

СЕРИЯ 1

СВЧ - ТЕХНИКА

ВЫПУСК 4 (507)

2010

ДЕПАРТАМЕНТ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

СЕРИЯ 1 **СВЧ-ТЕХНИКА**

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ СБОРНИК

Выпуск	4(50)7)
	· ·	

2010

Издается с 1950 г.

Главный редактор д.т.н. **А.Н. Королев**

Редакционная коллегия:

к.т.н. С.А. Зайцев (зам. главного редактора), д.т.н. Б.Н. Авдонин (зам. главного редактора, ОАО ЦНИИ «Электроника»), Ю.А. Будзинский, к.ф.-м.н. А.В. Галдецкий, Б.Ф. Горбик, С.И. Гришин, д.ф.-м.н. Б.Ч. Дюбуа, д.т.н. А.Д. Закурдаев, д.т.н. С.С. Зырин, к.т.н. Ю.А. Кондрашенков, к.т.н. А.С. Котов, к.т.н. Е.А. Котюргин, д.т.н. П.В. Куприянов, к.т.н. В.В. Лисс, д.т.н. М.И. Лопин, В.М. Малыщик, к.т.н. П.М. Мелешкевич, к.т.н. В.Ю. Мякиньков, д.ф.-м.н. А.Б. Пашковский, Е.Н. Покровский, к.т.н. А.В. Потапов, к.т.н. С.Е. Рожков, д.т.н. К.Г. Симонов, В.П. Стебунов (ответственный секретарь), к.т.н. А.М. Темнов, д.т.н. Н.Д. Урсуляк, д.т.н. М.М. Трифонов (ЗАО НПП «Исток-Система»), **О.А. Морозов** (ЗАО «НПП «Магратеп»), к.т.н. А.Г. Михальченков (МУП «ДПРН Фрязино»), д.ф.-м.н. А.И. Панас (ИРЭ РАН), к.т.н. В.В. Абрамов (ФГУП СКБ ИРЭ РАН), А.А. Туркевич (ФГУП «НПП «Циклон-Тест»)

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)

© Федеральное государственное унитарное предприятие «НПП «Исток», 2010 г.

Выпуск 4(507)

2010

_

Электровакуумные приборы

Калина В.Г., Будзинский Ю.А., Быковский С.В. – Моделирование СВЧ циклотронного защитного устройства как трехзвенного фильтра	3
<i>Пименов А.В., Плешанов С.А.</i> – Распространение цезиевого атомарного потока в атомно- лучевой трубке с оптической накачкой на входе в СВЧ-резонатор и магнитным се- лектором на выходе	16
Коваленко Ю.А., Ермилов А.Н., Королев Д.С. – Оптимизация конструкции крупно- габаритных торцевых катодно-подогревательных узлов с контактным подогревателем	24
<i>Ермилов А.Н., Королев Д.С.</i> – Токоотбор в мощных СВЧ-приборах с учетом эмиссион- ной неоднородности термоэмиттеров	37

Твердотельная электроника

Карушкин Н.Ф. – Использование кольцевых структур ЛПД для увеличения средней импульсной СВЧ-мощности генераторов мм-диапазона	46
<i>Бунин А.В., Вишняков С.В., Геворкян В.М., Казанцев Ю.А.</i> – Полосно-пропускающие фильтры <i>С</i> -диапазона на диэлектрических резонаторах. Базовая модель	55
Иовдальский В.А., Пчелин В.А., Лапин В.Г. – Составной двухъярусный транзистор для усилителей мощности СВЧ-диапазона	65
<i>Иовдальский В.А.</i> – Подавление паразитной генерации в ГИС усилителей мощности СВЧ-диапазона	72

Технология

Коваленко Ю.А., Ермилов А.Н., Алехина В.И., Королев Д.С. – Использование электро-	
нагревателей на основе тканых углеграфитовых материалов для борьбы с обледене-	
нием антенн СВЧ-диапазона	76

ELEKTRONNAYA TEKHNIKA

(Electronic Engineering)

SERIES 1

SVCH-TEKHNIKA

(Microwave Engineering)

COLLECTION OF RESEARCH & TECHNICAL ARTICLES

Published by Federal State Unitary Enterprise "RPC "Istok" The Ministry of Industry and Trade of the Russian Federation (MINPROMTORG) Radioelectronic Industry Department

CONTENTS

Issue 4(507)	2010	Founded in 1950

Electrovacuum devices

<i>Kalina V.G., Budsinsky Yu. A., Bykovsky S.V.</i> – Modeling of a microwave cyclotron protective device as a three-section filter	3
Pimenov A.V., Pleshanov S.A. – The distribution of cesium atomic flow in an atomic-beam	
the output	16
<i>Kovalenko Yu. A., Yermilov A.N., Korolev D.S.</i> – The design optimization of large-size end cathode-heating nodes with a contact heater	24
<i>Yermilov A.N., Korolev D.S.</i> – Current take off in high-power microwave devices subject to emission heterogeneity of thermal emitters	37
Solid-state electronics	
<i>Karushkin N.F.</i> – The use of ring structures of impact avalanche transit-time diodes for increasing the average pulse microwave power of mm-wave oscillators	46
Bunin A.V., Vishnyakov S.V., Gevorkyan V.M., Kazantsev Yu.A. – C-band pass-band filters on dielectric resonators. The basic model	55
<i>Iovdalsky V.A., Pchelin V.A., Lapin V.G.</i> – A composed double-deck transistor for microwave power amplifiers	65
<i>Iovdalsky V.A.</i> – Spurious generation suppression in microwave power amplifiers HICs	72
Technology	
<i>Kovalenko Yu. A., Yermilov A.N., Alekhina V.I., Korolev D.S.</i> – The use of electroheaters based on woven carbon graphite materials to fight against icing of microwave range antennas	76

ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ

УДК 621.385.6

МОДЕЛИРОВАНИЕ СВЧ ЦИКЛОТРОННОГО ЗАЩИТНОГО УСТРОЙСТВА КАК ТРЕХЗВЕННОГО ФИЛЬТРА

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

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

СВЧ циклотронное защитное устройство (ЦЗУ), обладая уникально малым временем срабатывания и восстановления, имеет полосу пропускания, недостаточную для многих применений. Установлено, что полоса пропускания ЦЗУ может быть увеличена путём введения реактивных цепей в тракт передачи сигналов. Расположенные вне зоны вакуума и легкодоступные для регулировки, реактивные проводимости тракта совместно с объёмным резонатором ЦЗУ и циклотронными колебаниями электронного потока формируют характеристику многозвенного фильтра. В статье приведен метод простого аналитического расчёта полосы пропускания ЦЗУ как трёхзвенного фильтра, элементы которого определяются электрическим режимом и параметрами конструкции. Даны примеры расчёта частотной характеристики ЦЗУ. Ширина полосы пропускания ЦЗУ по модели трёхзвенного фильтра возрастает до 45 % относительно обычной двухзвенной модели. Исходные модели двух- и трёхзвенного фильтров как аналитические функции центральной частоты, ширины полосы частот и оконечных нагрузок табулированы для уровней пульсации коэффициента передачи по Чебышеву в пределах от 0,01 до 0,18 дБ.

The cyclotron protective device for radar microwave receivers (CPD), though having an extremely short actuation and recovery time, has a pass-band insufficient for many applications. It is shown here that the CPD bandwidth may be broadened by building reactive circuits into the signal paths. Located outside the vacuum zone and easily available for adjustment, the susceptances of these circuits together with the CPD cavity resonator and the cyclotron oscillations of the electron beam define the characteristics of the multi-sectional filter. A method is given for a simple analytical calculation of the CPD bandwidth as a three-section filter, the elements of which are defined by the parameters of the hardware design and an electric mode. The examples for the calculation of the frequency characteristic of the CPD are given. Bandwidth of the CPD as a three-section filter may be broadened by up to 45 % compared to a common two-section model. The source models of the two- and three-section filters as functions of the central frequency, bandwidth and terminating loads are tabulated for transfer fluctuations by Chebyshev within 0.01...0.18 db.

КС: СВЧ-защита, циклотронный резонанс, полосовые фильтры, инженерный расчёт

Keywords: microwave protection, cyclotron resonance, band-pass filter, engineering calculation

1. ВВЕДЕНИЕ

Циклотронное защитное устройство (ЦЗУ) представляет собой систему входного и выходного объёмных резонаторов, однонаправленно связанных электронным потоком – пучком электронов, в котором возбуждены циклотронные колебания [1]. СВЧ-сигналы низкого уровня мощности передаются системой практически без потерь. Сигналы повышенной мощности разрушают электронный пучок. В этом случае передача сигналов через защитное устройство прекращается.

Каждый из резонаторов вместе с циклотронными колебаниями электронного потока представляет собой независимую секцию ЦЗУ, которой присущи характеристики двухзвенного фильтра со сравнительно узкой полосой пропускания, недостаточной для многих применений. Возможность расширения полосы пропускания секций ЦЗУ определяется физическими ограничениями на уменьшение зазора ламелей, увеличение тока электронного пучка и характеристического сопротивления объёмного резонатора [2].

С целью расширения полосы пропускания предложено выполнять секции ЦЗУ в виде связанных объёмных резонаторов [3]. Практической реализации такого решения препятствует ряд ограничений, основным из которых является невозможность регулировки резонансной частоты и степени связи резонаторов в условиях вакуума.

Необходимое увеличение ширины полосы может быть достигнуто более простым путём: с помощью реактивных цепей, расположенных в тракте передачи сигнала, вне полостей резонаторов, которые находятся в условиях вакуума и благодаря этому легкодоступны для настройки.

Ниже дан метод расчёта моделей секций ЦЗУ, которые помимо объёмного резонатора и электронного потока с циклотронными колебаниями включают в себя также внешние по отношению к резонатору цепи настройки. Такие секции могут быть представлены моделью многозвенного полосового фильтра, элементы которого, рабочая полоса частот и форма частотной характеристики определяются параметрами конструкции и электрического режима ЦЗУ.

В данной работе комплексное сопротивