУ при подаче непрерывного сигнала до 30 Вт не превышает 44 мВт. Время срабатывания ЗУ при подаче на вход повышенной мощности не превышает 10 нс, время восстановления ЗУ – не более 50 нс.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Требования к электронной аппаратуре постоянно возрастают. В настоящее время разрабатываются компактные сверхкороткоимпульсные РЛС с низким коэффициентом шума приемной части [7], что, с одной стороны, позволяет снизить мощность передатчика, а с другой – требует применения сверхмалошумящих усилителей, которые необходимо защищать от повышенной входной мощности. В связи с этим становится востребованным класс ЗУ, обеспечивающий защиту от повышенной мощности до 100 Вт, высокое быстродействие и малые габаритные размеры.

Наиболее перспективным путем построения таких ЗУ является разделение входной мощности между несколькими линиями передачи, шунтированными ограничительными диодами с малой толщиной базовой области. Использование резонаторов на связанных линиях позволяет уменьшить габаритные размеры ЗУ по сравнению с делителями на несвязанных линиях.

Применение оптимальных (с точки зрения количества групп диодов и диодов в группах) структур ЗУ на связанных линиях с бинарными делителями и сумматорами позволяет проводить простой расчет необходимого количества групп диодов по требуемой выходной мощности и количества диодов в первой группе по максимальной входной мощности. В дальнейшем структура ЗУ может быть заложена в САD-модель, что дает возможность автоматически оптимизировать геометрические размеры линий ЗУ и получить готовую топологию.

Справедливость предложенного пути создания ЗУ подтверждена результатами экспериментальных исследований. В настоящее время существующие CAD-модели ЗУ не описывают процессов, происходящих при установлении режимов работы, и не позволяют провести динамическую оценку напряжений на диодах ЗУ.

В дальнейшем планируется разработка математического аппарата для анализа предложенных структур и нахождения оптимальных геометрических размеров резонаторов на связанных линиях, обеспечивающих, с одной стороны, минимизацию начальных потерь ЗУ, с другой – наиболее эффективный режим работы диодов в режиме ограничения мощности.

Автор выражает благодарность А. В. Трофимову за участие в проведении экспериментальных исследований ЗУ, В. В. Шаповаловой за помощь при разработке моделей и ГИС ЗУ.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. **Будзинский, Ю. А.** Защитные устройства СВЧ-диапазона на быстрой циклотронной волне электронного потока / Ю. А. Будзинский, С. В. Быковский, Т. Ш. Сиюхов, А. И. Тёхан // Успехи современной радиоэлектроники. – 2013. – Вып. 7.

2. Беляев, Б. А. Устройство защиты от радиоимпульса на микрополосковой структуре с пленкой высокотемпературного сверхпроводника / Б. А. Беляев, И. В. Говорун, А. А. Лексиков, А. М. Сержантов // Письма в ЖТФ. – 2012. – Т. 38, вып. 5.

3. Шпирт, В. А. Время восстановления ограничительного диода и методы его определения / В. А. Шпирт, А. А. Вервельский // Полупроводниковые приборы и их применение. – 1970. – Вып. 23. – С. 192.

4. **Ильичёв, Н. В.** Диодные защитные устройства с резонатором на связанных микрополосковых линиях / Н. В. Ильичёв, В. Г. Калина, В. В. Шаповалова // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2004. – Вып. 1(483). – С. 75.

5. Гунченко, Ю. Л. Разработка и исследование защитных устройств повышенного уровня предельно допустимой входной мощности для малошумящих СВЧ транзисторных усилителей / Ю. Л. Гунченко, В. А. Завьялов, В. С. Постовой, В. А. Шпирт // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1986. – Вып. 2 (386). – С. 3.

6. **Патент 2449430 РФ.** Диодный ограничитель мощности СВЧ-сигнала / В. В. Шаповалова, Н. В. Ильичев, С. В. Николаев, И. В. Кротов. – 2012.

7. Разработка технологии создания широкополосного приемного модуля (аналоговая часть) наносекундной длительности: научно-техн. отчет /OAO «НПП «Исток» им. Шокина»; гл. констр. С. В. Николаев. – Фрязино, 2011. – № 9–9388.

Статья поступила 2 октября 2014 г.

УДК 621.396.677.494

### АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЦЕССА НАСТРОЙКИ И ОТЫСКАНИЯ НЕИСПРАВНОСТЕЙ ПРИ СЕРИЙНОМ ПРОИЗВОДСТВЕ СУБМОДУЛЕЙ АФАР

#### А. М. Чихун, Н. С. Кузнецов, Е. А. Синькова

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

Трудоемкость процесса настройки и отыскания неисправностей в субмодулях АФАР привела к необходимости разработать программу автоматического поиска неисправностей и выдачи рекомендаций по настройке, позволяющую снизить время на выполнение данной операции. Разработаны алгоритмы поиска неисправностей и программное обеспечение для стенда измерения электрических параметров.

#### КС: <u>автоматизация, субмодуль АФАР, поиск неисправностей, измерение параметров, настройка,</u> <u>алгоритм, программное обеспечение</u>

The labour intensity of the adjustment process and fault finding in active phased array submodules led to the necessity of developing a program of automatic search of faults and recommendations on adjustment which allows to reduce the time for the operation realization. Fault finding algorithms and software for electric parameters measuring board have been worked out.

*Keywords: automation, active phased array submodule, fault finding, parameter measuring, adjustment, algorithm, software* 

#### 1. ВВЕДЕНИЕ

На данный момент в АО «НПП «Исток» им. Шокина ведётся серийный выпуск субмодулей активной фазированной антенной решётки (АФАР) на основе монолитных интегральных схем (МИС). Применение субмодулей АФАР в бортовых и наземных радиолокационных станциях (РЛС) обусловлено, в первую очередь, их высокой надёжностью и существенными преимуществами по сравнению с предыдущими поколениями антенных решёток, например:

 увеличение дальности обнаружения целей за счёт уменьшения потерь на передачу сигналов от генератора радиочастотного излучения к антенне и от неё к приёмнику;

– возможность гибкого распределения энергии РЛС в зоне обзора из-за способности мгновенного изменения положения луча;

 повышение надёжности РЛС вследствие устранения мощных электровакуумных усилителей передатчика и высоковольтных источников их питания;

- возможное уменьшение эффективной площади рассеяния самолётов;

 обеспечение оптимальной работы РЛС в различных режимах посредством быстрого изменения формы основного луча диаграммы направленности [1].

Отличительной особенностью радарных систем на базе АФАР является большое количество однотипных модулей. Так, для радара авиационного назначения требуется от 1 000 до 1 800 субмодулей.

Конструктивно субмодуль *X*-диапазона длин волн выполнен в гибридно-интегральном исполнении, в качестве подложки используется многослойная керамическая плата, изготовленная по технологии LTCC (Low Temperature Cofired Ceramic), на которой расположены кристаллы МИС и настроечные элементы. Субмодуль (рис. 1) содержит приемный и передающий каналы.



Рис. 1. Типовая структурная схема приёмопередающего модуля АФАР

Габаритные размеры субмодуля АФАР (в частности, ширина) определяются длиной волны рабочего сигнала и не должны превышать 2/ $\lambda$ , это необходимо для исключения побочных максимумов излучения при сканировании лучом пространства [2]. При разработке модулей АФАР для выполнения этого требования приходится решать задачу их миниатюризации. Повышение рабочей частоты в современных АФАР делает эту задачу ещё более актуальной. Решить её можно только при миниатюризации отдельных составных частей модуля с применением МИС СВЧ.

Ввиду необходимости выпуска серийных партий субмодулей для антенной решётки, было принято решение об автоматизации процесса измерения электрических параметров. Поскольку при измерении необходимо снять порядка 600 СВЧ-параметров (коэффициент усиления и его неравномерность, измерить номиналы дискретов фаз фазовращателя и затухания ступенчатого аттенюатора и т. д.), то в ручном режиме уходило довольно много времени – порядка двух часов на один субмодуль. На базе знаний, полученных при измерении СВЧ-параметров в ручном режиме, были разработаны алгоритмы и программное обеспечение для серийного оборудования Agilent Technologies [3]. Применение автоматизированного стенда позволило значительно сократить затрачиваемое время на измерения СВЧ-параметров. Именно фактор сокращения времени на изготовление субмодулей стал отправной точкой для дальнейших улучшений качеств автоматизированного стенда измерения СВЧ-параметров. Дальнейших развитием стенда и программного обеспечения стало объединение процесса анализа полученных результатов с выдачей рекомендаций по необходимой настройке параметров субмодуля.

Трудоемкость процесса настройки и отыскания неисправностей в субмодулях при настройке CBЧ-параметров в серийном производстве привела к необходимости разработать программу автоматического поиска неисправностей и выдачи рекомендаций по настройке. Программа предоставляет в распечатке рекомендации по доведению параметров субмодулей до требований T3 (TУ) и ремонту субмодуля, что существенно снижает затрачиваемое время на дан-

ную операцию по сравнению с тем, если бы работа выполнялась оператором. Например: при годовом выпуске 13 000 субмодулей уменьшение времени настройки и ремонта каждого субмодуля на 1 мин сэкономит 13 000 мин, или 216 ч, рабочего времени. Вторым преимуществом является то, что данную операцию может выполнить менее квалифицированный работник.

В настоящее время разработаны методы отыскания неисправностей, позволяющие с определенной достоверностью локализовать место дефекта (МИС СВЧ, межсхемные соединения и т. д.). Методы основаны на измерении электрических параметров субмодулей, токов потребления, «прозвонке» цепей управления и визуальном контроле межсхемных соединений. В приемные и передающий каналы субмодуля введены специальные настроечные элементы, определены «весовые коэффициенты» каждого настроечного элемента, т. е. влияние каждого настроечного элемента на электрические параметры субмодуля – коэффициент усиления, неравномерность коэффициента усиления, выходную мощность передающего канала и т. д.

Это позволяет разработать алгоритмы поиска неисправностей и настройки субмодулей и создать программу автоматического отыскания неисправностей с распечаткой рекомендаций по настройке и ремонту субмодулей АФАР при их серийном производстве.

# 2. АЛГОРИТМЫ НАСТРОЙКИ ПРИ<sup>•</sup>МНЫХ И ПЕРЕДАЮЩЕГО КАНАЛОВ СУБМОДУЛЯ АФАР

На начальном этапе составления программного обеспечения для автоматизированного стенда измерения параметров необходимо разработать алгоритм процесса поиска неисправностей для амплитудных и фазовых характеристик (приёмные и передающий каналы субмодуля), а также для выходной импульсной мощности (передающий канал субмодуля). Рекомендации по настройке составлялись на основе знаний, полученных в процессе работы с субмодулями на протяжении нескольких лет.

Алгоритм настройки амплитудных и фазовых характеристик каналов состоит из следующих основных этапов:

- «прозвонка» контактных площадок;
- проверка токов потребления;
- измерение начальных и основных параметров;

– анализ параметров: коэффициента усиления и его неравномерности; фазы дискретных фазовращателей и среднеквадратичной ошибки (СКО) изменения фазы; номиналов дискретов затухания аттенюатора и СКО установки дискретов затухания аттенюаторов; модуляции фазы при изменении значений затухания дискретного аттенюатора; модуляции амплитуды при изменении дискрета фазы фазовращателя;

 – сохранение и распечатка результатов измерения с рекомендациями по настройке и ремонту субмодуля.

Опираясь на результаты полученного массива данных, по алгоритму, представленному на рис. 2, проводится анализ. По окончании проверки, если один из вышеперечисленных параметров выйдет за пределы допустимых норм, предписанных в ТЗ (ТУ), программа автоматически в окне «Рекомендации по настройке» выведет сообщение о дальнейших действиях по настройке субмодуля.





ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 4(523), 2014

Для стенда измерения выходной импульсной мощности по аналогичному принципу разработан алгоритм, схема которого приведена на рис. 3. Рекомендации по настройке составлены на основе знания и умения настраивать, а также устранять различные дефекты в субмодулях.



Рис. 3. Схема алгоритма настройки выходной импульсной мощности

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 4(523), 2014

Алгоритм состоит из следующих этапов:

- проверка генерации на фазах;
- запуск измерения параметров;

– анализ параметров: выходной импульсной мощности; перепада выходной импульсной мощности;

 – сохранение и распечатка результатов измерения с рекомендациями по настройке и ремонту субмодуля.

По вышеописанным алгоритмам в среде графического программирования Labview [4] было разработано программное обеспечение для стендов измерения амплитудных и фазовых характеристик приёмных каналов, а также выходной импульсной мощности.

#### 3. СОСТАВ И НАЗНАЧЕНИЕ ОБОРУДОВАНИЯ ДЛЯ СТЕНДОВ

Следующей задачей работы являлась подготовка стендов для измерения амплитудных и фазовых характеристик каналов, а также выходной импульсной мощности. Структурные схемы стендов и последовательность подключения измерительных приборов изображены на рис. 4 и 5. Связь с измерительным оборудованием осуществляется по GPIB-интерфейсу [3]. Стенд для измерения амплитудных и фазовых характеристик приёмных каналов включает в свой состав следующее оборудование: персональный компьютер (ПК) (служит для управления, обработки данных и хранения информации), векторный анализатор электрических цепей, два программируемых источника питания, устройство сопряжения (используется для переключения каналов и управления аттенюаторами и фазовращателями субмодуля), цифровой мультиметр (для измерения сопротивления на питающих и управляющих выводах субмодуля), электронный коммутатор (служит для автоматического переключения между контактными площадками субмодуля) и зондовое присоединительное устройство.



Рис. 4. Структурная схема стенда для измерения амплитудных и фазовых характеристик каналов



Рис. 5. Структурная схема стенда для измерения выходной импульсной мощности

В состав стенда для измерения выходной импульсной мощности входят: ПК (служит для управления, обработки и хранения информации), два программируемых источника питания, СВЧ-генератор и генератор импульсов, измеритель мощности, устройство сопряжения (служит для управления фазовращателями субмодуля) и зондовое присоединительное устройство.

#### 4. АЛГОРИТМЫ ИЗМЕРЕНИЯ СВЧ-ПАРАМЕТРОВ И ИНТЕРФЕЙС ПРОГРАММЫ

В данном разделе рассмотрим подробно алгоритм и принцип работы программ с автоматизированным процессом анализа и поиска неисправностей для стендов измерения параметров приёмных и передающего каналов.

Лицевая панель программы измерения амплитудных и фазовых характеристик каналов представляет собой (рис. 6) совокупность индикационных и информационных окошек и управляющих клавиш, с помощью которых осуществляется подача команд оператором. Последовательность действий следующая. На начальном этапе производится измерение сопротивлений питающих и управляющих выводов субмодуля. Если проверка прошла успешно, то индикация вкладки в программе подаёт разрешающий сигнал на дальнейшие измерения; если нет, то на лицевой панели программы открывается вкладка (рис. 7), в которой отображается информация об отсутствии контакта между субмодулем и зондовым устройством или о том, что сопротивление не соответствует номинальному значению. Затем подаётся команда «Включение питания», которая активизирует проверку токов потребления. Если значения не вышли за пределы, то измерения продолжаются дальше; если есть отклонения, то на лицевой панели программы всплывает сервисное окно (рис. 8) с рекомендациями по устранению неисправности. Затем выполняются «Начальные измерения», при которых происходит проверка КСВН входа и выхода, коэффициента усиления (КУ) и неравномерности КУ субмодуля. Если в результате проверки обнаружены отклонения, то в окне «Рекомендации по настройке» выводится сообщение о порядке действий по настройке и устранению неисправности. После происходит измерение основных

Автоматизация процесса настройки и отыскания неисправностей при серийном производстве субмодулей

- <b>5ДРВ</b> + <b>5ДРВ</b> + <b>5ПРМ/ПРД</b> - <b>5ПРД</b> +8ПРД 0,001 0,003 0,191 0,023 0,279	Модуляция фазы амплитуды 7445	, Тип_модуля ⊙Охта/БО
Макс, неравн в диап 200 МГц Неравномерность Ку 0,8 1,2 1,2	Коэффициент шума         Выбор канала           0	ПРОЗВОНКА
Начальная амплитуда 24,3 24,6 25,1 24,2 25,4	Начальная фаза -10 -191,4 -235,9 -280 -449,4 -5	лание
СКО Аттенкоаторов 0,81 0,73 0,80 0,62 0,77	СКО Фазовращателей 2,8 3,2 3,5 4,0 3,3	впрд
Результат ПРИ2 Модулы! 7445 12.05.2014 Токи потребления:0.001 0.003 0.191 0.023 0.279 9.071 9.471 9.5714 9.6716 1.0716 9.0716 9.4711 5 24.33 24.64 25.11 24.23 25.41 -10.0 -191 Норверисремское Ми в цана 2004гг. 0.8	очи 251га 9.61га 101га 4 - 235.9 - 280.0 - 449.4	мерение
Неранолериноть № 1.2 Алла боля 17.6 17.46 90 0.84 0.47 0.37 0.29 0.25 17.66 17.4.6 90 0.84 0.50 0.29 0.13 0.01 67.5 0.83 45 0.77 0.70 0.50 0.35 0.45 45.7 45.3 45 0.77 0.70 0.50 0.35 0.45 7 45.3	5 173.8 172.0 180.4 80.4 79.9 81.7 47.6 47.4 47.8	PEHNE
12.5         0.66         0.44         0.46         0.52         0.49         1.3         1.02           5.6         0.52         0.34         0.34         0.34         0.39         122           5.6         0.52         0.34         0.33         0.34         0.28         7.8         6.7           45         0.16         0.13         0.01         0.26         0.91         44.9         433           22.5         0.15         0.01         0.06         0.21         0.55         23.2         21.7           20         2.07         182         1.91         2.01         1.96         323         4.02	125         123         113           7.1         6.9         6.3           22.7         22.9         20.8           4.81         4.63         3.42	
4.0 4.17 3.76 3.88 4.03 3.86 1.58 2.58 8.0 8.53 8.04 8.31 8.56 8.03 3.07 1.89 0.5 0.56 0.47 0.49 0.48 0.46 0.41 0.35 1.0 1.28 1.11 1.14 1.23 1.27 3.02 3.47 2.0 2.11 1.83 1.88 1.97 1.96 3.31 3.62	3.46         3.11         0.50           1.04         2.36         8.43           0.55         0.42         0.20           4.12         4.29         3.03           4.54         4.72         2.99	ЧАТЬ
4.0 4.14 3.73 3.82 3.99 3.88 1.43 2.44 8.0 5.13 5.01 5.26 6.09 5.31 1.58 1.00 Maxogy.reumop. Maxogy.reumop. Kb.Q.AT CK.Q.476 C	3.43 3.22 0.02 0.46 1.64 8.75 8.75	AHEHME
Осо         О.0         О.0         О.8         2.8         3.2           Рекомендации по настройке:         1) Необходимо убрать перемычку №4 в канале ПРМ2	Ф.Й.А.Ф.	ТАСПОРТ
2) Требуется замена основного атт. D14	Вы	іход

Рис. 6. Лицевая панель программы измерения амплитудных и фазовых характеристик каналов



Рис. 7. Лицевая панель вкладки в программе по прозвонке питающих и управляющих выводов субмодуля

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 4(523), 2014

параметров субмодуля, ведётся подсчёт СКО фазовращателей и аттенюаторов, а также амплитудной и фазовой модуляций и выводится результат измерений. На основе полученного массива данных по запрограммированному алгоритму проводится анализ и в окне «Рекомендации по настройке» предлагаются варианты настройки субмодуля. После чего результат сохраняется и печатается в приложении к сопроводительному листу.



Рис. 8. Сервисное окно проверки токов потребления

Далее переходим к рассмотрению программы измерения выходной импульсной мощности, лицевая панель которой представлена на рис. 9. Аналогично программе измерения амплитудных и фазовых характеристик каналов, лицевая панель программы передающего канала представляет собой совокупность индикационных и информационных окошек, а также клавиш для подачи команд оператором.

	5ДРВ	+5ДРВ	+5ПРД	-5ПРД	+8ПРД	Модуль№
	0,00100	0,00300	0,0980	0,021	0,251	7445
Значен	Генера ия мощности	180 90	22,5 45 11,	25 5,65 45 2	22,5 Мощность на 9 ГГц 357	-5ПРД +8ПРД
0,002	9 ]0,0045	0,0031	0,0056  0,00	56 ]0,00/5	0,0027 0,0033	
		9.0ГГц 9.4	ГГц 9.5 ГГц	9.6 ГГц 10	)ffq	Измерение
Мощно	сть(mW)	357   383	3 396	406	378	
Перепад в диапазс езультат 7445 -5Д I(mA) 0,001 P(mW) 357 Перепад Р	р не частот РВ +5ДРВ 0,003 383 39 в диапазон	+5ПРД -5ПР 0,098 0,021 96 406 37 е частот(дБ) 0,	кпд 19,5 Д +8ПРД L 0,251 78 3	Изме при п	нение Р изм. фазы 0,2	Установка нощност 7 3 5 5 6 22 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
КПД на 9.5 Изменение 180	ГГц 19,5 • Рприизм. 90 22,5	фазы(дБ) 0,2 45 11,5	5,65 45 22	5		Сохранить
Ген:Нет I Р(mW)-0 -	Чет Нет Н∉ 0 -0 -0 -0	ет Нет Нет   -0 -0 -0	Нет Нет			Печать
екомендац	ии по настр	ойке				Повторное измерение
l) Необход	имо убрать	перемычки	№2 и №4 на	атт. 1 и атт. 2	2	Ориентация листа Ландшафт Портрет

Рис. 9. Лицевая панель программы измерения выходной импульсной мощности

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 4(523), 2014
После установки субмодуля в зондовое присоединительное устройство измерения осуществляются в следующей последовательности: устанавливаются начальные значения; после подачи питания происходит проверка генерации на фазах в отсутствие входного сигнала; если проверка прошла успешно, то измерение мощности продолжается; если обнаружена генерация, то на лицевой панели появляется сообщение (рис. 10), о возможных причинах и порядке действий по устранению генерации. По окончании измерений на лицевой панели отображается результат полученных данных, на основе которого проводится анализ по запрограммированному алгоритму, и в окне «Рекомендации по настройке» выводится сообщение о дальнейших действиях по настройке субмодуля до требований ТЗ (ТУ). После чего результат сохраняется и печатается в приложении к сопроводительному листу.



Рис. 10. Сервисное окно проверки генерации на фазах

После завершения приведённых выше операций работник, руководствуясь полученными результатами измерений и рекомендациями по настройке параметров, переходит на стенд визуального контроля и, исходя из предложенных программой методов настройки, проводит необходимые действия по ремонту и доводке СВЧ-параметров субмодуля.

#### 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Отметим ключевые аспекты по вышеизложенной работе.

1. На основе методики настройки субмодулей АФАР разработаны алгоритмы поиска причин неисправностей и программное обеспечение для стендов измерения амплитудных и фазовых характеристик каналов, а также выходной импульсной мощности.

2. Применение программы с автоматизированным поиском неисправностей позволяет значительно сэкономить затрачиваемое время (до 20 %) на ремонт и настройку субмодулей.

3. Вторым преимуществом программы с автоматизированным поиском неисправностей является то, что данную операцию может выполнять менее квалифицированный работник.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Бененсон, Л. С. Антенные решетки (методы расчета и проектирования) / Л. С. Бененсон. – М.: Сов.радио, 1985. – С. 31–54.

2. Вендик, О. Г. Антенны с электронным движением луча. Введение в теорию / О. Г. Вендик, М. Д. Парнес; под ред. Л. Д. Бахраха // ISBN. – 2001. – С. 10–24.

3. Жерновенков, В. А. Алгоритмы и программное обеспечение стендов для измерения СВЧ-параметров модулей АФАР / В. А. Жерновенков // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2011. – Вып. 3 (510). – С. 5–13.

4. **Евдокимов, Ю. К.** LabView для радиоинженера: от виртуальной модели до реального прибора. Практическое руководство в программной среде LabView / Ю. К. Евдокимов, В. Р. Линдваль, Г. И. Щербаков. – М.: ДМК Пресс, 2007.

Статья поступила 30 октября 2014 г.

### ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ

УДК 621.385.624

#### ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ МОЩНЫХ МНОГОЛУЧЕВЫХ КЛИСТРОНОВ ДЛЯ УВЕЛИЧЕНИЯ РАВНОМЕРНОСТИ ИХ ВЫХОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

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

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

Рассматриваются основные причины, влияющие на равномерность выходных характеристик (амплитудно-частотной, амплитудной, коэффициента усиления) клистронов. Показаны результаты оптимизации параметров мощных широкополосных (с полосой усиления 4,5...8 %) многолучевых клистронов трех диапазонов СВЧ (*L*, *S*, *C*) с помощью компьютерного моделирования. Приведены экспериментальные АЧХ клистронов с оптимизированными конструкциями.

#### КС: мощный широкополосный импульсный клистрон, равномерность выходных характеристик

The main reasons having an effect on the uniformity of output characteristics (amplitude-frequency, amplitude, klystron gain) have been considered. The results of parameters optimization of power wide-band (amplification band 4.5...8 %) multiple-beam klystrons of three microwave ranges (L, S, C) were shown using computer simulation. The experimental amplitude-frequency characteristics of klystrons with optimized designs were given.

Keywords: power wide-band pulse klystron, uniformity of output characteristics

#### 1. ВВЕДЕНИЕ

В современных импульсных многофункциональных радиолокационных системах (РЛС) для улучшения параметров и эффективного функционирования предъявляют повышенные требования к амплитудной, частотной и фазовой стабильности излучаемого СВЧ-сигнала, определяемой уровнем вносимых усилителем амплитудных и фазовых шумов, а также к линейности его фазочастотной и равномерности амплитудно-частотной характеристик [1].

Современные мощные электровакуумные приборы продолжают успешно конкурировать с твердотельными усилителями мощности [2]. В настоящее время клистроны не перестают удерживать лидерство в качестве усилителей мощности передающих каскадов РЛС. Основные технические требования к мощным клистронам состоят в компромиссном выборе выходных параметров: уровней усиления и выходной мощности, их линейности, КПД, полосы усиления, работоспособности при воздействии дестабилизирующих факторов. Указанные характеристики клистронов определяют работу современных высокоинформативных радиоэлектронных систем и непосредственно возможность формирования сложных сигналов с линейно-частотной модуляцией. В данной работе приведены результаты оптимизации некоторых параметров трех мощных импульсных широкополосных многолучевых клистронов, работающих в различных диапазонах CB4 (*L*, *S*, *C*) в качестве оконечных усилителей мощности передатчиков РЛС, с целью увеличения равномерности их выходных характеристик и стабильности параметров при воздействии дестабилизирующих факторов. Основные параметры клистронов следующие: выходная импульсная мощность – сотни киловатт; выходная средняя мощность – 2...15 кВт; входная мощность – 0,5...50 Вт; ускоряющее напряжение – 16...27 кВ; полоса усиления – 4,5...8 %.

Основной проблемой при разработке данных приборов стала, наряду с обеспечением высокого уровня их выходных характеристик, необходимость обеспечения равномерности АЧХ клистронов на уровне не хуже 1,5 дБ при перепаде оптимальной входной мощности не более 5 дБ в рабочей полосе частот.

Данные клистроны имеют многолучевую конструкцию с резонаторами на основном виде колебаний (для обеспечения максимальной полосы усиления).

Среди основных причин, определяющих нелинейность параметров клистронов, можно выделить следующие:

– нелинейность взаимодействия электронного потока с СВЧ-полем в пространстве взаимодействия;

– расстройки резонаторов группирователя относительно центральной частоты, которые приводят к смещению центра сгустков электронов, искажению фазы сигнала на выходе прибора;

- квадратичный характер ускорения электронов в ВЧ-зазоре взаимодействия;

– нелинейное изменение электронной проводимости в зазоре резонатора при больших амплитудах напряжения на зазоре;

- разброс скоростей электронов и расслоение электронного потока;

- влияние пространственного заряда [3].

#### 2. ОПТИМИЗАЦИЯ КОНСТРУКЦИИ РЕЗОНАТОРНЫХ СИСТЕМ КЛИСТРОНОВ

Известные методы по выравниванию входной и выходной мощностей в рабочей полосе частот клистронов имеют ряд существенных недостатков: дополнительная нагрузка резонаторов линейного группирователя приводит к увеличению толщины поглощающего покрытия, что, в свою очередь, становится причиной уменьшения надежности покрытия из-за его возможного отслоения и растрескивания. Кроме того, в пролетных каналах, расположенных вблизи поверхности с покрытием, происходит искажение величины магнитного поля, приводящее к отклонению электронных потоков в пролетных каналах и ухудшению токопрохождения [4]. Сильно нагруженные промежуточные резонаторы служат также причиной уменьшения коэффициента усиления приборов и существенно увеличивают их чувствительность к изменению частоты резонаторов.

Можно добиться уменьшения неравномерности АЧХ, используя выходную фильтровую систему. При увеличении числа звеньев (пассивных резонаторов) выходной фильтровой системы уменьшается величина нагруженной добротности выходного резонатора, что приводит к некоторому увеличению КПД прибора [5]. Однако на практике в широкополосных клистронах использование многозвенных (четырехсвязных) фильтровых систем затруднено ввиду большой трудоемкости их настройки.

Основные параметры конструкций оптимизированных клистронов представлены в табл. 1.

#### Таблица 1

Рабочий диапазон	Количество резонаторов (в т. ч. резонато- ров линейного группирователя)	Волновое сопротивление, Ом	Угол пролета ВЧ-зазора, рад	Длина дрейфа, рад	Фазовая длина прибора, рад	Вид выходной фильтровой системы
L	7(4)/6(3)	52	0,75	2,88/3,46	17,28	Двухсвязная
S	6(4)/7(4)	27	1,5	5,57	39,8/33,4	Трехсвязная
С	10(4)/9(4)	42	1,58	6,55	59/52,43	Трехсвязная

## Параметры конструкций резонаторных систем клистронов до/после оптимизации

Оптимизация резонаторных систем клистронов осуществлялась на основе компьютерного моделирования с помощью программ KLYS4.5 и KLYSOD (на основе одномерной дисковой модели электронного потока). В ходе выполнения работы были оптимизированы длины приборов, длины дрейфа, протяженности высокочастотных зазоров, расстройки резонаторов, величины нагруженных добротностей, а также зависимости АЧХ клистронов при воздействии дестабилизирующих факторов. Алгоритм расчетов был следующий: для обеспечения одинакового уровня группировки на краях и в центре рабочей полосы частот, что необходимо для обеспечения равномерной АЧХ [6], выравнивалась величина входной мощности за счет изменения расстроек резонаторов, при этом величины нагруженных добротностей оставались неизменными. Затем выравнивались уровни выходной мощности в крайних точках полосы усиления путем изменения частоты выходного резонатора, остальные параметры выходных фильтровых систем сохранялись одинаковыми для всех расчетов.

Актуальной задачей при разработке клистронов является обеспечение работоспособности прибора при воздействии на него дестабилизирующих факторов, в частности при изменении входной мощности, напряжения катода. Влияние дестабилизации данных параметров нивелируется при обеспечении работы клистрона в режиме насыщения, когда максимум амплитудной характеристики достигается во всей полосе частот в широком диапазоне входной мощности (так называемый режим эффективной группировки). На рис. 1 и 2 показано влияние длины зазора и частоты предпоследнего резонатора на амплитудную характеристику на высокочастотном краю полосы, поскольку здесь условия достижения оптимума входной мощности более критичны. При увеличении длины зазора и отстройки частоты предвыходного резонатора амплитудная характеристика становится более пологой. На рис. 3 приведены амплитудные характеристики клистрона с различными длинами дрейфа (для каждого из вариантов все длины дрейфа одинаковы для обеспечения максимального усиления), рассчитанные для крайних точек полосы. Из графиков видно, что уменьшение длин дрейфа приводит к выравниванию ампли-



Рис. 1. Влияние длины зазора предвыходного резонатора клистрона на его амплитудную характеристику



Рис. 2. Влияние частоты предвыходного резонатора клистрона на его амплитудную характеристику

тудной характеристики, рассчитанной для крайних точек рабочей полосы, хотя одновременно происходит уменьшение КПД прибора (среднего значения в полосе) с 43 до 41 % и коэффициента усиления. Однако в нашем случае этим уменьшением можно пренебречь. На рис. 4 показано влияние дестабилизации входной мощности и напряжения катода на выходную мощность прибора до и после его оптимизации (с уменьшенными длинами дрейфа, увеличенным зазором и отстроенной в область высоких частот частотой предвыходного резонатора).

Было исследовано влияние фазовых длин приборов при постоянном первеансе луча на неравномерность их АЧХ. Результаты расчетов представлены на рис. 5. Для всех приборов при уменьшении их фазовых длин наблюдается уменьшение неравномерности АЧХ.







Рис. 4. Влияние дестабилизации входной мощности и напряжения катода на выходную мощность прибора до (-----) и после (-----) оптимизации резонаторной системы

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 4(523), 2014



Рис. 5. Влияние фазовых длин на неравномерность АЧХ приборов (цифрама указаны фазовые длины, рад)

Также было исследовано влияние схем настроек группирователя, т. е. порядка расположения частот резонаторов, на неравномерность АЧХ (табл. 2). На практике выбор схем настроек определяется получением необходимых параметров: классическая схема 1–2–3–4–5 используется для получения максимального КПД, схема 2–1–3–4–5 дает выигрыш в усилении и полосе эффективной группировки. Различия в неравномерности АЧХ в зависимости от схемы настройки определяются величиной напряжения на предвыходном резонаторе. В схемах с низким уровнем неравномерности АЧХ напряжение на предвыходном резонаторе ниже и КПД прибора соответственно меньше. При увеличении относительной амплитуды напряжения на зазоре увеличивается разброс скоростей электронов, уменьшается величина показателя качества группировки.

Таблица 2

Рабочий диапазона частот	Схема настройки	Неравномерность АЧХ, дБ	КПД (среднее значение в полосе), %			
	1-2-3-4-5-6	0,752	50,1			
S	1-2-3-5-4-6	0,555	47,8			
	2-1-3-4-5-6	0,509	47,1			
	2-1-3-5-4-6	0,481	45,6			
	1-2-3-4-5-6-7-8	0,635	35,0			
C	$\begin{array}{c c c c c c c c c c c c c c c c c c c $	35,2				
C	2-1-3-4-5-6-7-8	0,538	34,7			
	2-1-3-4-7-6-5-8	0,653	35,1			

Влияние схемы настройки на равномерность АЧХ клистронов

Благодаря уменьшению длин дрейфа, выбору оптимальной с точки зрения минимизации неравномерностей выходных характеристик, удалось уменьшить неравномерность АЧХ клистронов с 0,75 до 0,48 дБ. На рис. 6 приведены АЧХ клистронов с оптимизированными параметрами.



Рис. 6. АЧХ клистронов с оптимизированными параметрами резонаторных систем

#### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Применение укороченных длин дрейфа, отстройка частоты предвыходного резонатора в область высоких частот приводят к увеличению стабильности прибора при дестабилизациях входной мощности и напряжения катода. Уменьшение фазовой длины прибора снижает неравномерность его АЧХ. Для каждого прибора существует оптимальная схема настройки, обеспечивающей минимизацию неравномерности АЧХ. Выбор схемы определяется общим числом резонаторов, числом резонаторов линейного группирователя, запасом по выходной мощности и коэффициенту усиления.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Лебедев, И. В. Генераторы и усилители СВЧ / Под ред. И. В. Лебедева. – М.: Радиотехника, 2005.

2. Белов, Л. А. Устройства формирования СВЧ-сигналов и их компоненты / Л. А. Белов. – М.: Издательский дом МЭИ, 2010.

3. Цейтлин, А. М. К вопросу о фазочастотных нелинейностях в мощных клистронах / А. М. Цейтлин, Н. И. Цемко // Вопросы радиоэлектроники. Сер. 1. Электроника. – 1964. – № 3. – С. 18.

4. **Евсеев, С. В.** Мощный широкополосный импульсный клистрон с равномерной амплитудно-частотной характеристикой / С. В. Евсеев, В. И. Пугнин // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2013. – № 4 (519). – С. 59–63.

5. Юнаков, А. Н. Исследование и разработка широкополосных многолучевых клистронов с выходной средней мощностью более 10 кВт и низковольтным управлением на пространственно-развитых резонаторах в средней части сантиметрового диапазона длин волн: дис. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук / Юнаков А. Н. – Фрязино, 2011.

6. **Варнавский, А. Н.** Оптимальное группирование в широкополосных клистронах / А. Н. Варнавский // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1983. – № 12 (360). – С. 3–14.

Статья поступила 1 августа 2014 г.

УДК 621.385.6

#### УСТРАНЕНИЕ СВЧ-ПРОБОЕВ В ВЫХОДНОЙ РЕЗОНАТОРНОЙ СИСТЕМЕ МОЩНОГО МНОГОЛУЧЕВОГО КЛИСТРОДА – ИСТРОНА

#### М. И. Лопин, Т. А. Мишкин, А. В. Галдецкий, <u>М. Ф. Воскобойник</u>, Р. В. Грицук, В. А. Рыжов

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

Проведен анализ выходной резонаторной системы мощного многолучевого клистрода – истрона. Отмечается, что наиболее трудной задачей при создании выходной резонаторной системы такого прибора, состоящей из двух связанных резонаторов с устройством связи между ними, является обеспечение электрической прочности устройства связи. Определены условия, при выполнении которых электрические СВЧ-пробои в выходной системе отсутствуют, а связь с нагрузкой оптимальна.

КС: истрон, петля связи, СВЧ-пробой

The output resonator system of a power multiple-beam klystrode – istron has been analyzed. It is noted that the most difficult task in creating the output resonator system of such a device consisting of two coupled resonators with a coupler between them is providing electric strength of the coupler. The conditions are defined at which there are no electrical microwave breakdowns in the output system and load coupling is optimal.

Keywords: istron, coupling loop, microwave breakdown

Применение клистрода в качестве мощного выходного прибора в усилителе телевизионного передатчика накладывает на его конструкцию определенные особенности. Клистрод должен обеспечивать механическую перестройку в диапазоне частот 470...860 МГц и иметь мгновенную полосу усиления 8...9 МГц в каждой рабочей точке этого диапазона. В результате в однолучевой конструкции клистрода (IOT) и в многолучевой конструкции (истрон [1]) в качестве выходной резонаторной системы используется связанная система из двух резонаторов. Большой диапазон перестройки приводит к тому, что и устройство связи между резонаторами, и устройство вывода СВЧ-энергии в нагрузку должны быть перестраиваемыми для обеспечения оптимальных параметров в каждой точке рабочего диапазона частот.

Клистрод в телевизионном передатчике работает в отдельных режимах при эквивалентной скважности *Q*, близкой к 2, т. е. при средней мощности порядка 25...50 кВт, если средняя импульсная мощность составляет 50...100 кВт.

Наиболее трудной задачей создания выходной связанной системы резонаторов в мощном клистроде является обеспечение электрической прочности. Характерные места СВЧ электрических пробоев – устройство связи между резонаторами и устройство вывода энергии (рис. 1). Эквивалентная схема выходной резонаторной системы представлена на рис. 2.

Для обеспечения необходимой связи между резонаторами приходится выбирать достаточно большую по размерам петлю связи 3. При этом петля 3 вместе с коаксиалом 3' и элементом 4



Рис. 1. Двухрезонаторная выходная системы истрона:

*1* – активный резонатор; *2* – пассивный резонатор; *3* – петля связи между резонаторами *1* и *2*; *3*, *3'*; *4*, *5* – устройство связи между резонаторами *1* и *2*; *6* – петля связи с нагрузкой из резонатора *2* 



Рис. 2. Эквивалентная схема выходной резонаторной системы истрона:  $L_n$  – индуктивность петли связи 3;  $C_3$  – собственная емкость петли связи 3;  $C_4$  – емкость незамкнутого конца петли на узкую стенку резонатора l;  $C_{_{\rm CB}}$  – емкость между элементом 4 и стенкой резонатора 2 (элемент 5);  $C_{_{\rm K}}$  – емкость между коаксиалом устройства связи 3' и внешним отверстием между резонаторами l и 2;  $L_1$ ,  $C_1$  – индуктивность и емкость активного резонатора;  $L_2$ ,  $C_2$  – индуктивность и емкость пассивного резонатора;  $L_{_{\rm H}}$  – индуктивность нагрузки

также образует резонансную систему. Анализ эквивалентной схемы показывает, что напряжение на элементах петли обратно пропорционально расстоянию по частоте между резонансной частотой устройства связи и ближайшей рабочей частотой. При небольших размерах петли связи в нашем случае ее резонансная частота располагалась в области 1000...1260 МГц, т. е. достаточно далеко от верхней границы рабочего диапазона (860 МГц). Однако такая петля не обеспечивает необходимую величину связи. Мгновенная полоса частот составила 1 МГц вместо необходимых 8...9 МГц.

Введение сильной связи между резонаторами 1 и 2 приводит к образованию двух ветвей частот:  $\omega_1$  и  $\omega_2$ , одна из которых принимается в качестве рабочей (рис. 3). При перестрой-



Рис. 3. Кривые настройки двухрезонаторной связанной системы истрона:  $l - \omega'_n / \omega_{01} = 2$ , размеры петли малы, резонансная частота петли велика и находится за пределами рабочего диапазона частот  $\omega_1$ , пробои отсутствуют;  $2 - \omega''_n / \omega_{01} = 1,1$ , размеры петли увеличены, частота петли  $\omega''$  и частота активного резонатора  $\omega_{01}$  соизмеримы;  $3 - \omega''_n / \omega_{01} = 0,8$ , к петле добавлен сегмент, резонанс петли находится за пределами рабочего диапазона, в длинноволновой части, пробои отсутствуют

ке частоты к граничным краям рабочего диапазона в устройстве связи возникают интенсивные CBЧ-пробои, препятствующие повышению выходной импульсной мощности свыше 15...25 кВт (при норме 60 кВт). Анализ эквивалентной схемы (см. рис. 2) показал, что в динамическом режиме напряжения, возникающие в элементах устройства связи при приближении частоты пассивного резонаторе 2 к частоте резонанса петли связи  $\omega_n$ , достигают 200 кВ при требуемой величине выходной импульсной мощности 60 кВт. Поэтому вся работа была сосредоточена на разработке устройства связи с резонансом, расположенным ниже длинноволновой границы рабочего диапазона. Расчеты показали, что наиболее сильное влияние на резонансную частоту устройства связи оказывают элементы  $L_n$ ,  $C_3$ ,  $C_4$  (см. рис. 2). Увеличение  $C_3$  приводит также к повышению добротности резонанса связи, что крайне нежелательно из-за возникновения СВЧ-пробоев. Увеличение  $C_4$  дает необходимый сдвиг петлевого резонанса в низкочастотную область, но реализация необходимой величины  $C_4$  оказалась возможной только после введения в конструкцию петли специального кольцевого сегмента, расположенного в середине её свободного конца (рис. 4). Помимо сдвига частоты резонанса в длинноволновую область, подобная конструкция обеспечивает «стабилизацию» по частоте петлевого резонанса при поворотах петли (незначительное изменение емкости  $C_4$  при перестройке рабочей частоты истрона) [2].



Рис. 4. Петля связи с кольцевым сегментом между активным и пассивным резонаторами истрона



Рис. 5. Эквивалентная схема устройства вывода энергии истрона:  $L_n, C_n -$  индуктивность и емкость петли;  $C_{_{\rm KOH}} -$  емкость петли на стенку резонатора;  $C_{_{\rm K}} -$  емкость коаксиала держателя петли;  $R_{_{\rm H}} -$  сопротивление нагрузки

Также проведено моделирование петли связи 6, связывающей пассивный резонатор 2 с нагрузкой. Эквивалентная схема петли связи представлена на рис. 5. Размеры петли 6 достаточно велики, и резонанс петли попадает в рабочий диапазон частот. Расчет по эквивалентной схеме (см. рис. 5) показывает, что резонанс в этом случае не приводит к перенапряжениям на петле, а коэффициент связи с нагрузкой увеличивает. Поэтому резонанс петли необходимо обеспечивать в середине рабочего диапазона или ближе к его высокочастотному краю, где связь с нагрузкой уменьшается.

Экспериментальная проверка теоретических выводов подтвердила правильность принятых решений. Введенные в истрон конструктивные изменения позволили создать надежную конструк-

цию мощного 18-лучевого клистрода, обеспечивающего выходную импульсную мощность не менее 60 кВт в диапазоне механической перестройки рабочих частот 470...860 МГц.

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Электрические пробои CBЧ-энергии в резонаторной системе мощного истрона отсутствуют, если резонансная частота устройства связи между активным и пассивным выходными резонаторами отстоит от рабочей частоты истрона не менее чем на 15 %, а резонансная частота петли связи с нагрузкой находится в центре рабочего диапазона или ближе к его высокочастотной части.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. **Патент 2152102 РФ.** Электровакуумный прибор СВЧ, истрон / М. И. Лопин, А. С. Победоносцев, А. Н. Королев, Т. А. Мишкин. – Приор. 27.06.00.

2. Патент 2518512 РФ. Электровакуумный СВЧ-прибор гибридного типа, истрон / А. В. Галдецкий, Р. В. Грицук, М. И. Лопин, Т. А. Мишкин, В. А. Рыжов. – Приор. 09.04.14.

Статья поступила 27 октября 2014 г.

#### 🚞 НОВЫЕ КНИГИ 🚞

МОЧАЛОВ С.А. Автоматизированный синтез многофункциональной интегрированной радиоэлектронной системы. Методология исследования авиационных комплексов ВМФ. Монография. – М.: Радиотехника, 2014. – 240 с.: ил.

Монография посвящена разработке методологии автоматизированного синтеза многофункциональной интегрированной радиолокационной системы, выполняющей функции радиолокации, радиотехнической разведки и радиоэлектронного подавления в составе авиационного комплекса морской авиации ВМФ. Учтены особенности построения синтезируемой системы на основе активных и пассивных антенных решеток, ее работа в широкой полосе частот, компоновка на летательном аппарате, применение над морем. Приведено описание комплекса программ синтеза многофункциональной интегрированной радиоэлектронной системы. Дан пример выполнения расчетов.

Для научных работников, инженеров, преподавателей, адъюнктов и аспирантов.

УДК 621.385.6

#### РАСЧЕТ ЦИКЛОТРОННОГО ЗАЩИТНОГО УСТРОЙСТВА С ПОДАВЛЕНИЕМ ЗЕРКАЛЬНОГО КАНАЛА

#### В. Г. Калина, Ю. А. Будзинский, С. В. Быковский

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

Определены режимы подавления зеркального канала циклотронным защитным устройством супергетеродинного СВЧ-приёмника. Полоса зеркальных частот располагается в области всплеска либо провала пульсирующей АЧХ циклотронного устройства. В обоих режимах промежуточная частота и ширина полосы пропускания взаимосвязаны критерием максимально допустимого КСВН. Определены требования к промежуточной частоте в зависимости от конструктивно-электрических параметров циклотронного устройства. Приведены методики расчёта параметров на основе исходно заданного значения ширины полосы пропускания либо промежуточной частоты.

#### *КС: циклотронное защитное устройство, подавление зеркального канала, супергетеродинный СВЧприемник*

The modes of image channel suppression by a cyclotron protective device of superheterodyne microwave receiver have been determined. The image frequency band is located in the field of burst or breakdown of pulsating amplitude-frequency characteristics of the cyclotron device. In both modes intermediate frequency and pass bandwidth are connected by a criterion of maximum rated VSWR. The requirements to intermediate frequency versus design-electrical parameters of the cyclotron device were defined. Methods of calculating parameters based on initially preset value of pass bandwidth or intermediate frequency are given.

Keywords: cyclotron protective device, image channel suppression, superheterodyne microwave receiver

#### 1. ВВЕДЕНИЕ

СВЧ приёмные устройства обрабатывают сигнал, преобразуя его, как правило, в диапазон более низких частот. Принципиальным недостатком супергетеродинного преобразования являются паразитные каналы приёма, включая наиболее выраженный канал частот, находящих-ся зеркально относительно частоты гетеродина.

Методы подавления сигналов зеркального канала немногочисленны:

– отражение сигналов с помощью преселектора, который требует перестройки, если ширина полосы частот превышает значение промежуточной частоты;

 – фазовое подавление. Кропотливо в наладке, требует повышенной мощности гетеродина, в широкой полосе частот обеспечивает относительно малую глубину подавления; отличается возможностью подавления зеркального канала приёма в полосе частот, превышающей значение промежуточной частоты;

– инфрадинное преобразование сигнала в высокочастотный диапазон с последующим понижением частоты. Подавление зеркального канала определяется большим различием частот основного и зеркального каналов приёма, при котором входные цепи играют роль преселектора. Комплекс инфрадинного преобразователя сравнительно сложен, вносит шумы ряда гетеродинов;

 – циклотронное защитное устройство (ЦЗУ), которое исходно обладает свойствами полосового фильтра с высоким уровнем подавления внеполосных сигналов за счёт отражения в полосе частот, ширина которой меньше значения промежуточной частоты.

Ниже рассмотрены режимы подавления зеркального канала ЦЗУ в супергетеродинном СВЧприёмнике с высокой промежуточной частотой, значение которой превышает ширину рабочего диапазона частот. Принято, что частота сигнала превышает частоту гетеродина и промежуточного сигнала (случай нижней настройки гетеродина). Анализ режимов выполнен применительно к одной из двух однотипных независимых секций, присущих ЦЗУ. Подавление проходящих через ЦЗУ сигналов зеркального канала, выраженное в децибелах, в два раза превосходит результаты, которые приведены ниже.

#### 2. МОДЕЛИ ЦЗУ

ЦЗУ, как системы со свойствами фильтра, ниже рассмотрены на основе двух моделей.

Первое звено фильтра, циклотронные колебания пучка электронов в полосе пропускания оценены по упрощённой модели последовательного *LCR*-резонатора [1].

В широком диапазоне частот, включающем зеркальную полосу приёма, первое звено определено согласно исходной модели циклотронных колебаний [2].

Структурная схема модели в общем случае трёхзвенного фильтра приведена на рис. 1.



Рис.1. Структурная схема модели ЦЗУ

Здесь  $\operatorname{Re}(Y_c)$ ,  $\operatorname{Im}(Y_c)$  – вещественная и мнимая проводимости электронного пучка с циклотронными колебаниями;  $\operatorname{Im}(Y_v)$  – мнимая проводимость объёмного резонатора;  $\operatorname{Im}_{Load}$ ,  $R_{Load}$  – мнимая и вещественная компоненты сопротивления нагрузки.

Сопротивление нагрузки  $R_{Load}$  симметричного трёхзвенного фильтра принято равным резонансному сопротивлению электронного пучка с циклотронными колебаниями  $R_c = 1/\text{Re}(Y_c)_{pes}$ . В случае, когда фильтр выполнен двухзвенным (Im( $Z_{load}$ ) = 0), сопротивление нагрузки  $R_{Load}$ равно  $R_c \sigma_{max}$ , где  $\sigma_{max}$  – наибольшее значение КСВН фильтра в полосе пропускания.

Модуль коэффициента отражения  $|\Gamma|$  от ЦЗУ, как трёхзвенного фильтра с активной нагрузкой  $R_{Load}$ , определяется сопротивлением  $Z_{vc}$  двух первых звеньев фильтра – объёмного резонатора, который шунтирован электронным пучком с циклотронными колебаниями, и сопротивлением Im<sub>Load</sub> последовательной цепочки элементов нагрузки третьего звена:

$$|\Gamma| = \frac{|Z_{vc} + \operatorname{Im}_{Load} - R_c|}{|Z_{vc} + \operatorname{Im}_{Load} + R_c|},\tag{1}$$

где 
$$Z_{vc} = \frac{1}{Y_c + Y_v} = \frac{1}{Y_c + \frac{i}{\rho_v} \left(x - \frac{1}{x}\right)};$$
  
Im<sub>Load</sub> = Im $\left(\frac{1}{Y_c}\right);$  (2)

$$Y_{c} = \frac{1}{R_{c}} \frac{2x}{\Theta^{2}} \left[ 1 - \cos \Theta - i(\Theta - \sin \Theta) \right] = \operatorname{Re}(Y_{c}) + i \operatorname{Im}(Y_{c})$$
(3)

проводимость электронного пучка в широкой полосе частот [2];

$$\Theta = -2\pi N(x-1); R_c = 8\frac{V_0}{I_0} \left(\frac{d}{l}\right)^2; \rho_c = 1,681 \cdot 10^{-6} \frac{f_c R_c l}{V_0^{0.5}} = \alpha R_c \frac{2\pi f_c}{\Delta F}; Q_c = \rho_c / R_c.$$
(4)

Здесь  $N = 1,6861 \cdot 10^{-6} \frac{f_c}{V_0^{0,5}}$  – число периодов циклотронной частоты за время пролёта ламелей электронами пучка;  $Q_c$  – добротность последовательного резонатора, которым в полосе пропускания могут быть аппроксимированы циклотронные колебания пучка электронов;  $\rho_c$  – характеристическое сопротивление циклотронных колебаний (см. [1], а также табл. 1 в [3]);  $x = f/f_0$  – относительная частота сигнала; f – текущая частота;  $f_c$  – частота резонанса циклотронных колебаний и объёмного резонатора (центральная частота полосы пропускания);  $Y_v$  и  $\rho_v$  – мнимая проводимость и характеристическое сопротивление объёмного резонатора;  $I_0$  и  $V_0$  – ток и напряжение ускорения электронного пучка; d – зазор между ламелями резонатора; l – длина ламелей;  $\Delta F$  – ширина полосы пропускания фильтра по уровню коэффициента стоячей волны  $\sigma_{max}$ ;  $\alpha$  – коэффициент, определяемый величиной  $\sigma_{max}$  [3].

В полосе пропускания проводимость электронного пучка может быть представлена более простой приближенной моделью последовательного *LCR*-контура [1]:

$$Y_{c} = \frac{1}{R_{c}} \frac{1 - iQ_{c}\left(x - \frac{1}{x}\right)}{1 + iQ_{c}^{2}\left(x - \frac{1}{x}\right)^{2}} = \operatorname{Re}(Y_{c}) + i\operatorname{Im}(Y_{c}),$$
(5)

где

$$Q_c = 2\pi\alpha \frac{f_0}{\Delta F}; \quad R_c = 2\pi\delta\rho_v \frac{f_0}{\Delta F}; \tag{6}$$

 $\delta$  – коэффициент, определяемый значением  $\sigma_{max}$ [3].

В диапазоне частот, относящемся к полосе пропускания, параметры ЦЗУ далее определены на основе простого аппарата теории фильтров по модели [1]. Результирующие конструктивноэлектрические данные приняты исходными для расчёта характеристик ЦЗУ в широком диапазоне частот по модели [2]. Последующий анализ частотной характеристики ЦЗУ для краткости приведен для модели двухзвенного фильтра (Im<sub>load</sub> = 0).

Коэффициент передачи циклотронного устройства  $L = 10\log(1-|\Gamma|^2)$ , как двухзвенного фильтра с параллельным средним звеном, согласно (1), определяется проводимостями нагрузки, циклотронных колебаний и объёмного резонатора:

$$L = 10 \log \left[ \frac{4 \frac{\operatorname{Re}(Y_c)}{R_{load}}}{\left[ \frac{1}{R_{load}} + \operatorname{Re}(Y_c) \right]^2 + \left[ \operatorname{Im}(Y_c) + \operatorname{Im}(Y_v) \right]^2} \right].$$
(8)

-

Пример частотных характеристик коэффициента передачи ЦЗУ в полосе пропускания и в широкой полосе частот для рассматриваемых моделей циклотронных колебаний, исходной [2] и последовательного резонатора [1], приведены на рис. 2 и 3.



Рис. 2. Частотные характеристики коэффициента передачи двухзвенного ЦЗУ в полосе пропускания по моделям циклотронного резонанса [2] и последовательного резонатора [1]



Рис. 3. Частотные характеристики коэффициента передачи двухзвенного ЦЗУ в широком диапазоне частот по моделям циклотронного резонанса [2] и последовательного резонатора [1]

Характеристики определены для двухзвенной модели ЦЗУ [3] со следующими конструктивно-электрическими данными: d = 0,1 мм; l = 2,5 мм,  $I_0 = 109$  мкА,  $V_0 = 5,93$  В,  $R_c = 698,11$  Ом,  $\rho_v = 50$  Ом,  $\sigma_{max} = 1,24$ ,  $R_{load} = 1,24R_c = 865,5$  Ом,  $f_0 = 10$  ГГц, ширина полосы  $\Delta F = 400$  МГц.

Частотные характеристики двухзвенного ЦЗУ в полосе пропускания модели [1] и [2] определяют практически идентично.

Вне полосы пропускания исходная модель [2] показывает отвечающую эксперименту пульсирующую частотную характеристику с широкими всплесками и узкими провалами кривой коэффициента передачи. Всплескам, а также провалам кривой далее присвоены порядковые номера  $n_{max}$  и  $n_{min}$  в направлении  $x \rightarrow 0$ , начиная от полосы пропускания.

Ниже определены два режима подавления зеркального канала. В одном из них полоса частот зеркального канала расположена в области провала частотной характеристики коэффициента передачи, в другом – в области всплеска.

В первом случае высокое подавление сигналов зеркального канала соответствует центральной части полосы пропускания; на краях полосы степень подавления спадает, особенно на высокочастотном участке полосы пропускания СВЧ-приёмника.

Во втором – центральной части полосы пропускания отвечает умеренное подавление сигналов зеркального канала. На краях полосы пропускания подавление зеркальных сигналов существенно возрастает.

#### 3. ЗЕРКАЛЬНЫЙ КАНАЛ В ОБЛАСТИ МИНИМУМА КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ

1. Коэффициент передачи сигнала, определяемый как  $L = 10\log(1-|\Gamma|^2)$ , для модели [2] стремится к нулю при условии

$$\Theta = 2\pi n_{\min} \ (n_{\min} = 1, 2...), \tag{9}$$

когда  $\operatorname{Re}(Y) \to 0$  и соответственно  $|\Gamma| \to 1$ .

Расположение минимумов коэффициента передачи на оси частот определяется соотношением

$$\Theta = 2\pi n_{\min} = 2\pi N(1-x), \tag{10}$$

из которого, согласно (4), следует:

$$x_{\min} = 1 - \frac{1}{N} = 1 - 5,931 \cdot 10^5 n_{\min} \frac{V_0^{0.5}}{lf_c}, \quad f_{\min} = f_c - 5,931 \cdot 10^5 n_{\min} \frac{V_0^{0.5}}{l}.$$
 (11)

2. Исходя из требований к ЦЗУ, как к полосовому фильтру основного канала частот и режекторному фильтру зеркального канала, определим связь значений промежуточной частоты и ширины полосы пропускания.

Напряжение ускорения, отвечающее условию  $\Theta = 2\pi n_{\min}$ , согласно формулам для угла пролёта  $\Theta(x)$ , см. (4), и относительной величины зеркальной частоты

$$x_{zerk} = \frac{f_{zerk}}{f_c} = \frac{f_c - 2f_{prom}}{f_c} = 1 - \frac{2f_{prom}}{f_c},$$
(12)

определяется выражением

#### ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 4(523), 2014

5 2

$$V_0 = 1,137 \cdot 10^{-11} \left(\frac{lf_{prom}}{n_{\min}}\right)^2.$$
 (13)

Вместе с тем напряжение ускорения пучка электронов для ЦЗУ, как полосового фильтра, определяется шириной полосы пропускания и длиной ламелей [3]:

$$V_0 = 7, 2 \cdot 10^{-14} \left(\frac{l\Delta F}{\alpha}\right)^2. \tag{14}$$

Исходя из равенства напряжений ускорения по формулам (13) и (14), формулы (4) для добротности резонанса N(x), установим взаимозависимость значений промежуточной частоты и ширины полосы пропускания при работе ЦЗУ с зеркальным каналом в области провала характеристики:

$$f_{prom} = n_{\min} \frac{f_c}{2N} = \frac{n_{\min}}{4\pi\alpha} \Delta F.$$
(15)

3. Наименьшему значению промежуточной частоты  $f_{prom} = \frac{1}{4\pi\alpha}\Delta F$  при  $\Theta = 2\pi n_{min}$  соответ-

ствует условие  $n_{\min} = 1$ , которое относится к первому относительно полосы пропускания провалу характеристики с непрактично узкой полосой заграждения зеркального канала, меньшей  $\Delta F$ .

Размещение полосы частот зеркального канала в области второго  $(n_{\min} = 2)$  или третьего  $(n_{\min} = 3)$  провалов характеристики обеспечивает широкую полосу заграждения зеркального канала при условии повышенных значений промежуточной частоты, превышающих ширину полосы пропускания. Например, при  $n_{\min} = 3$  и максимальном значении КСВН в полосе пропускания  $\sigma_{\max} = 1,4$  необходимое значение промежуточной частоты определяется соотношением:  $f_{prom} = 1,687 \Delta F$ .

Соотношение промежуточной частоты и ширины полосы пропускания существенно зависит от определения границ полосы пропускания (максимального значения КСВН  $\sigma_{max}$ ), а также номера  $n_{min}$  провала характеристики. Вид зависимости  $f_{prom}/\Delta F$  от величины допуска на коэффициент стоячей волны  $\sigma_{max}$  показан на рис. 4.



Рис. 4. Нормированная зависимость промежуточной частоты  $f_{\text{prom}}/\Delta F$  от значения КСВН  $\sigma_{\text{max}}$  при расположении зеркального канала в области провала характеристики ( $\Theta = 2\pi n_{\text{min}}$ )

4. Вариация напряжения ускорения относительно установленного формулой (13) исходного значения  $V_{01}$  до некоторой величины  $V_{02}$  смещает положение минимума коэффициента передачи на оси частот относительно центральной частоты зеркального канала  $f_1$  до  $f_2$ . Согласно условию глубокого подавления зеркальной частоты (9) и формуле (15), частота максимального подавления сигнала при этом изменяется на величину  $\delta f$ :

$$\delta f = \frac{f_2 - f_1}{\Delta F} = \frac{n_{\min}}{2\pi\alpha} \left( 1 - \sqrt{\frac{V_{02}}{V_{01}}} \right).$$
(16)

Например, для модели, данные которой приведены в разд. 2, снижение напряжения ускорения на 5 % при  $n_{\min}$  = 3 приводит к увеличению частоты провала на  $\delta f$  = 0,105 (на 42 МГц) с уменьшением подавления сигнала на центральной частоте зеркальной полосы до - 42 дБ, что можно считать некритичным.

5. Оценим зависимость промежуточной частоты от частоты сигнала.

Из практики известен интервал значений ширины полосы ЦЗУ, которые построены по системе двухзвенного фильтра, при ограничении  $\sigma_{max} \le 1,4$ :

$$k = \Delta F / f_a \approx 0.04...0,05. \tag{17}$$

Промежуточная частота СВЧ приёмной системы с подавлением зеркального канала трактом ЦЗУ в области провала характеристики передачи может быть приближённо оценена, согласно (15) и (17), соотношением

$$f_{prom} = \frac{n_{\min}k}{4\pi\alpha} f_c.$$
<sup>(18)</sup>

Ориентировочные требования к величине промежуточной частоты в зависимости от частоты сигнала для ЦЗУ по системе двухзвенного фильтра при значениях коэффициента стоячей волны  $\sigma_{max} = 1,24$  и 1,4 для  $n_{min} = 3$ , k = 0,05 приведены на рис. 5.



Рис. 5. Зависимость промежуточной частоты от частоты сигнала для ЦЗУ с подавлением зеркального канала приёма в области минимального коэффициента передачи при  $n_{\min} = 3, k = 0,05$ 

Например, для 3-см диапазона волн, в границах допуска на коэффициент стоячей волны  $\sigma_{\max} = 1, 1... 1, 5$ , значение промежуточной частоты при  $n_{\min} = 3$ , k = 0,05 находится в пределах  $f_{prom} \approx 1670...746$  МГц. Более точно значение промежуточной частоты определяется выражением (15).

6. Шаг провалов коэффициента передачи по оси частот x или f, согласно (10), определяется добротностью циклотронного резонанса N и, согласно (15), шириной полосы пропускания при допуске  $\sigma_{max}$  на коэффициент стоячей волны:

$$|\Delta x_{shag}| = \frac{1}{N} = \frac{1}{2\pi\alpha} \frac{\Delta F}{f_c}; \quad |\Delta f_{shag}| = \frac{f_c}{N} = \frac{\Delta F}{2\pi\alpha}.$$
(19)

Величина шага и соответственно значение промежуточной частоты (15) при фиксированной ширине полосы уменьшаются по мере увеличения коэффициента  $\alpha$  (увеличения коэффициента стоячей волны  $\sigma_{max}$ ). Например, при увеличении  $\sigma_{max}$  от 1,1 до 1,4 значения шага и промежуточной частоты уменьшаются вдвое.

7. На границах полосы зеркальных частот коэффициент передачи возрастает по мере приближения ширины полосы  $\Delta F$  к шагу провалов коэффициента передачи, с приближением границ полосы к областям всплесков характеристики.

Полоса зеркальных частот шириной  $\Delta F / f_c$  охватывает тем меньшую долю шага провалов, чем ниже коэффициент стоячей волны  $\sigma_{max}$  и соответствующий коэффициент  $\alpha$ :

$$\frac{\Delta F}{f_c} : \Delta x_{shag} = \frac{\Delta F_c}{f_c} : \left(\frac{1}{2\pi\alpha} \frac{\Delta F}{f_c}\right) = 2\pi\alpha.$$
(20)

В интервале  $\sigma_{max} = 1, 1...1, 5$  полоса зеркальных частот составляет 0,45...1,0 от величины шага провалов характеристики  $\Delta x_{shar}$  (рис. 6).



в зависимости от коэффициента стоячей волны  $\sigma_{max}$ 

#### 4. ЗЕРКАЛЬНЫЙ КАНАЛ В ОБЛАСТИ ВСПЛЕСКА КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ

1. Коэффициент передачи ЦЗУ испытывает максимум при абсолютном значении угла пролёта  $\Theta$ , несколько меньшем величины

$$\Theta_{\max} = \pi (2n_{\max} + 1), n_{\max} = 1, 2...$$
 (21)

Максимум всплеска коэффициента передачи на оси частот в приближении (21) определяется соотношением:

$$\Theta_{\max} = \pi (2n_{\max} + 1) = 2\pi N (1 - x_{\max}), \qquad (22)$$

из которого, согласно (4), следует:

$$x_{\max} = 1 - 2,966 \cdot 10^{5} (2n_{\max} + 1) \frac{V_{0}^{0,5}}{lf_{c}}, \quad f_{\max} = f_{c} - 2,966 \cdot 10^{5} (2n_{\max} + 1) \frac{V_{0}^{0,5}}{l}.$$
 (23)

Приводимый ниже анализ опирается на приближение (21). Пример оценки погрешности расчёта приведен в Приложении 1.

2. Определим взаимозависимость полосы пропускания и промежуточной частоты при расположении зеркального канала в области всплеска характеристики.

Согласно формулам (4) для угла  $\Theta$  и добротности колебаний *N*, напряжение ускорения при  $\Theta = \Theta_{max}$  для зеркальной частоты  $x_{zerk}$  (12) определяется выражением:

$$V_{\Theta_{\max}} = 4,548 \cdot 10^{-11} \left( \frac{l f_{prom}}{2n_{\max} + 1} \right)^2.$$
(24)

Исходя из требований к ЦЗУ, как к полосовому фильтру основного канала передачи и режекторному фильтру зеркального канала, принимаем равенство напряжений ускорения по формулам (14) и (24). Взаимозависимость промежуточной частоты и ширины полосы пропускания при расположении зеркального канала в области всплеска частотной характеристики описывается формулой:

$$f_{prom} = \frac{2n_{\max} + 1}{8\pi\alpha} \Delta F.$$
(25)

Наименьшему значению промежуточной частоты  $f_{prom} = (0,1194/\alpha)\Delta F$  соответствует первый относительно полосы пропускания всплеск характеристики  $n_{\max} = 1$  с относительно низким уровнем подавления зеркального канала.

Размещение полосы зеркальных частот в области второго ( $n_{max} = 2$ ) или третьего ( $n_{max} = 3$ ) всплесков обеспечивает более глубокое подавление сигналов зеркального канала при условии повышенных значений промежуточной частоты. Например, при  $n_{max} = 3$  и максимальном значении КСВН в полосе пропускания  $\sigma_{max} = 1,4$  величина промежуточной частоты определяется соотношением  $f_{prom} = 1,97\Delta F$ .

Зависимость  $f_{prom}/\Delta F$  от значения  $\sigma_{max}$  для второго и третьего всплесков частотной характеристики коэффициента передачи приведена на рис. 7.



Рис. 7. Зависимость промежуточной частоты  $f_{prom}/\Delta F$  от значения КСВН  $\sigma_{max}$  при зеркальном канале в области всплеска характеристики передачи

3. При подавлении зеркального канала, расположенного в области всплеска частотной характеристики ЦЗУ, промежуточная частота СВЧ приёмной системы, согласно (25) и (17), определяется выражением:

$$f_{prom} = \frac{(2n+1)k}{8\pi\alpha} f_c.$$
(26)

Ориентировочное значение промежуточной частоты в зависимости от частоты сигнала для ЦЗУ по системе двухзвенного фильтра при КСВН  $\sigma_{max} = 1,24$  и 1,4 для  $n_{max} = 2$ , k = 0,05 приведено на рис. 8.



Рис. 8. Зависимость промежуточной частоты от частоты сигнала при расположении зеркальной полосы частот в области всплеска характеристики при  $n_{\text{max}} = 2$ , k = 0.05 для  $\sigma_{\text{max}} = 1.24$  и 1.4

Для 3-см диапазона волн, в границах допуска на коэффициент стоячей волны  $\sigma_{max} = 1, 1...1, 5$  значение промежуточной частоты при  $n_{max} = 3, k = 0, 05$  находится в интервале  $f_{prom} \approx 1950...870$  МГц.

4. Определим коэффициент передачи в области всплеска характеристики. При условии  $\Theta_{\text{max}} = (2n_{\text{max}} + 1)\pi$  компоненты проводимости электронного пучка  $Y_c$  для модели [2] и коэффициент передачи сигнала зеркальной частоты секцией ЦЗУ, как двухзвенным фильтром, согласно (3) и (8), определяются выражениями:

$$\operatorname{Re}(Y_{c}) = \frac{1}{R_{c}} \frac{4x_{z}}{\left(2n_{\max}+1\right)^{2} \pi^{2}}, \quad \operatorname{Im}(Y_{c}) = -\frac{1}{R_{c}} \frac{2x_{z}}{\left(2n_{\max}+1\right) \pi}, \quad (27)$$

$$L_{zerk} = 10\log \frac{\frac{1}{\sigma_{max}} \frac{16x_z}{(2n_{max}+1)^2 \pi^2}}{\left[\frac{1}{\sigma_{max}} + \frac{4x_z}{(2n_{max}+1)^2 \pi^2}\right]^2 + \left[\frac{R_c}{\rho_v} \left(x_z - \frac{1}{x_z}\right) - \frac{2x_z}{(2n_{max}+1)\pi}\right]^2,$$
(28)

где

$$x_{z} = 1 - \frac{2f_{prom}}{f_{c}} = 1 - \frac{2n_{\max} + 1}{2N} = 1 - \frac{2n_{\max} + 1}{4\pi\alpha} \frac{\Delta F}{f_{c}}.$$
(29)

Отношение сопротивлений  $R_c/\rho_v$ , согласно определению характеристического сопротивления объёмного резонатора  $\rho_v = \sqrt{\frac{L_v}{C_v}}$  (см. табл. 1 работы [3]) и взаимосвязи  $\Delta F(f_{prom})$ , формула (25), определяется шириной полосы  $\Delta F$  и соответственно значением промежуточной частоты  $f_{prom}$ :

$$\frac{R_c}{\rho_v} = 2\pi\delta \frac{f_c}{\Delta F} = \frac{\delta}{\alpha} \frac{2n_{\max} + 1}{4} \frac{f_c}{f_{prom}}.$$
(30)

5. Наибольшее подавление зеркального канала, расположенного в области всплеска, соответствует границам полосы пропускания. По мере приближения ширины полосы к шагу минимумов коэффициента передачи подавление зеркального канала на граничных частотах полосы пропускания возрастает. Полоса зеркальных частот шириной  $\Delta F/f_c$ , как показывают формула (20) и рис. 6, охватывает тем большую долю шага минимумов, чем выше коэффициент стоячей волны  $\sigma_{max}$ :

$$\frac{\Delta F}{f_c} : \Delta x_{puls} = \frac{\Delta F_c}{f} : \frac{1}{2\pi\alpha} \frac{\Delta F}{f_c} = 2\pi\alpha.$$
(31)

При расположении зеркального канала в области всплеска характеристики подавление канала на граничных частотах полосы пропускания возрастает по мере увеличения величины КСВН  $\sigma_{max}$ .

Методики расчёта электрических параметров ЦЗУ с подавлением зеркального канала – в Приложении 2.

#### 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Циклотронное защитное устройство позволяет обеспечить высокое подавление зеркального канала приёма. Размещение зеркального канала в области провала частотной характеристики коэффициента передачи ЦЗУ обеспечивает особо высокое подавление зеркальных сигналов для центральной части полосы пропускания. По мере приближения к границам полосы величина подавления сохраняется тем более значительной, чем меньше максимальное значение КСВН в пределах полосы пропускания. Данный режим требует повышенных значений промежуточной частоты и высокой стабильности напряжения ускорения пучка.

Расположение зеркального канала на всплеске частотной характеристики определяет умеренное подавление сигналов в середине полосы зеркальных частот. По мере приближения частоты к границам полосы степень подавления сигналов возрастает, однако среднее в пределах полосы значение глубины подавления оказывается меньшим по сравнению с режимом подавления в провале характеристики. Среднее значение глубины подавления возрастает по мере увеличения допуска на максимальное значение КСВН в пределах полосы пропускания.

В обоих режимах промежуточная частота, ширина полосы пропускания и максимальное значение КСВН взаимосвязаны. Значение промежуточной частоты, пропорциональное ширине полосы пропускания, уменьшается по мере увеличения допустимой величины КСВН.

Аналогичный анализ условий подавления зеркального канала при верхней настройке гетеродина, когда частота зеркального канала превышает частоты сигнала и гетеродина, показывает, что средняя и минимальная величины подавления зеркального канала в этом случае в пределах единиц децибел уступают значениям при нижней настройке гетеродина.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

#### ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ ПРИБЛИЖ"ННОГО РАСЧ"ТА

Частотная характеристика коэффициента передачи испытывает всплески при величине угла  $\Theta = -2\pi N (x-1)$ . Для приближённого расчёта принято несколько большее значение,  $\Theta = (2n_{max}+1)\pi$ . При этом на вершине всплеска коэффициент передачи может превышать значение по формуле (28) до единиц децибел.

Ниже на примере модели раздела 2 оценена погрешность расчёта промежуточной частоты  $f_{prom}$  и коэффициента передачи  $L_{z}$  по формулам (25) и (28).

Результаты приближённого и точного расчётов частоты всплесков  $x_z$ ,  $x_{z}$ , соответствующих значений коэффициента передачи  $L_z$ ,  $L_{z}$  и промежуточной частоты  $f_{prom}$ ,  $f_{=prom}$ , значения погрешности приближённых вычислений приведены в таблице.

n <sub>max</sub>	1	2	3	4
$x_z$	0,9132	0,8553	0,7974	0,7396
$X_{=z}$	0,9215	0,859	0,8009	0,7428
$\Delta x_{zerk} = x_z - x_{=z}$	-0,0083	-0,0037	-0,0035	-0,0032
$\Delta x_{zerk} = \frac{\Delta x_{zerk}}{x_{zerk}} 100, \%$	-0,9	-0,431	-0,437	-0,431

## Оценка погрешности приближённого расчёта коэффициента передачи и промежуточной частоты

		1		1
$f_{prom},$ МГц	434	723	1013	1302
$f_{=prom} = f_c \frac{1 - x_{=zerk}}{2}, M \Gamma$ ц	392,5	705	995,5	1286
$\Delta f_{prom} = f_{prom} - f_{=prom}$	41,5	18	17,5	16
$\Delta f_{prom} = \frac{\Delta f_{prom}}{f_{=prom}} 100, \%$	10,57	2,55	1,76	1,24
$L_{zerk}$ , дБ	-17,9	-26,68	-32,98	-37,96
$L_{=zerk},$ дБ	-15,81	-25,93	-32,52	-37,71
<i>L<sub>zerk</sub>-L<sub>=zerk</sub></i> , дБ	-2,09	-0,75	-0,46	-0,25
$\Delta L_{zerk} = \frac{\Delta L_{zerk}}{L_{zerk}} 100, \%$	13,2	2,89	1,41	0,66

Результаты приближённого и точного расчётов при рекомендуемом числе всплесков  $n_{\max} \ge 2, 3...$  различаются на доли и единицы процентов, что позволяет считать приближение  $\Theta = (2n_{\max} + 1)\pi$  достоверным для практических приложений.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

#### МЕТОДИКА РАСЧЕТА СЕКЦИИ ЦЗУ С ПОДАВЛЕНИЕМ ЗЕРКАЛЬНОГО КАНАЛА

Расчёт основывается на требованиях к исходным и результирующим конструктивно-электрическим параметрам ЦЗУ.

К исходным параметрам относятся центральная частота  $f_0$ , длина ламелей *l*, зазор между ламелями *d*, характеристическое сопротивление резонатора  $\rho_0$ , сопротивление внешней нагрузки резонатора.

К результирующим – минимально допустимые значения ширины полосы пропускания  $\Delta F$  и глубины подавления зеркального канала  $L_{zerk}$ ; максимально допустимые значения тока пучка  $I_0$  и КСВН  $\sigma_{max}$ ; интервал значений центральной частоты промежуточного сигнала  $f_{mom}$ .

При расчёте параметров учитывались требования к промежуточной частоте либо к ширине полосы пропускания. Величина второго параметра в ходе расчёта определяется значениями тока пучка  $I_0$ , допустимого КСВН  $\sigma_{max}$ , коэффициента передачи сигналов зеркального канала  $L_{zerk}$  а также номером всплеска  $n_{max}$  либо провала  $n_{min}$ .

#### 1. Этапы расчёта

Применительно к опорному параметру – промежуточной частоте  $f_{prom}$  либо ширине полосы частот  $\Delta F$  – для ряда всплесков  $n_{max}$  и провалов  $n_{min}$  частотной характеристики определяются следующие параметры:

– коэффициенты α и δ, как функции ширины полосы пропускания и промежуточной частоты;

– напряжение ускорения  $V_0$  и ток пучка  $I_0$ , резонансное сопротивление  $R_c$ ;

– коэффициент передачи L<sub>zerk</sub> на центральной частоте зеркального канала (для режима в области всплеска);

– ширина полосы пропускания  $\Delta F$  (при опоре на значение промежуточной частоты  $f_{prom}$ ) либо значение промежуточной частоты  $f_{prom}$  (при опоре на величину полосы пропускания  $\Delta F$ ).

Для выбранного комплекса параметров вычисляются АЧХ коэффициента передачи и степень подавления зеркального канала в границах полосы  $f_{0zerk} \pm \Delta F/2$ .

#### 2. Расчёт параметров ЦЗУ на основе ширины полосы пропускания $\Delta F$

$$V_0 = 7, 2 \cdot 10^{-14} \left(\frac{l\Delta F}{\alpha}\right)^2,$$
 (2II.1)

$$I_0 = 9,167 \cdot 10^{-14} \frac{d^2}{\alpha^2 \delta \rho_v} \frac{\Delta F^3}{f_c},$$
(2II.2)

$$R_c = 2\pi\delta\rho_v \frac{f_c}{\Delta F}.$$
(2II.3)

Для зеркального канала в области всплеска характеристики передачи:

$$\alpha = \frac{2n_{\max} + 1}{8\pi} \frac{\Delta F}{f_{prom}}, \ \alpha \le \alpha(\sigma_{\max}), \ \sigma = f(\alpha), \ \delta = f(\alpha),$$
(2II.4)

$$f_{prom} = \frac{2n_{\max} + 1}{8\pi\alpha} \Delta F, \qquad (2\Pi.5)$$

$$L_{0zerk} = 10\log \frac{\frac{1}{\sigma_{\max}} \frac{16x_{0z}}{(2n_{\max}+1)^2 \pi^2}}{\left[\frac{1}{\sigma_{\max}} + \frac{4x_{0z}}{(2n_{\max}+1)^2 \pi^2}\right]^2 + \left[2\pi\delta \frac{f_c}{\Delta F} \left(x_{0z} - \frac{1}{x_{0z}}\right) - \frac{2x_{0z}}{(2n_{\max}+1)\pi}\right]^2},$$
(2II.6)

$$x_{0z} = 1 - \frac{2f_{prom}}{f_c} = 1 - \frac{2n_{\max} + 1}{4\pi\alpha} \frac{\Delta F}{f_c}.$$
 (2II.7)

Для зеркального канала в области провала характеристики передачи:

$$\alpha = \frac{n_{\min}}{4\pi} \frac{\Delta F}{f_{prom}}, \alpha \le \alpha(\sigma_{\max}), \sigma = f(\alpha), \ \delta = f(\alpha), \tag{2II.8}$$

$$f_{prom} = \frac{n_{\min}}{4\pi\alpha} \Delta F.$$
(2Π.9)

#### 3. Расчёт параметров ЦЗУ на основе промежуточной частоты $f_{prom}$

Для зеркального канала в области всплеска характеристики передачи:

$$\alpha = \frac{2n_{\max} + 1}{8\pi} \frac{\Delta F}{f_{prom}}, \ \alpha \le \alpha(\sigma_{\max}), \ \sigma = f(\alpha), \ \delta = f(\alpha),$$
(2II.10)

$$V_0 = 4.5479 \cdot 10^{-11} \left( \frac{l f_{prom}}{2n_{\text{max}} + 1} \right)^2, \qquad (2\Pi.11)$$

$$R_{c} = \frac{\delta}{4\alpha} \rho_{\nu} \frac{f_{c}}{f_{prom}} (2n_{\max} + 1), \qquad (2\Pi.12)$$

$$I_0 = 1,455 \cdot 10^{-9} \frac{\alpha}{\delta} \frac{d^2}{\rho_v f_c} \left(\frac{f_{prom}}{2n_{\max} + 1}\right)^3,$$
(2II.13)

$$\Delta F = 8\pi\alpha \frac{f_{prom}}{2n_{\max} + 1},\tag{2\Pi.14}$$

#### ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 4(523), 2014

6 1

$$L_{zerk}(x_{0z}) = 10 \log \frac{\frac{1}{\sigma} \frac{16x_{0z}}{(2n_{max} + 1)^2 \pi^2}}{\left[\frac{1}{\sigma} + \frac{4x_{0z}}{(2n_{max} + 1)^2 \pi^2}\right]^2 + \left[2\pi\delta \frac{f_c}{\Delta F} \left(x_{0z} - \frac{1}{x_{0z}}\right) - \frac{2x_{0z}}{(2n_{max} + 1)\pi}\right]^2},$$
(2II.15)

$$x_{z} = 1 - \frac{2f_{prom}}{f_{c}}.$$
(2II.16)

Для зеркального канала в области провала характеристики передачи:

$$\alpha = \frac{n_{\min}}{4\pi} \frac{\Delta F}{f_{prom}}, \quad \alpha \le \alpha(\sigma_{\max}), \quad \sigma = f(\alpha), \quad \delta = f(\alpha), \quad (2\Pi.17)$$

$$V_0 = 1,137 \cdot 10^{-11} \left(\frac{lf_{prom}}{n_{\min}}\right)^2,$$
 (2II.18)

$$R_c = n_{\min} \frac{\delta}{\alpha} \rho_v \frac{f_c}{2f_{prom}},$$
(2II.19)

$$I_0 = 1,8195 \cdot 10^{-10} \frac{\alpha}{\delta} \frac{d^2}{n_{\min}^3} \frac{f_{prom}^3}{\rho_v f_c},$$
(2II.20)

$$\Delta F = \frac{4\pi\alpha}{n_{\min}} f_{prom},$$
(2II.21)

$$L_{zerk}(x) = 10\log\left(1 - \frac{A+B}{B+C}\right), \qquad (2\Pi.22)$$

где

$$A = \left(2\sigma x \frac{1 - \cos(\Theta)}{\Theta^2} - 1\right)^2, \quad B = \left(\frac{2\sigma x \left(\Theta - \sin(\Theta)\right)}{\Theta^2} - \frac{R_c \sigma}{\rho_v} \left(x - \frac{1}{x}\right)\right)^2, \quad C = \left(2\sigma x \frac{1 - \cos(\Theta)}{\Theta^2} + 1\right)^2; \quad (2\Pi.23)$$

$$\Theta = 2\pi N(x-1) = 2\pi \cdot 1,686 \cdot 10^{-6} \frac{lf_c}{V_0^{0.5}}(x-1)$$
(2II.24)

- угол пролёта;

$$\frac{R_c \sigma_{\max}}{\rho_v} = 2\pi \delta \sigma_{\max} \frac{f_c}{\Delta F}; \qquad (2\Pi.25)$$

$$x = f/f_c \tag{2\Pi.26}$$

- относительная частота.

.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Будзинский, Ю. А. Расчёт рабочей полосы частот циклотронного защитного устройства / Ю. А. Будзинский, С. В. Быковский, В. Г. Калина // Электронная техника. Сер.1. СВЧ техника. – 2010. – Вып. 1 (504). – С. 70–87.

2. Ванке, В. А. Сверхмалошумящие усилители циклотронных волн / В. А. Ванке, В. М. Лопухин, В. Л. Саввин // УФН. – 1969. – Т. 99, вып. 4. – С. 545–569.

3. **Калина, В. Г.** Расчёт циклотронного защитного устройства по модели полосового фильтра / В. Г. Калина, Ю. А. Будзинский, С. В. Быковский // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2014. – Вып. 1 (520). – С.19–38.

Статья поступила 6 ноября 2014 г.

6 2

УДК 621.385.6

#### РАСЧЕТ ЦИКЛОТРОННЫХ ЗАЩИТНЫХ УСТРОЙСТВ НА ОСНОВЕ КОНТРОЛЬНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ В. Г. Калина

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

Светлой памяти любимой жены Людмилы Васильевны.

Спасибо тебе за дочь, за всестороннюю поддержку, за жизненную мудрость и терпение, за вместе пройденные шестьдесят пять лет

Предложен простой экспериментально-аналитический метод расчёта параметров циклотронных защитных устройств (ЦЗУ) на соответствие поставленным требованиям. Основные электрические параметры ЦЗУ – ширина полосы пропускания по критерию максимально допустимого КСВН, напряжение ускорения и ток пучка – определяются на основе двух экспериментально установленных величин: сопротивления нагрузки и характеристического сопротивления резонатора. Результаты расчёта определяют направления необходимых корректировок и численные значения конструктивных параметров ЦЗУ – размеров ламелей, резонатора, устройства связи с внешней цепью, что позволяет уменьшить число этапов макетирования. Расчёт ширины полосы, измеряемого тока и действующего напряжения ускорения пучка соответствует реальным условиям взаимодействия резонатора с электронным пучком, с учётом коэффициента использования тока пучка, контактной разницы потенциалов катода и ламелей, неоднородности электрического поля ламелей и статического магнитного поля.

# КС: <u>циклотронное защитное устройство</u>, экспериментально-аналитический метод расчёта, <u>параметры</u>, <u>требования</u>

A simple experimental-analytical method of calculating parameters of cyclotron protective devices (CPD) was suggested for compliance with the requirements. The main electric CPD parameters are as follows: pass bandwidth is according to criterion of maximally allowable VSWR, acceleration voltage and beam current are defined on the basis of two experimentally set values: load resistance and resonator characteristic impedance. The results of calculation define the direction of necessary corrections and numerical values of CPD design parameters: sizes of lamels, resonator, connection node of communication with external circuit which allow to decrease the number of prototyping steps. The results of calculating bandwidth, measured current and active voltage of beam acceleration correspond to real conditions of interaction of resonator and electron beam taking into consideration the use factor of beam current, contact difference of cathode and lamel potentials, spatial heterogeneity of lamels electric field and static magnetic field.

Keywords: cyclotron protective device, experimental-analytical calculation method, parameters, requirements

#### 1. ВВЕДЕНИЕ

В современных РЛС востребована защита приёмных устройств от высокого уровня СВЧмощности на основе приборов с циклотронными колебаниями электронного пучка.

Циклотронные защитные устройства (ЦЗУ) отличаются уникально малым временем восстановления, высоким уровнем допустимой мощности, малыми потерями сигнала и малым уровнем шумов, что позволяет достичь как большой дальности действия РЛС, так и работы с целями на предельно близких дистанциях.

Инженерный расчёт ЦЗУ на основе теории фильтров [1...4] позволяет наглядно определить связь конструктивных и электрических параметров циклотронного устройства, направленно варьируя методику построения приборов.

Точность расчёта при этом зависит от погрешностей определения элементов аналитической модели ЦЗУ, как полосового фильтра [1]:

 измеренное значение тока электронного пучка может превышать действующее значение тока между ламелями;

 измеренное напряжение ускорения отличается от действующего значения на величину контактной разницы потенциалов между эмитирующим покрытием катода и поверхностью металла в зазоре между ламелями;

 переменное электрическое поле между ламелями резонатора отличается от принятой в расчёте структуры поля идеального конденсатора;

 индукция постоянного магнитного поля не строго однородна на протяжении длины ламели.

По данным измерений параметров серийных образцов ЦЗУ в диапазоне частот 3...10,5 ГГц погрешность инженерного расчёта ширины полосы пропускания составляет 4...11% [1].

На этапе проектирования погрешность элементов модели и расчёта параметров ЦЗУ во многом определяется, помимо вышеназванных факторов, приближённостью оценки коэффициента связи резонатора с внешней цепью и характеристического сопротивления резонатора, как функции размеров ламелей, варьируемых в ходе проектирования.

Отметим, что конструктивные и электрические параметры ЦЗУ многозначно связаны. Так, важнейший параметр – ширина полосы пропускания существенно зависит от величины зазора между ламелями резонатора. При этом величина зазора определяет как частоту настройки, так и характеристическое сопротивление резонатора, устанавливая этим требования к связи резонатора с внешними цепями и величине тока электронного пучка.

В результате необходимые значения сопротивления резонатора, и коэффициента связи с внешней нагрузкой, и основных электрических параметров подбираются в основном путём опробования макетов ЦЗУ, с экспериментальным выбором оптимального электрического режима.

В условиях множественности разработок ЦЗУ, погрешности определения элементов аналитической модели и громоздкости многоступенчатого макетирования востребованы методики ускоренного расчёта конструктивно-электрических параметров макетов ЦЗУ на основе экспериментальных данных.

Ниже представлен простой экспериментально-аналитический метод расчёта параметров секций ЦЗУ, дополняющий существующую теорию инженерного расчёта.

#### 2. РАССМАТРИВАЕМАЯ МОДЕЛЬ

Секция ЦЗУ, как объёмный резонатор, который нагружен внешней цепью и электронным пучком с циклотронными колебаниями, представлена моделью двухзвенного полосового фильтра [1]. Расчёт такой модели опирается на величину характеристического сопротивления объёмного резонатора [3].

Представленный ниже расчёт включает в себя также второй опорный параметр – приведенное к резонатору сопротивление внешней цепи. Значения обоих параметров для конкретных макетов ЦЗУ предлагается определять экспериментально, чтобы исключить погрешность определения элементов аналитической модели ЦЗУ.

Расчёт характеристик модели на основе двух достоверно известных опорных параметров по методике [3] позволяет оценить соответствие макета требованиям к электрическим и конструктивным параметрам ЦЗУ, а также установить направления корректировок, уменьшая количество этапов макетирования.

Резонатор секции ЦЗУ и циклотронные колебания пучка рассматриваемой модели настроены на центральную частоту  $f_0$  заданной полосы частот.

СВЧ-тракт, нагружающий секцию, принят электрически гладким в полосе пропускания.

К исходным данным конструкции резонатора относятся длина ламелей *l* и зазор *d* между ними.

В ходе расчётов определяется комплекс параметров макета секции ЦЗУ: сопротивление нагрузки резонатора, характеристическое сопротивление резонатора, размеры ламелей, достижимая ширина полосы пропускания по критерию максимально допустимого КСВН, необходимый электрический режим.

#### 3. МЕТОДИКА РАСЧЕТА

**3.1.** Напряжение ускорения  $V_{_{\rm H3M}}$ , определяемое вольтметром измерительного стенда, отличается, как известно, от действующего на пучок напряжения  $V_0$  на величину контактной разности потенциалов  $V_{_{\rm KOHT}}$  между эмитирующим покрытием катода и поверхностью металла ламелей [1]:

$$V_{\mu_{3M}} = V_0 - V_{KOHT}, \ V_{KOHT} < 0, \ V_{\mu_{3M}} > V_0.$$
(1)

Величина  $V_{\text{конт}}$  может быть определена по результатам измерений напряжения ускорения  $V_{\text{изм}}$  и тока пучка  $I_{0\text{изм}}$  при двух вариантах настройки циклотронных колебаний, которые характеризуются различной шириной частотной характеристики коэффициента отражения от секции ЦЗУ. В обоих случаях частотная характеристика имеет *V*-образную форму, при этом минимум КСВН ( $\sigma_0 = 1, 0...1, 3$ ) соответствует частоте резонанса  $f_0$ , а значение минимума одинаково для обеих настроек.

Результат измерения контактной разницы потенциалов  $V_{\text{конт}}$  не зависит от коэффициента использования тока пучка и определяется выражением:

$$V_{\text{конт}} = \frac{V_{\text{изм1}}I_{2\text{изм}} - V_{\text{изм2}}I_{1\text{изм}}}{I_{1\text{изм}} - I_{2\text{изм}}} = \frac{V_{\text{изм1}}\frac{I_2}{\Psi} - V_{\text{изм2}}\frac{I_1}{\Psi}}{\frac{I_1}{\Psi} - \frac{I_2}{\Psi}} = \frac{V_{\text{изм1}}I_2 - V_{\text{изм2}}I_1}{I_1 - I_2},$$
(2)

где  $I_{_{\rm H3M}} = I/\psi$  – измеряемый ток пучка;  $\psi < 1$  – коэффициент использования подаваемого к ламелям тока пучка  $I_{_{\rm H3M}}$ ; I – действующее значение тока пучка.

**3.2.** Внешний СВЧ-тракт нагружает резонатор через цепи связи. Величина сопротивления  $R_{L_{\rm ИЗМ}}$ , нагружающего резонатор, с точностью до коэффициента  $\psi$  и небольшой погрешности за счёт неучтённых потерь в высокодобротном резонаторе определяется соотношением [1]:

$$R_{L_{\rm H3M}} = R_{\rm H3M} \,/\, \sigma_0, \tag{3}$$

#### ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 4(523), 2014

65

где  $R_{_{H3M}} = 8(V_0 / I_{_{H3M}})(d/l)^2$  – сопротивление электронного пучка на частоте резонанса  $f_0$  при частотной характеристике V-образной формы ( $R_{_{LH3M}} < R_{_{H3M}}$ );  $\sigma_0 = 1, 0...1, 3$  – значение минимума КСВН на частоте резонанса  $f_0$ ;  $I_{_{H3M}}$  – измеряемый ток пучка;  $V_0$  – действующее значение напряжения ускорения пучка.

**3.3.** Характеристическое сопротивление объёмного резонатора, согласно структурной схеме двухзвенного фильтра [3], может быть определено выражением для работы с программируемым калькулятором:

$$\rho_{\nu} = \frac{-B + \sqrt{B^2 - AC}}{A},\tag{4}$$

где  $A = g^2 (h^2 + k^2) - l^2 - k^2$ ;  $B = g^2 (km - hn) - ln + km$ ;  $C = (g^2 - 1)(n^2 + m^2)$ ; h = s + 1; k = sqp; l = s - 1; m = srp;  $n = srp^2q$ .

Здесь  $r = R_{L_{H3M}}$ ;  $q = Q_c = 1,686 \cdot 10^{-6} (lf_0 / V_0^{0.5}) - добротность циклотронных колебаний; <math>p = x - (1/x)$ ;  $x = f / f_0 < 1$  – относительная частота сигнала, при которой значение модуля коэффициента отражения от секции ЦЗУ выбрано равным 0,25...0,4 в пределах низкочастотной части резонансной кривой *V*-образной формы при минимуме КСВН на частоте резонанса  $s = \sigma_0 = R_{_{H3M}}/R_{_{LH3M}} \ge 1,0...1,5$ .

**3.4.** Ширина полосы пропускания секции ЦЗУ при пульсирующей характеристике *W*-образной формы, характерной для двухзвенной фильтрующей системы по Чебышеву с минимальными значениями КСВН, равными 1, согласно формуле (5а) работы [3], определяется выражениями:

$$\Delta F = 2\pi f_0 \delta \frac{\rho_{vol}}{R_{_{\rm HSM}}} = 2\pi f_0 \delta \sigma_{_{\rm max}} \frac{\rho_{vol}}{R_{_{L HSM}}} = a_1 f_0 \frac{\rho_{vol}}{R_{_{L HSM}}},\tag{5}$$

где  $a_1 = 2\pi\delta\sigma_{\text{max}}$ .

Ширина полосы  $\Delta F$  может быть также найдена исходя из определения  $R_{_{\rm ИЗМ}}$  и формулы (11) из работы [3]:

$$\Delta F = 1,318 \cdot 10^6 \frac{\alpha}{d} \left( \frac{I_{0_{\text{HMM}}} R_{L_{\text{HMM}}}}{\sigma_{\text{max}}} \right)^{0,5}, \tag{5a}$$

из чего следует, что результат расчёта  $\Delta F$  не зависит от коэффициента  $\psi$ .

Коэффициенты  $a_1$ ,  $\alpha$ ,  $\delta$  в формулах (5) определяются значением КСВН  $\sigma_{\max}$  на центральной частоте  $f_0$  и на границах полосы пропускания (см. таблицу, а также табл. 1 в работе [3]).

Нормированные зависимости ширины полосы от сопротивлений нагрузки  $R_{_{Lизм}}$  и объёмного резонатора  $\rho_{_{vol}}$  двухзвенной фильтрующей системы ЦЗУ показаны на рис. 1.



# Нормирующий коэффициент *а*1

<i>a</i> <sup>1</sup>	0,44889	0,53931	0,6016	0,65082	0,6918	0,72851	0,76093	0,79046	0,81769	0,84305	0,866866	0,88934	0,91068	0,93104	0,95053	0,969224	0,98727	1,0047
КСВН	1,1007	1,1454	1,1809	1,2118	1,2396	1,2654	1,2895	1,3124	1,3343	1,3554	1,3757	1,3955	1,4147	1,4334	1,4517	1,4697	1,4834	1,5047
$-\Delta S_{21},$ $\mu B$	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09	0,1	0,11	0,12	0,13	0,14	0,15	0,16	0,17	0,18

Расчет циклотронных защитных устройств на основе контрольных измерений

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 4(523), 2014

**3.5.** Действующее напряжение ускорения  $V_0$  при характеристике *W*-образной формы (см. п. 3.4), согласно формулам (11) и (4а) работы [3] и результатам измерения сопротивления  $R_{L_{ИЗМ}}$  по п. 3.2, определяется выражениями:

$$V_{0} = 2,843 \cdot 10^{-12} \left( \frac{\delta}{\alpha} \frac{l\rho_{vol} f_{0}}{R_{_{\rm H3M}}} \right)^{2} = 2,843 \cdot 10^{-12} \left( \frac{\delta}{\alpha} \frac{l\rho_{vol} f_{0} \sigma_{_{\rm max}}}{R_{_{L_{\rm H3M}}}} \right)^{2} = a_{2} \left( lf_{0} \right)^{2} \left( \frac{\rho_{vol}}{R_{_{L_{\rm H3M}}}} \right)^{2}, \tag{6}$$

где  $a_2 = 2,843 \cdot 10^{-12} \left(\frac{\delta}{\alpha} \sigma_{\text{max}}\right)^2 = 2,843 \cdot 10^{-12}.$ 

Напряжение ускорения  $V_0$  может быть также определено исходя из выражения для  $R_{_{\rm H3M}}$  и формулы (11) работы [3]:

$$V_{0} = 7, 2 \cdot 10^{-14} \left(\frac{l\Delta F}{\alpha}\right)^{2} = \frac{1}{8} \left(\frac{l}{d}\right)^{2} \frac{I_{0\mu_{3M}}R_{L\mu_{3M}}}{\sigma_{max}},$$
(6a)

из чего следует, что результат расчёта  $V_0$  не зависит от коэффициента  $\psi$ .

Нормированные зависимости напряжения ускорения  $V_0$  от сопротивлений нагрузки  $R_{L_{H3M}}$  и объёмного резонатора  $\rho_{vol}$  двухзвенной фильтрующей системы показаны на рис. 2.



двухзвенной фильтрующей системы ЦЗУ

3.6. Величина измеряемого напряжения определяется выражением (1).

**3.7.** Измеряемый ток пучка *I*<sub>0изм</sub> при *W*-образной характеристике (см. п. 3.4), согласно [3], определяется выражением:

$$I_{0_{\rm H3M}} = 2,266 \cdot 10^{-11} \left(\frac{\delta}{\alpha} df_0 \rho_{vol}\right)^2 \cdot \left(\frac{\sigma_{\rm max}}{R_{L_{\rm H3M}}}\right)^3 = 2,266 \cdot 10^{-11} \sigma_{\rm max} \left(df_0\right)^2 \frac{\rho_{vol}^2}{R_{L_{\rm H3M}}^3} = a_3 \left(df_0\right)^2 \frac{\rho_{vol}^2}{R_{L_{\rm H3M}}^3}, \quad (7)$$

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 4(523), 2014

где  $a_3 = 2,266 \cdot 10^{-11} \sigma_{\text{max}}$ , либо

$$I_{0_{\text{ИЗM}}} = 8V_0 \frac{\sigma_{\text{max}}}{R_{L_{\text{ИЗM}}}} \left(\frac{d}{l}\right)^2 = 5,761 \cdot 10^{-13} \frac{\sigma_{\text{max}}}{R_{L_{\text{ИЗM}}}} \left(\frac{d\Delta F}{\alpha}\right)^2.$$
(7a)

Нормированные зависимости тока пучка  $I_0$  от сопротивлений нагрузки  $R_{L_{\rm ИЗM}}$  и объёмного резонатора  $\rho_{vol}$  двухзвенной фильтрующей системы ЦЗУ показаны на рис. 3.



Рис. 3. Зависимость нормированного тока пучка  $I_0$  от сопротивлений нагрузки  $R_{L_{H3M}}$  и объёмного резонатора  $\rho_{vol}$  двухзвенной фильтрующей системы ЦЗУ

**3.8.** Характеристическое сопротивление  $\rho_c$  контура, моделирующего циклотронные колебания пучка электронов [3], определяется выражением:

$$\rho_{c} = 1,3489 \cdot 10^{-5} \frac{d^{2} f_{0} V_{0}^{0,5}}{I_{0} l} = \frac{\alpha}{\delta} \left( \frac{R_{L \text{HMM}}}{\sigma_{\text{max}}} \right)^{2} \frac{1}{\rho_{vol}} = \frac{1}{\sigma_{\text{max}}} \frac{R_{L \text{HMM}}^{2}}{\rho_{vol}}.$$
(8)

Величина  $\rho_c$ , как функции  $R_{L_{H3M}}$ , зависит от коэффициента  $\psi$  и потерь в резонаторе.

Зависимости характеристического сопротивления  $\rho_c$  от сопротивлений нагрузки  $R_{L_{H3M}}$  и объёмного резонатора  $\rho_{vol}$  для двухзвенной фильтрующей системы по Чебышеву показаны на рис. 4.

**3.9.** В частном случае, когда наибольшее значение коэффициента стоячей волны σ<sub>max</sub> = 1,45 и коэффициенты расчёта элементов двухзвенного фильтра составляют α = 0,151284, δ = 0,10421, см. [3], выражения для ширины полосы, действующего напряжения ускорения, измеряемого тока пучка имеют вид:

$$\Delta F = 0,9505 f_0 \frac{\rho_{vol}}{R_{L_{H3M}}}, \quad V_0 = 2,843 \cdot 10^{-12} \left(\frac{l\rho_{vol}f_0}{R_{L_{H3M}}}\right)^2, \tag{9}$$

$$I_{0_{\text{ИЗM}}} = 3,29 \cdot 10^{-11} \left( df_0 \rho_{vol} \right)^2 \cdot \left( \frac{1}{R_{L_{\text{ИЗM}}}} \right)^3.$$
(10)

69



Рис.4. Зависимость нормированного характеристического сопротивления ρ<sub>c</sub> последовательного контура модели циклотронных колебаний от сопротивлений нагрузки R<sub>Lизм</sub> и объёмного резонатора ρ<sub>vol</sub> двухзвенной фильтрующей системы

**3.10.** Расчёт параметров ЦЗУ на основе измерений сопротивления нагрузки и объёмного резонатора применим к трёхзвенной модели.

Построение ЦЗУ, как симметричного трёхзвенного фильтра, на основе двухзвенной модели сопровождается увеличением резонансного сопротивления пучка с циклотронными колебаниями до величины сопротивления нагрузки. Соответственно возрастает характеристическое сопротивление циклотронных колебаний пучка – характеристические сопротивления контуров первой и третьей секций рассматриваемого трёхзвенного фильтра одинаковы [3].

Значения сопротивлений нагрузки и резонатора, контактной разницы потенциалов устанавливаются при отключенном третьем звене фильтра, внешнем резонаторе ЦЗУ. Коэффициенты  $\alpha$  и  $\delta$  расчёта элементов трёхзвенного фильтра соответствуют выбранному значению  $\sigma_{max}$ (табл. 1 в работе [3]).

Ширина полосы, напряжение ускорения, ток пучка и характеристическое сопротивление первого и третьего звеньев ЦЗУ по системе трёхзвенного полосового фильтра, как функции сопротивлений  $R_{Lusm}$  и  $\rho_{vol}$ , определяются выражениями:

$$\Delta F = 2\pi f_0 \delta \frac{\rho_{vol}}{R_{L \mu s m}} = b_1 f_0 \frac{\rho_{vol}}{R_{L \mu s m}},\tag{11}$$

$$V_{0} = 2,843 \cdot 10^{-12} \left( \frac{\delta}{\alpha} \frac{l \rho_{vol} f_{0}}{R_{L_{HSM}}} \right)^{2} = b_{2} \left( l f_{0} \right)^{2} \left( \frac{\rho_{vol}}{R_{L_{HSM}}} \right)^{2},$$
(12)

$$I_{0_{\text{HSM}}} = 2,274 \cdot 10^{-11} \left(\frac{\delta}{\alpha} df_0 \rho_{vol}\right)^2 \cdot \left(\frac{1}{R_{L_{\text{HSM}}}}\right)^3 = b_3 \left(df_0\right)^2 \frac{\rho_{vol}^2}{R_{L_{\text{HSM}}}^3},$$
(13)

$$\rho_c = \frac{\alpha}{\delta} \frac{R_{L_{\text{H3M}}}^2}{\rho_{vol}},\tag{14}$$
где  $b_1 = 2\pi\delta; \ b_2 = 2,843 \cdot 10^{-12} \left(\frac{\delta}{\alpha}\right)^2; \ b_3 = 2,274 \cdot 10^{-11} \left(\frac{\delta}{\alpha}\right)^2;$  значения  $\delta$  и  $\delta/\alpha$ , как функции от величины КСВН  $\sigma_{\max}$  трехзвенного фильтра, приведены в работе [3].

Ширина полосы  $\Delta F$ , действующее напряжение ускорения  $V_0$ , измеряемый ток пучка  $I_{0_{H3M}}$  и характеристическое сопротивление первого и третьего звеньев  $\rho_c$  ЦЗУ по модели трёхзвенного фильтра могут быть определены с помощью графиков рис. 1...4 при замене нормирующего параметра:  $\alpha_1 \rightarrow \delta_1$ ,  $\alpha_2 \rightarrow \delta_2$ ,  $\alpha_3 \rightarrow \delta_3$ ,  $\sigma_{max} \rightarrow \delta/\alpha$ .

В частном случае, когда наибольшее значение КСВН  $\sigma_{max} = 1,45$  и коэффициенты расчёта элементов трёхзвенного фильтра составляют  $\alpha = 0,181397$ ,  $\delta = 0,1837606$ , выражения для ширины полосы, действующего напряжения ускорения, измеряемого тока пучка, характеристического сопротивления первого и третьего звеньев имеют вид:

$$\Delta F = 1,1546 f_0 \frac{\rho_{vol}}{R_{L_{\rm HM}}},$$
(15)

$$V_0 = 2,918 \cdot 10^{-12} \left( \frac{l \rho_{vol} f_0}{R_{L_{\text{HMM}}}} \right)^2, \qquad (16)$$

$$I_{0_{\rm H3M}} = 2,334 \cdot 10^{-11} \left( df_0 \rho_{vol} \right)^2 \cdot \left( \frac{1}{R_{L_{\rm H3M}}} \right)^3, \tag{17}$$

$$\rho_c = 0,987 \frac{R_{L^{H3M}}^2}{\rho_{vol}}.$$
(18)

### 3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные электрические параметры ЦЗУ – ширина полосы пропускания, измеряемый ток пучка, действующее напряжение ускорения – в рамках методики определены для реальных условий взаимодействия резонатора с электронным пучком, с учётом коэффициента использования тока пучка  $\psi$ , контактной разницы потенциалов  $V_{\text{конт}}$ , неоднородности статического магнитного поля и электрического поля ламелей, потерь в резонаторе.

Расчёт ЦЗУ на основе экспериментально установленных значений сопротивления нагрузки и характеристического сопротивления резонатора даёт возможность определить направления необходимой коррекции конструктивно-электрических параметров макета ЦЗУ и численные значения корректируемых элементов, позволяя сократить число этапов макетирования.

Выражаю признательность ведущим разработчикам Ю. А. Будзинскому и С. В. Быковскому за доброжелательные консультации по принципам действия и конструкциям ЦЗУ, за внимание к работе и рекомендации по её представлению к печати.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Будзинский, Ю. А. Расчёт рабочей полосы частот циклотронного защитного устройства / Ю. А. Будзинский, С. В. Быковский, В. Г. Калина // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2010. – Вып. 1 (504). – С. 70–87.

2. Калина, В. Г. Моделирование СВЧ циклотронного защитного устройства как трёхзвенного фильтра / В. Г. Калина, Ю. А. Будзинский, С. В. Быковский // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2010. – Вып. 4 (507). – С. 3–15.

3. **Калина, В. Г.** Расчёт циклотронного защитного устройства по модели полосового фильтра / В. Г. Калина, Ю. А. Будзинский, С. В. Быковский // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2010. – Вып. 1 (510). – С. 19–38.

4. **Калина, В. Г.** Расчёт циклотронного защитного устройства с подавлением зеркального канала / В. Г. Калина, Ю. А. Будзинский, С. В. Быковский // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2014. – Вып. 4 (523). – С. 48–62.

Статья поступила 16 ноября 2014 г., после переработки – 6 декабря 2014 г.

## 💳 НОВЫЕ КНИГИ 🚞

## ТОПИЛЬСКИЙ В.Б. Схемотехника аналого-цифровых преобразователей. Учебное издание. – М.: Техносфера, 2014. – 288 с.: ил.

В учебном пособии, состоящем из двух частей, рассматриваются схемотехника аналого-цифровых преобразователей электрических величин для систем сбора данных и схемотехника аналого-цифровых преобразователей перемещений (преобразователи линейных и угловых перемещений, построенные на различных физических принципах) для информационно-управляющих систем.

Пособие может быть рекомендовано при изучении смежных дисциплин в области промышленной автоматики, робототехники, приборостроения, электротехники и радиоэлектроники. Книга может быть полезна не только студентам и аспирантам, но и специалистам, так как она соответствует современному уровню развития техники. УДК 669.018:621.385.6

## РАЗРАБОТКА ТЕХНОЛОГИИ ПРОИЗВОДСТВА КАТОДНЫХ СПЛАВОВ НА ОСНОВЕ МЕТАЛЛОВ ПЛАТИНОВОЙ ГРУППЫ ДЛЯ МОЩНЫХ ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫХ СВЧ-ПРИБОРОВ

## А. Н. Пашков, Ю. В. Романова, Р. Н. Попов, О. В. Дубинина, М. Н. Хабачев

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

Разработана опытная технологическая схема производства катодных сплавов Pt–Ba и Pd–Ba с заданными характеристиками для мощных электровакуумных СВЧ-приборов.

КС: металлосплавные катоды, вторично-эмиссионные катоды, Pt-Ba, Pd-Ba

A pilot flowchart for production of Pt-Ba and Pd-Ba cathode alloys with preset characteristics for high-power electrovacuum microwave devices has been developed.

Keywords: metal-alloy cathodes, secondary emission cathode, Pt-Ba, Pd-Ba

Сплавы на основе металлов платиновой группы (Pt, Pd, Ir) с присадками редкоземельных (Ce, La) и щелочно-земельных (Ba, Ca и др.) металлов являются основой современных эффективных катодов – металлосплавных катодов. В настоящее время в АО «НПП «Исток» им. Шокина» ведутся работы по созданию современной технологии производства сплавов на основе таких систем, как Pt–Ba, Pd–Ba, Ir–Ce, Ir–Ce–W.

В совокупности характеристики разрабатываемых катодных материалов должны обеспечить высокую выходную мощность СВЧ-приборов (магнетронов, клистронов, ЛБВ и др. типов ЭВП), минимальное время их готовности и повышенную долговечность.

Целью представленной работы являлась разработка технологии изготовления катодных сплавов с улучшенными эксплуатационными характеристиками на основе щелочно-земельных и редкоземельных металлов для мощных электровакуумных СВЧ-приборов.

Благодаря применению электронных приборов с металлосплавными катодами, можно существенно повысить долговечность СВЧ-аппаратуры, а также создать предпосылки для разработки и создания мощных вакуумных приборов СВЧ с плотностью тока 100 А/см<sup>2</sup> и более.

Рассматриваемые системы Pd–Ba и Pt–Ba по своей структуре являются двухфазными сплавами: одна из фаз – интерметаллическое соединение (Pt<sub>5</sub>Ba, Pd<sub>5</sub>Ba), а вторая – тугоплавкий металл. Интерметаллическое соединение является источником эмиссионно-активного металла (Ba), который за счет миграции покрывает моноатомной пленкой поверхность тугоплавкого металла. Пленка Ba понижает работу выхода электронов сплава и увеличивает коэффициент вторичной электронной эмиссии [1]. Важной особенностью сплавов на основе системы Pd–Ba является улучшение эмиссионных характеристик при ионной бомбардировке, что обеспечивается конгруэнтным испарением компонентов сплава [2], не изменяющим их концентрацию на рабочей поверхности. Для синтезирования сплавов Pt–Ba, Pd–Ba могут быть использованы различные методы высокотемпературной плавки. Так как к катодным сплавам предъявляются специальные требования (повышенная чистота, стабильность состава, обрабатываемость и др.), методы плавки, используемые на крупномасштабных предприятиях цветной металлургии, для данных целей не пригодны. Необходимо использовать методы высокотемпературной плавки, обеспечивающие полноту взаимодействия компонентов в жидком состоянии, максимальную конечную плотность сплава, высокую производительность и технологичность дальнейшей обработки. Однако получение катодных сплавов с заданным составом представляет известную трудность, так как рассматриваемые сплавы состоят из компонентов с высокой степенью различия физико-химических свойств, химической активности и давления пара [3]. Поэтому для изготовления катодных сплавов наиболее приемлемым является метод дуговой плавки металла с применением специальных приемов. Плавка в индукционной печи в инертной среде может быть использована как вспомогательный способ, обеспечивающий большую производительность.

Катодные сплавы Pt–Ba, Pd–Ba для исследования синтезированы методами аргонодуговой плавки и термодеформационной обработки и получены в виде ленты толщиной 0,2 мм. Плавку исходной шихты проводили в вакуумно-дуговой печи с вольфрамовым электродом, в медном водоохлаждаемом кристаллизаторе. В качестве инертного газа был выбран Ar марки A, давление Ar при плавке составляло 0,9...1,2 атм. Защитный газ подавался после откачки рабочей камеры до остаточного давления 10<sup>-3</sup>...10<sup>-4</sup> мм рт. ст. При указанных давлениях Ar насыщение паров Ba, определяющее упругость пара сплава, в целом будет происходить при температуре, которая значительно превосходит температуру плавления Pt и Pd. Оптимальность указанного избыточного давления определяется также устойчивостью горения дуги.

В качестве исходных компонентов были использованы металлический Ва в виде кусочков с содержанием основного компонента не менее 99,9 %, Pt и Pd в виде таблеток, спрессованных из порошка с содержанием основного металла 99,8...99,9 %. Использование порошков Pt и Pd с повышенным содержанием основного компонента обусловлено тем, что к катодным материалам, как и к любому материалу, используемому в ЭВП, предъявляются повышенные требования по газосодержанию и содержанию примесей, таких, как Zn, Cu и Fe, с высокими значениями давления паров при рабочих температурах. Высокое содержание перечисленных примесей приводит к повышенному газовыделению, что нарушает вакуумный режим работы прибора и выводит его из строя.

Выплавленные слитки проверялись на содержание Ва и на равномерность распределения «второй» фазы (Pt, Pd). Равномерность распределения второй фазы контролировалась металлографическим методом, травление шлифа проводили в горячем растворе «царской» водки.

Разработанная опытная технологическая схема производства ленты из сплавов Pt–Ba и Pd–Ba, использованная в АО «НПП «Исток» им. Шокина» при исследовании возможности создания катодных сплавов на основе щелочно-земельных и редкоземельных металлов с заданными характеристиками для мощных электровакуумных СВЧ-приборов, представлена на рис. 1.



Рис. 1. Разработанная опытная технологическая схема производства ленты сплавов Pt-Ba и Pd-Ba

При разработке технологии основное внимание в экспериментальной работе было уделено изучению зависимости эмиссионных свойств от содержания активных компонентов сплавов, однородности распределения и дисперсности эмиссионно-активных составляющих сплавов. Для проверки однородности распределения основных компонентов и контроля состава в образцах катодных сплавов проведены экспериментальные исследования на аналитическом оборудовании, обеспечивающем неразрушающий контроль на основе рентгеноспектрального флуоресцентного (возбуждение и регистрация рентгеновской флуоресценции) и рентгенографического (измерение рентгеновского потока, проходящего через исследуемый образец) анализов. При использовании микроскопа в режиме элементного микроанализа его программное обеспечение позволяет изучать распределения отдельных химических элементов (рис. 2) или групп по площади объекта (элементное картирование).

Использование этих методов в качестве экспрессных методик определения однородности распределения и концентрации компонентов катодных сплавов и полупродуктов их производства дало возможность оптимизировать расход и сократить потери дорогостоящих металлов платиновой группы, а также стабилизировать эмиссионные параметры готовой продукции (таблица).



А. Н. Пашков, Ю. В. Романова, Р. Н. Попов, О. В. Дубинина, М. Н. Хабачев

Рис. 2. Распределение Ва на поверхности слитка Pt-Ва

Параметр	Значение				
	требуемое	полученное			
Сплав платина – барий					
Содержание бария, %	1,2-2,3	2,1			
Содержание углерода, %	Не более 0,04	0,004			
Максимальный коэффициент вторичной электронной эмиссии	Не менее 2,9	2,9			
Сплав палладий – барий					
Содержание бария, %	1,2-2,3	2,3			
Содержание углерода, %	Не более 0,04	0,034			
Максимальный коэффициент вторичной электронной эмиссии	Не менее 2,6	2,9			

## Целевые характеристики разрабатываемых катодных сплавов

Наиболее опасными газами для холодных катодов являются углеродсодержащие (CO, CO<sub>2</sub>, CH<sub>4</sub>), поскольку под воздействием электронной бомбардировки происходит их разложение и накопление углерода на катоде, что приводит к резкому падению вторично-электронной эмиссии. Удаление этих примесей и обеспечение увеличения коэффициента вторичной электронной эмиссии до 3,8 может быть реализовано за счет применения активных методов откачки с использованием напуска водорода [4].

Таким образом, на основе экспериментальных исследований разработаны технологические схемы, технологическая документация для производства образцов макетных катодных сплавов на основе систем Pt–Ba, Pd–Ba в виде слитков, полос и лент.

Разработаны соответствующие методики по контролю качества и стабильности эмиссионных характеристик получаемого материала.

Улучшение качества и стабильности эмиссионных характеристик катодных сплавов достигнуто за счет мелкодисперсной микроструктуры и однородного распределения активного компонента.

Получаемые металлосплавные катоды могут быть использованы в качестве эмиссионных материалов для современной вакуумной СВЧ-техники, включая магнетроны с безнакальным запуском, широкого диапазона частотно-мощностных характеристик.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Исследование и разработка катодных материалов на основе тугоплавких металлов для СВЧ-приборов: технический отчет / АО «НПП «Исток» им. Шокина»; О. В. Душина, Н. П. Есаулов, В. М. Рождественский, В. Ф. Фролова. – Фрязино, 1967. – 58 с. – № 180-3383.

2. **Ильин, В. Н.** Скорость испарения бария из сплавов Pt–Ba, Pd–Ba / В. Н. Ильин, И. Д. Калинина, А. П. Казаков, В. В. Обухов-Денисов, Т. С. Златоустовская // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1971. – Вып. 5. – С. 120.

3. Получение эмиссионных и антиэмиссионных сплавов тугоплавких металлов для применения в катодной технике: технический отчет / АО «НПП «Исток» им. Шокина»; В. М. Рождественский, О. В. Душина, Н. П. Есаулов. – Фрязино, 1969. – 49 с. – № 96-3706.

4. Дюбуа, Б. Ч. Влияние водорода на обезгаживание и активирование катодов на основе сплава палладия с барием / Б. Ч. Дюбуа, А. Я. Сытник // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1976. – Вып. 6. – С. 68.

Статья поступила 27 октября 2014 г.

# ТЕХНОЛОГИЯ И МАТЕРИАЛОВЕДЕНИЕ

УДК 621.385.6

## РАСЧЕТ И ОПТИМИЗАЦИЯ МНОГОСЕКЦИОННОГО ИНДУКТОРА ДЛЯ ИМПУЛЬСНОГО РАЗМАГНИЧИВАНИЯ (НАМАГНИЧИВАНИЯ) ВЫСОКОКОЭРЦИТИВНЫХ МАГНИТОВ

## А. М. Самылкин, А. Ю. Кивокурцев, М. Н. Аршинов

ОАО «НПП «Алмаз», г. Саратов

Предложена конструкция индуктора из нескольких секций для частичного размагничивания импульсным магнитным полем кольцевых магнитов, применяемых для фокусировки электронного потока в вакуумных СВЧ-приборах. Конструкция имеет ряд преимуществ перед традиционно используемым цилиндрическим соленоидом: паразитная радиальная составляющая поля индуктора в рабочей области в несколько раз меньше; при одинаковом значении ампер-витков осевая составляющая магнитного поля в рабочей области на 10...15 % выше; увеличивающийся от центра к периферии диаметр секций индуктора и сравнительно небольшой размер индуктора в осевом направлении представляют большие удобства при манипуляциях с магнитами. Описана методика расчета топографии магнитного поля в индукторе, а также его импульсных параметров.

*КС: импульсное магнитное поле; индуктор для создания импульсного магнитного поля; векторный магнитный потенциал; конденсаторная батарея; кольцевые высококоэрцитивные магниты с осевой намагниченностью; магнитные периодические фокусирующие системы* 

An inductor design consisting of several sections was proposed for partial demagnetizing by a pulsed magnetic field of ring-type magnets used for electron flow focusing in vacuum microwave devices. The proposed design has a set of advantages over traditionally used cylindrical solenoid: the spurious radial component of the inductor field in the operating area is several times lower; at the same value of ampere-turns, the axial component of magnetic field in the operating area is 10...15 % higher; the increasing diameter of the inductor sections from the center to periphery and comparatively small inductor size in the axial direction are more convenient when manipulating with magnets. The method of calculating topography of magnetic field in inductor and its pulse parameters are described.

Keywords: <u>pulsed magnetic field</u>; <u>inductor for creating pulsed magnetic field</u>; <u>vector magnetic potential</u>; <u>capacitors battery</u>; <u>ring-type high-coercivity magnets with axially oriented magnetization</u>;</u> <u>magnetic periodic focusing systems</u>

## 1. ВВЕДЕНИЕ

Для фокусировки электронного потока в вакуумных СВЧ-приборах типа ЛБВ используются магнитные периодические фокусирующие системы (МПФС). С целью создания необходимого распределения магнитной индукции в МПФС применяется технология ее настройки, заключа-

ющаяся в подборе намагниченности магнитов системы путем их частичного размагничивания. Для изменения намагниченности современных высококоэрцитивных магнитов, используемых в настоящее время в вакуумных СВЧ-приборах, требуются магнитные поля, измеряемые сотнями и тысячами килоампер на метр. При этом необходимо, чтобы в рабочей области, занимаемой обрабатываемым магнитом, поле индуктора было однородным и отсутствовала паразитная компонента поля. В случае использования в МПФС кольцевых магнитов с осевой намагниченностью паразитной компонентой является радиальная составляющая поля индуктора. Наличие радиальной составляющей поля индуктора может привести к появлению или увеличению (если он уже присутствует) вектора радиальной намагниченности в магнитах МПФС, что сильно затрудняет процесс ее настройки.

Если использовать цилиндрический индуктор сравнительно небольшого осевого размера ( $L \le 6R$ , R – радиус индуктора), то, как показывают расчеты, радиальная компонента на некотором удалении от плоскости симметрии соленоида (перпендикулярной к оси), а также от его оси имеет сравнительно большую величину (до 10 % от осевой компоненты). Следовательно, необходимо иметь средство для анализа топографии поля индуктора, чтобы затем пытаться снизить паразитную составляющую индукции в его рабочей области.

## 2. РАСЧЕТ ТОПОГРАФИИ ПОЛЯ ИНДУКТОРА

Можно воспользоваться формулой для магнитного векторного потенциала круговой петли с током в цилиндрической системе координат из работы [1]:

$$A_{\varphi} = \frac{\mu I}{2\pi r} \sqrt{(z_0 - z)^2 + (r_0 + r)^2} [(1 - \frac{k^2}{2})K(k^2) - E(k^2)], \qquad (1)$$

где  $k^2 = \frac{4rr_0}{(z_0 - z)^2 + (r_0 + r)^2}$ ; *К* – полный эллиптический интеграл 1-го рода; *E* – полный эл-

липтический интеграл 2-го рода;  $z_0$ ,  $r_0$  – цилиндрические координаты петли с током *I*; z, r – координаты точки наблюдения; I – ток петли.

Учитывая, что для круговой петли с током в цилиндрических координатах только составляющая  $A_{0}$  векторного потенциала отлична от нуля и при этом не зависит от азимутальной коор-

динаты (т. е.  $A_r = 0, A_z = 0, \frac{\partial A_{\phi}}{\partial \phi} = 0$ ), и принимая во внимание, что составляющие магнитного

поля круговой петли с током H, и H, связаны с векторным потенциалом выражениями

$$H_r = -\frac{\partial A_{\varphi}}{\mu \partial z}, \quad H_z = \frac{A_{\varphi}}{\mu r} + \frac{\partial A_{\varphi}}{\mu \partial r},$$

после соответствующих преобразований получим расчетные формулы для H<sub>r</sub> и H<sub>z</sub>:

$$H_{r} = \frac{I}{2\pi} \frac{(z_{0} - z)}{r\sqrt{(z_{0} - z)^{2} + (r_{0} + r)^{2}}} \left[ \frac{r_{0}^{2} + r^{2} + (z_{0} - z)^{2}}{(r_{0} - r)^{2} + (z_{0} - z)^{2}} E - K \right],$$
(2)

$$H_{z} = \frac{I}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{(z_{0} - z)^{2} + (r_{0} + r)^{2}}} \left[ \frac{r_{0}^{2} - r^{2} - (z_{0} - z)^{2}}{(r_{0} - r)^{2} + (z_{0} - z)^{2}} E + K \right].$$
(3)

79

В выражениях (1)...(3) E и K – специальные функции, таблицы которых можно найти в соответствующих справочниках (например, в [2]). Кроме того, для этих функций известны следующие аппроксимирующие выражения:

$$K = a_0 + \alpha(a_1 + \alpha(a_2 + \alpha a_3)) - \ln\alpha (b_0 + \alpha(b_1 + \alpha(b_2 + \alpha b_3))),$$
(4)

$$E = 1 + \alpha(c_1 + \alpha(c_2 + \alpha c_3)) - \ln\alpha(d_1 + \alpha(d_1 + \alpha(d_2 + \alpha d_3))),$$
(5)

где  $\alpha = 1 - k^2$ ;  $a_0 = 1,386294361$ ;  $a_1 = 0,097932891$ ;  $a_2 = 0,054544409$ ;  $a_3 = 0,032024666$ ;  $b_0 = 0,5$ ;  $b_1 = 0,124750742$ ;  $b_2 = 0,060118519$ ;  $b_3 = 0,010944912$ ;  $c_1 = 0,44479204$ ;  $c_2 = 0,085099193$ ;  $c_3 = 0,040905094$ ;  $d_1 = 0,249697949$ ;  $d_2 = 0,081502240$ ;  $d_3 = 0,01882999$ .

Сравнение значений для K и E, рассчитанных по формулам (4) и (5), с табличными значениями показало, что их относительная разница во всем диапазоне определения этих функций не превышает 10<sup>-4</sup>.

Таким образом, выражения (2)...(5) можно использовать для анализа топографии поля индуктора (соленоида), состоящего из совокупности круговых петель с током и используемого для изменения намагниченности кольцевых (осесимметричных) постоянных магнитов.

В работе исследовалась возможность с помощью 7-секционного аксиально-симметричного индуктора путем подбора радиусов секций добиться в рабочей области минимального значения радиальной составляющей поля индуктора при максимальной величине и однородности продольного поля.

На рис. 1 приведен эскиз такого индуктора с выбранной цилиндрической системой координат и нумерацией секций индуктора.



Рис. 1. Эскиз предлагаемого индуктора

Конструкция индуктора симметрична относительно плоскости, перпендикулярной его оси, с осевой координатой z = 0. При расчетах все размеры нормированы к радиусу той секции индуктора, величина которой минимальна. Длина каждой секции индуктора равна 1.

Рабочую область из практических соображений при работе с кольцевыми аксиально-намагниченными магнитами следует считать ограниченной тором прямоугольного сечения с размерами:  $-0,3 \le z \le 0,3$ ;  $0,3 \le r \le 0,7$ . Именно в этой области рассчитывалось распределение поля индуктора. На рис. 2 представлены результаты расчетов распределения радиального поля индуктора. Кривые представляют собой зависимость радиальной составляющей поля индуктора, нормированной к осевой составляющей (в той же точке), от радиальной координаты выбранной системы координат. Для каждой конфигурации индуктора рассчитаны по три зависимости (три кривые), соответствующие продольной координате z = 0,1; z = 0,2 и z = 0,3. Отметим, что при z = 0 радиальная составляющая поля индуктора равна нулю в силу симметрии конструкции индуктора. В связи с этим магнит должен помещаться в индуктор так, чтобы его плоскость симметрии, перпендикулярная оси, совпадала с аналогичной плоскостью симметрии индуктора. Кривые 1...3 рассчитаны для случая (назовем этот случай 1-ым вариантом), когда радиусы всех секций индуктора равны 1 (обычный цилиндрический соленоид). Кривые 4...6 – для случая, когда радиусы секций 1...3 равны 1, секций 4 и 5 – 2, секций 6 и 7 – 3 (2-й вариант). Кривые 7...9 – для случая, когда по сравнению со 2-м вариантом центральная (1-я) секция имела радиус  $R_1 = 1,15$  (3-й вариант конструкции индуктора).



Рис. 2. Зависимости радиальной составляющей поля 7-секционного индуктора от радиусов секций и координат точки наблюдения

Из анализа этих кривых следует, что 1-й вариант индуктора (обычный соленоид) является самым неблагоприятным из-за резкого возрастания радиального поля с увеличением радиальной координаты и при удалении точки наблюдения от плоскости симметрии индуктора. Кроме того, осевая составляющая поля в этом случае примерно на 15 % меньше, чем в остальных двух случаях, при одинаковом количестве ампер-витков в секциях. Оптимальной следует считать конструкцию 7-секционного индуктора, которая характеризуется кривыми 7...9. В этом, 3-ем варианте индуктора его секции имеют следующие радиусы:  $R_1 = 1,15$ ,  $R_2 = R_3 = 1$ ,  $R_4 = R_5 = 2$ ,  $R_6 = R_7 = 3$  (3-й вариант соответствует конструкции, изображенной на рис. 1). Таким образом, сравнительно небольшим изменением радиуса центральной секции можно существенно уменьшить радиальную составляющую поля в рабочей области индуктора.

На рис. 3 представлены данные расчетов, позволяющие судить о величине и распределении продольной составляющей поля индуктора. На этом графике по оси ординат отложено норма-

лизованное значение поля. Чтобы получить абсолютное значение, нужно умножить нормализованное значение на величину тока в индукторе и разделить на масштабный множитель. На основании этих данных можно сделать следующие выводы: 1) продольная составляющая поля индуктора в рабочей области во всех рассмотренных конфигурациях индуктора меняется слабо (достаточно однородна); 2) когда радиусы секций 4 и 5 равны 2, а секций 6 и 7 – 3 (2-й и 3-й варианты), величина продольной составляющей поля индуктора в рабочей области больше на 10...15 % по сравнению с 1-м вариантом, когда все радиусы секций равны 1.



Рис. 3. Распределение продольного поля по радиусу в рабочей области трех рассмотренных вариантов конструкции индуктора ( $R_i$  – радиус *i*-й секции; *z* – осевая координата):  $I - R_i = 1; 1; 1; 2; 2; 3; 3; z = 0; 2 - R_i = 1; 1; 1; 2; 2; 3; 3; z = 0,3; 3 - R_i = 1,15; 1; 1; 2; 2; 3; 3; z = 0; 4 - R_i = 1,15; 1; 1; 2; 2; 3; 3; z = 0,3;$ 

5,  $6 - R_i = 1$  (обычный соленоид), z = 0 и z = 0,3

Для получения абсолютного значения поля необходимо нормализованную величину, отложенную на оси ординат графика (см. рис. 3), умножить на ток в индукторе и разделить на М, где М – величина, м, принятая при расчете за единицу длины.

При проведении расчетов предполагалось, что каждая секция индуктора содержит намотку из проводника с нормированным, как сказано выше, шагом h = 0,05, заполняющую вплотную длины секций. Изменение шага намотки в большую сторону до 0,1 и в меньшую сторону до 0,01 при неизменном количестве ампер-витков, как показали расчеты, не меняет существенно ход кривых. При этом абсолютная величина рассчитываемых значений изменяется в пределах от 1 до 2 %.

## 3. РАСЧЕТ ИНДУКТИВНОСТИ ИНДУКТОРА

Поскольку требуемые величины магнитных полей для изменения намагниченности современных магнитов реально можно получить только в импульсном режиме, то формулу (3) для расчета продольной составляющей поля петли с током можно использовать для расчета индуктивности индуктора, чтобы затем рассчитать его импульсную токовую характеристику. По определению, индуктивность проводника *L* равна отношению потокосцепления самоиндукции  $\Psi$  элемента электрической цепи (в данном случае это проводник в виде круговой петли) к силе *I* тока в нем, то есть  $L = \Psi/I$ . В случае кругового проводника  $\Psi = \mu_0 2\pi \int H_z r dr$ . Здесь интегрирование проводится по площади, охватываемой токовой петлей. Используя выражение (3), получим

$$L = \Psi / I = \mu_0 \int_0^{r_0} \frac{z}{\sqrt{(z_0 - z)^2 + (r_0 + r)^2}} \left[ \frac{r_0^2 - r^2 - (z_0 - z)^2}{(r_0 - r)^2 + (z_0 - z)^2} E + K \right] dr.$$
(6)

Аналитическое интегрирование этого выражения является весьма проблематичным, поэтому расчет индуктивности индуктора сделаем численно. Численный расчет индуктивности для индуктора трех рассмотренных вариантов конструкции дает соответственно следующие значения:  $L_1 = 7,75 \cdot 10^{-6}$  Гн для 1-го варианта;  $L_2 = 9,1 \cdot 10^{-6}$  Гн для 2-го варианта,  $L_3 = 12,2 \cdot 10^{-6}$  Гн для 3-го варианта – при условии, что минимальный радиус индуктора, принимаемый за 1, равен 25 мм.

Попутно рассчитаем омическое сопротивление проводника рассматриваемого 7-секционного индуктора. Поскольку за единицу длины принималась величина, равная 25 мм, а нормированный шаг намотки составлял 0,05, то шаг намотки в абсолютных единицах будет равен 1,25 мм. Если использовать проводник кругового сечения с диаметром, равным шагу намотки (намотка вплотную), то количество витков в каждой секции будет равно 20. Учитывая радиусы секций, после соответствующих вычислений получим длину проводника 210,4 м. При использовании медного проводника, удельное сопротивление которого составляет 0,018 (Ом<sup>-</sup>мм<sup>2</sup>)/м, получим, что сопротивление проводника  $R \approx 3,1$  Ом. Так как эта величина, как показали дальнейшие расчеты, является слишком большой, то для уменьшения R можно использовать несколько параллельных проводников, намотанных вплотную друг к другу. При этом индуктивность индуктора изменится несущественно за счет увеличения усредненного радиуса намотки.

### 4. РАСЧЕТ ИМПУЛЬСНОГО РЕЖИМА РАБОТЫ ИНДУКТОРА

Для создания импульсного магнитного поля индуктор подключается к конденсаторной батарее, заряженной до напряжения  $U_0$  и имеющей электрическую емкость *C*. Кроме того, в электрическую цепь, содержащую индуктор, последовательно с ним может быть подключен вентиль для исключения перезарядки конденсаторов и появления в цепи обратного тока. Дифференциальное уравнение для тока в этой цепи при ее замыкании имеет вид:

$$R_1 + L\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}\int_0^t i dt = U_0.$$

Решение этого уравнения относительно тока *і* можно найти в работах [1, 3]. Оно записывается следующим образом:

$$i_{1}(t) = \frac{U_{0}}{\omega L} e^{-\omega t} \sin \omega t$$
(7)

при условии, что параметр затухания  $\gamma = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} < 1$ , или (что то же)  $\frac{1}{LC} > \alpha^2$ ;

$$i_2(t) = \frac{U_0 t}{L} e^{-\alpha t} \tag{8}$$

при  $\gamma = 1$  (или  $\frac{1}{LC} = \alpha^2$ );

$$i_{3}(t) = \frac{U_{0}}{\beta L} e^{-\alpha t} \mathrm{sh}\beta t \tag{9}$$

при  $\gamma > 1$  (или  $\frac{1}{LC} < \alpha^2$ ); где  $\alpha = \frac{R}{2L}$ ;  $\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \alpha^2}$ ;  $\beta^2 = -\omega^2$ ; R, L - соответственно омиче-

ское сопротивление и индуктивность индуктора; C – емкость конденсаторной батареи, к которой подключается индуктор;  $U_0$  – начальное напряжение на конденсаторной батарее.

Из (7)...(9) можно получить выражения для амплитуд токов:

$$I_{1m} = U_0 \sqrt{\frac{C}{L}} e^{\frac{-\gamma \arccos \gamma}{\sqrt{1-\gamma^2}}} = U_0 \sqrt{\frac{C}{L}} f_1(\gamma) \quad \text{при } \gamma < 1,$$
(10)

$$I_{2m} = \frac{U_0}{e} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad \text{при } \gamma = 1, \tag{11}$$

$$I_{3m} = U_0 \sqrt{\frac{C}{L}} (\gamma - \sqrt{\gamma^2 - 1})^{\gamma/\sqrt{\gamma^2 - 1}} = U_0 \sqrt{\frac{C}{L}} f_2(\gamma) \quad \text{при } \gamma > 1,$$
(12)

где  $f_1(\gamma) = e^{\frac{-\gamma \operatorname{arccos} \gamma}{\sqrt{1-\gamma^2}}}, f_2(\gamma) = (\gamma - \sqrt{\gamma^2 - 1})^{\gamma/\sqrt{\gamma^2 - 1}}.$ 

Выражения (10)...(12) следует использовать тогда, когда  $\gamma$  меняется из-за изменения сопротивления  $R \, (\sqrt{C/L} = \text{const})$ . Если же  $\gamma$  меняется от изменения отношения  $C/L \, (R = \text{const})$ , то целесообразно использовать следующие выражения для амплитуд токов:

$$I_{1m} = \frac{U_0}{R} 2\gamma f_1(\gamma) \quad \text{при } \gamma < 1, \tag{13}$$

$$I_{2m} = \frac{U_0}{e} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad при \gamma = 1, \tag{14}$$

$$U_{3m} = \frac{U_0}{R} 2\gamma f_2(\gamma)$$
 при  $\gamma > 1.$  (15)

На рис. 4 представлены графики зависимости функций  $f_1(\gamma)$  и  $f_2(\gamma)$ , а также  $2\gamma f_1(\gamma)$  и  $2\gamma f_2(\gamma)$  от параметра затухания  $\gamma$ .

Из пересечения кривых *1* и *3* следует равенство  $f_1(\gamma) = 2\gamma f_1(\gamma)$ , откуда получаем, что абсцисса точки пересечения  $\gamma = 0,5$ . Анализ рис. 4 позволяет сделать вывод, что для получения больших значений тока в индукторе следует стремиться к тому, чтобы рабочая точка принадлежала либо кривой *1* и была левее точки пересечения (1-й вариант), либо кривой *4* (2-й вариант), либо

кривой 3, правее точки пересечения кривых 1 и 3 (3-й вариант). В первом варианте  $\gamma = (R/2)\sqrt{C/L} < 0.5$ , откуда  $R < \sqrt{L/C}$ . То есть в первом варианте работы индуктора R должно иметь значение в диапазоне  $0 < R < \sqrt{L/C}$ . Если зафиксировать значение сопротивления  $(R = \sqrt{L/C} = \text{const})$ , а затем увеличивать  $\gamma$  за счет увеличения отношения C/L, то будем иметь третий вариант режима работы индуктора. При дальнейшем увеличении  $\sqrt{C/L}$  и R = const, когда  $\gamma$  станет больше 1, будем иметь второй режим работы индуктора. Таким образом, для всех описанных выше трех режимов работы индуктора характерно соблюдение неравенства  $R < \sqrt{L/C}$ .



Для примера, рассчитаем импульсный ток в индукторе, о котором говорилось в частях 2 и 3 работы. Индуктивность индуктора L, согласно приведенным выше расчетам, равнялась 12·10<sup>-6</sup> Гн. Пусть емкость конденсаторной батареи C равна 10<sup>-2</sup>  $\Phi$ , а напряжение  $U_0 = 600$  В. В этом случае имеем:

$$\sqrt{L/C} = \sqrt{12 \cdot 10^{-6} / 10^{-2}} = 0,0346$$

Для того чтобы иметь первый вариант режима работы индуктора, R должно быть меньше 0,0346 Ом. Предположим, что R = 0,02 Ом, тогда  $\gamma = 0,01/0,0346 = 0,29$ . Из рис. 4 будем иметь:  $f_1(0,29) \approx 0,67$ . Подставив найденные значения в выражение (10), получим:  $I_m = 600 \cdot 0,67/0,0346 = 11618$  А.

Чтобы рассчитать значение продольного магнитного поля для индуктора, изображенного на рис. 1, нужно воспользоваться данными, представленными на рис. 2. Кроме того, необходимо задать масштабный множитель, учитывающий реальные размеры индуктора. Если минимальный радиус взять равным 25 мм, то величина М, на которую надо разделить значение на графике рис. 2, составит 0,025 м. Для рассматриваемого индуктора нормированное магнитное поле в рабочей области  $H_{zn} \approx 21,5/0,025 = 860 \text{ м}^{-1}$ , при токе 11618 А магнитное поле  $H_z = 11618\cdot860 =$ 

= 9991480 А/м (около 124893 Э). Однако столь малое сопротивление (R = 0,02 Ом) для рассматриваемого индуктора обеспечить весьма затруднительно. Величину же сопротивления  $R \approx 0,2$  Ом обеспечить можно. При этом  $\gamma = 0,1\sqrt{10^{-2}/12\cdot10^{-6}} \approx 2,9$ . В данном случае рабочая точка (см. рис. 4) будет лежать на кривой 2, так как отношение C/L не менялось, а менялось R. По этой кривой определяем, что  $f_2(2,9) = 0,16$ , а значение амплитуды тока  $I_m = U_0\sqrt{C/L} \cdot f_2(\gamma) = 600 \cdot 0,16/0,0346 = 2774,6$  А. Амплитуда магнитного поля при этом будет составлять  $H_m = 2774,6 \cdot 860 = 2386127$  А/м (около 29827 Э). Этого поля вполне достаточно для работы с современными самарий-кобальтовыми магнитами.

С целью оценки формы импульса был проведен расчет зависимости тока индуктора от времени по формулам (7)...(9). Для этого расчета были взяты следующие параметры электрической цепи, включающей рассматриваемый индуктор: R = 0,2 Ом,  $C = 10^{-2}$  Ф,  $L = 12\cdot10^{-6}$  Гн,  $U_0 = 600$  В. Результат такого расчета представлен в виде кривой *l* на рис. 5. Здесь же кривая 2 – это результат расчета с теми же параметрами, за исключением величины *L*, которая была увеличена в 5 раз. Поскольку в данном случае менялась величина *L*, а  $\gamma = 1,265$ , то значение функции от параметра  $\gamma$  на графике рис. 4 нужно брать на кривой 4. Это значение составляет приблизительно 0,78. Максимальный ток в данном случае  $I_m = U_0/R \cdot 0,78 = 600/0,2 \cdot 0,78 = 2340$  А. Зависимость тока от времени (форма импульса) для этого случая представлена кривой 2 на рис. 5. При увеличении *L* в 10 раз форма тока представлена кривой 3. В этом случае  $\gamma = 0,894$ ,  $f(\gamma) = 0,71$ ,  $I_m = 600/0,2 \cdot 0,71 = 2130$  А, а форма импульса представлена кривой 3 на рис. 5. Кривые 4 и 5 на этом рисунке дают зависимость тока индуктора от времени, когда по сравнению с кривой *l* емкость *C* уменьшалась в 5 раз (кривая 4) и в 10 раз (кривая 5).



Рис. 5. Зависимости тока индуктора от времени при различных электрических параметрах индуктора и конденсаторной батареи

Исходя из рис. 5, можно сделать следующий вывод: изменение емкости конденсаторной батареи в сторону увеличения растягивает задний фронт импульса тока и мало влияет на передний фронт импульса, изменение индуктивности контура в сторону увеличения, наоборот, в основном растягивает передний фронт импульса.

## 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе предложена конструкция 7-секционного индуктора для изменения намагниченности магнитов, намагниченных в осевом направлении, при настройке МПФС. Предложенная конструкция характерна наличием увеличивающихся от центра к периферии (в осевом направлении) по диаметру секций. Такая конструкция имеет следующие преимущества перед традиционно используемым цилиндрическим соленоидом:

1) паразитная радиальная составляющая поля индуктора в рабочей области в несколько раз меньше;

2) при одинаковом значении ампер-витков осевая составляющая в рабочей области на 10...15 % выше;

3) увеличивающийся от центра к периферии диаметр индуктора и сравнительно небольшой размер индуктора в осевом направлении представляют большие удобства при манипуляциях с магнитами.

Предложена методика расчета топологии магнитного поля индукторов, представляющих собой совокупность круговых петель с током. Исследована временная характеристика импульса тока в электрических цепях, содержащих такой индуктор, подключаемый к конденсаторной батарее, заряженной до напряжения  $U_0$ .

### ЛИТЕРАТУРА

1. Шимони, К. Теоретическая электротехника / Карой Шимони. – М.: Мир, 1964. – 773 с.

2. **Янке, Е.** Специальные функции. Формулы, графики, таблицы / Е. Янке, Ф. Эмде, Ф. Леш; пер. с нем. под ред. Седова Л. И. – М.: Наука, 1977.

3. Кнопфель, Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля / Пер. с англ. Г. Кнопфель. – М.: Мир, 1972.

Статья поступила 28 октября 2014 г.

### ТЕМАТИЧЕСКИЙ УКАЗАТЕЛЬ

# статей, опубликованных в течение 2014 г. в «СВЧ-технике» – первой серии научно-технического сборника «Электронная техника»

### I. Антенны

1. Перов В.В. – Антенны интегрального СВЧ-локатора малой дистанции. – Вып. 3(522). – С. 55–60.

### **II. Краткие сообщения**

1. Балыко А.К., Балыко И.А. – Метод решения неоднородных линейных дифференциальных уравнений. – Вып. 2 (521). – С. 73–79.

2. Балыко А.К., Балыко И.А. – Теория чисел и кристаллография. – Вып. 3 (522). – С. 69–74.

### **III. Медицинская электроника**

1. Казаринов К.Д., Полников И.Г., Городецкая М.В. – Использование волноводно-диэлектрического метода для контроля и исследования сильно поглощающих жидкостей в микроволновом диапазоне. – Вып. 1 (520). – С. 83–95.

#### **IV. Твердотельная** электроника

1. Иовдальский В.А., Манченко Л.В., Моргунов В.Г., Герасименко С.В. – Дальнейшее совершенствование геометрии плоских балочных выводов компонентов ГИС СВЧ-диапазона. – Вып. 3 (522). – С. 35–39.

2. *Иовдальский В.А., Пчелин В.А., Герасименко С.В.* – Эффективность применения двухкристальных составных ПТШ в усилителе мощности СВЧ-диапазона. – Вып. 2 (521). – С. 33–38.

3. Капралова А.А., Корчагин И.П., Манченко Л.В., Погорелова Э.В., Пчелин В.А., Трегубов В.Б. – Тестовая плата для построения и коррекции нелинейных моделей мощных полевых транзисторов. – Вып. 1 (520). – С. 39–44.

4. *Козлов В.И.* – Сигнал ФМР как «носитель» информации о неоднородности пленки по площади. – Вып. 3 (522). – С. 23–27.

5. Кяргинский Б.Е. – Генерация и смешивание сигналов. – Вып. 3 (522). – С. 28–34.

6. Лукашин В.М., Пашковский А.Б., Лапин В.Г., Щербаков С.В., Капралова А.А., Журавлев К.С., Торопов А.И. – Мощные гетероструктурные полевые транзисторы с донорно-акцепторным легированием, эффективно работающие при нулевом смещении на затворе. – Вып. 3 (522). – С. 5–14.

7. Лябин Н.А., Ляпин Л.В., Семенюк С.С., Клименко В.И., Парамонов В.С., Парамонова Г.М. – Применение технологии прецизионной лазерной микрообработки при макетировании и производстве многослойных керамических плат LTCC для изделий СВЧ-электроники. – Вып. 3 (522). – С. 15–22.

8. *Максимов Н.А., Панас А.И.* – Твердотельные энергоэффективные генераторы хаотических колебаний СВЧ-диапазона и их применение в системах РЭП. – Вып. 2 (521). – С. 5–13.

9. *Николаев С.В.* – Бинарные диодные защитные устройства повышенной мощности на связанных резонаторах. – Вып. 4 (523). – С. 17–25.

10. Пашковский А.Б., Лукашин В.М., Мартынов Я.Б., Лапин В.Г., Капралова А.А., Анисимов И.А. – Нелокальный дрейф электронов в полевых транзисторах на основе нитрида галлия. – Вып. 4 (523). – С. 5–16.

11. Перегонов С.А. – Многолучевая СВЧ антенная решётка с параллельным контролем обозреваемого пространства. – Вып. 1 (520). – С. 54–62.

12. Платонов С.А. – Влияние задержек появления управляющего сигнала на работу составных высоковольтных твердотельных ключей. – Вып. 2 (521). – С. 14–22.

13. *Темнов А.М.* – Анализ монолитных интегральных схем СВЧ для приемопередающих 2D- и 3D-модулей АФАР Х-диапазона. – Вып. 1 (520). – С. 45–53.

14. *Темнов А.М.* – Анализ монолитных интегральных схем СВЧ для приемопередающих 2D- и 3D-модулей АФАР *Х*-диапазона. Часть 2. – Вып. 2 (521). – С. 23–32.

15. *Чихун А.М., Кузнецов Н.С., Синькова Е.А.* – Автоматизация процесса настройки и отыскания неисправностей при серийном производстве субмодулей АФАР. – Вып. 4 (523). – С. 26–35.

### V. Технология и материаловедение

1. Вяхирев В.Б., Дерябкин А.В., Духновский М.П., Куликов Е.Н., Ратникова А.К., Тихомиров М.С., Фёдоров Ю.Ю. – Влияние границы раздела алмаз – металл на теплопроводящие свойства алмазного металлизированного теплоотвода. – Вып. 2 (521). – С. 57–60.

3. *Ершова Т.Н.* – Полимерные композиционные клеевые и компаундные материалы для поглощения электромагнитных волн. – Вып. 1 (520). – С. 76–82.

4. *Ершова Т.Н., Смирнова Г.В., Хахин Н.Б., Смирнова Е.Н.* – Исследование тонкодисперсных порошков серебра для электропроводных клеевых композиций. – Вып. 3 (522). – С. 61–68.

5. *Леонтьев И.А., Яшнов Ю.М.* – Механизм возникновения теплового барьера на контакте алмаз – металл. – Вып. 2 (521). – С. 61–64.

6. *Налогин А.Г., Урсуляк Н.Д., Першина Л.К.* – Некоторые особенности изготовления СВЧ микрополосковых ферритовых приборов на подложках из литиевой шпинели. – Вып. 1 (520). – С. 63–69.

7. *Самылкин А.М., Кивокурцев А.Ю., Арилиюв М.Н.* – Расчет и оптимизация многосекционного индуктора для импульсного размагничивания (намагничивания) высококоэрцитивных магнитов. – Вып. 4 (523). – С. 78–87.

8. Свешников В.К., Базаркин А.Ф. – Расчет температурной зависимости работы выхода оксидного катода. – Вып. 1 (520). – С. 70–75.

9. Умирзаков Б.Е., Донаев С.Б. – Модификация поверхности Pd и Pd – Ва ионной бомбардировкой. – Вып. 2 (521). – С. 65–72.

### **VI.** Электровакуумные приборы

1. *Былкин В.И., Гаврилов И.А.* – СВЧ-пробой в микрополосковой линии при пониженном давлении газа. – Вып. 1 (520). – С. 15–18.

2. Васильев В.И. – Численное моделирование передачи мощности через объемный СВЧ-резонатор, соединенный с коаксиальными линиями передачи. – Вып. 3 (522). – С. 40–47.

3. *Вашин С.А., Корепин Г.Ф.* – О динамике сорбционного равновесия газов отпаянного высоковольтного ЭВП. – Вып. 3 (522). – С. 48–54.

4. *Евсеев С.В., Пугнин В.И., Юнаков А.Н.* – Оптимизация параметров мощных многолучевых клистронов для увеличения равномерности их выходных характеристик. – Вып. 4 (523). – С. 36–42.

5. *Калина В.Г.* – Расчет циклотронных защитных устройств на основе контрольных измерений. – Вып. 4 (523). – С. 63–72.

6. *Калина В.Г., Будзинский Ю.А., Быковский С.В.* – Расчёт циклотронного защитного устройства по модели полосового фильтра. – Вып. 1 (520). – С. 19–38.

7. *Калина В.Г., Будзинский Ю.А., Быковский С.В.* – Расчет циклотронного защитного устройства с подавлением зеркального канала. – Вып. 4 (523). – С. 48–62.

8. *Каргин А.Н., Савенко Г.П.* – Особенности структуры высокочастотного поля многорезонаторного магнетрона. – Вып. 1 (520). – С. 5–14.

9. Лопин М.И. – Возникновение релаксационных колебаний в мощном усилительном клистроне непрерывного режима. – Вып. 2 (521). – С. 46–52.

10. Лопин М.И. – Металлосплавные катоды для мощных многолучевых клистронов непрерывного режима на основном виде колебаний. – Вып. 2 (521). – С. 53–56.

11. Лопин М.И., Мишкин Т.А., Галдецкий А.В., Воскобойник М.Ф., Грицук Р.В., Рыжов В.А. – Устранение СВЧ-пробоев в выходной резонаторной системе мощного многолучевого клистрода – истрона. – Вып. 4 (523). – С. 43–47.

12. *Пашков А.Н., Романова Ю.В., Попов Р.Н., Дубинина О.В., Хабачев М.Н.* – Разработка технологии производства катодных сплавов на основе металлов платиновой группы для мощных электровакуумных СВЧ-приборов. – Вып. 4 (523). – С. 73–77.

13. *Чурюмов Г.И., Экезли А.И.* – Исследование режима перестройки частоты в импульсном магнетроне с двумя выводами энергии. – Вып. 2 (521). – С. 39–45.

### АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

## авторов, опубликовавших свои работы в "СВЧ-технике" – первой серии научно-технического сборника "Электронная техника" в течение 2014 г.

Цифры, стоящие рядом с фамилией автора, показывают: первая (римская) – номер раздела тематического указателя, в котором помещена статья, вторая (арабская) – порядковый номер статьи в соответствующем разделе.

Анисимов И.А. IV.10 Аршинов М.Н. V.6 Базаркин А.Ф. V.7 Балыко А.К. П.1, 2 Балыко И.А. П.1, 2 Будзинский Ю.А. VI.6, 7 Быковский С.В. VI.6, 7 Былкин В.И. VI.1 Васильев В.И. VI.2 Вашин C.A. VI.3 Воскобойник М.Ф. VI.11 Вяхирев В.Б. V.1 Гаврилов И.А. VI.1 Галдецкий А.В. VI.11 Герасименко С.В. IV.1, 2 Городецкая М.В. III.1 Грицук Р.В. VI.11 Дерябкин А.В. V.1 Донаев С.Б. V.8 Дубинина О.В. VI.12 Духновский М.П. V.1 Евсеев С.В. VI.4 Ершова Т.Н. V.2, 3 Журавлев К.С. IV.6 Иовдальский В.А. IV.1, 2 Казаринов К.Д. III.1 Калина В.Г. VI.5, 6, 7 Капралова А.А. IV.3, 6, 10 Каргин А.Н. VI.8 Кивокурцев А.Ю. V.6 Клименко В.И. IV.7 Козлов В.И. IV.4 Корепин Г.Ф. VI.3

Корчагин И.П. IV.3 Кузнецов Н.С. IV.15 Куликов Е.Н. V.1 Кяргинский Б.Е. IV.5 Лапин В.Г. IV.6, 10 Леонтьев И.А. V.4 Лопин М.И. VI.9, 10, 11 Лукашин В.М. IV.6, 10 Лябин Н.А. IV.7 Ляпин Л.В. IV.7 Максимов Н.А. IV.8 Манченко Л.В. IV.1, 3 Мартынов Я.Б. IV.10 Мишкин Т.А. VI.11 Моргунов В.Г. IV.1 Налогин А.Г. V.5 Николаев С.В. IV.9 Панас А.И. IV.8 Парамонов В.С. IV.7 Парамонова Г.М. IV.7 Пашков А.Н. VI.12 Пашковский А.Б. IV.6, 10 Перегонов С.А. IV.11 Перов В.В. І.І Першина Л.К. V.5 Платонов С.А. IV.12 Погорелова Э.В. IV.3 Полников И.Г. III.1 Попов Р.Н. VI.12 Пугнин В.И. VI.4 Пчелин В.А. IV.2, 3 Ратникова А.К. V.1 Романова Ю.В. VI.12

Рыжов В.А. VI.11 Савенко Г.П. VI.8 Самылкин А.М. V.6 Свешников В.К. V.7 Семенюк С.С. IV.7 Синькова Е.А. IV.15 Смирнова Г.В. V.3 Смирнова Е.Н. V.3 Темнов А.М. IV.13, 14 Тихомиров М.С. V.1 Торопов А.И. IV.6 Трегубов В.Б. IV.3

Умирзаков Б.Е. V.8 Урсуляк Н.Д. V.5 Федоров Ю.Ю. V.1 Хабачев М.Н. VI.12 Хахин Н.Б. V.3 Чихун А.М. IV.15 Чурюмов Г.И. VI.13 Щербаков С.В. IV.6 Экезли А.И. VI.13 Юнаков А.Н. VI.4 Яшнов Ю.М. V.4

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

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

- 2. Статья должна содержать:
- · соответствующий индекс универсальной десятичной классификации литературы (УДК);
- инициалы и фамилии авторов;
- название;
- реферат;
- · ключевые слова;
- текст статьи;
- список литературы;

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

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

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

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

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

5. Иллюстрации к статье представляются в виде отдельных файлов.

Рисунки выполняются в соответствии со следующими требованиями:

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

• размер рисунка — не более  $17 \times 20$  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.

92

## **КАТАЛОГ**

### информационных изданий на 2015 г.

Проводится подписка на следующие виды изданий:

- «Электронная техника», серия 1 «СВЧ-техника» (4 вып. в год). Стоимость подписки

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

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

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

	ЗАКА	\3	
pecy	Прошу принять подписку на « /:	» на 2015 г. и направлять по а	цд-
	Куда		
	(почтовый инде	екс, адрес)	-
	Кому		-
	(название орга	анизации)	
	Заказ оплачен платежным поручением №	дата	
	на сумму экз.	3a	

## 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. 11,5		Формат
		60×88 <sup>1/8</sup>	
22.12.2014 г.	Учизд. л. 12,0		Ти-
		раж 500	
Заказ № 610	Индекс 36292	-	9
		статей	

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

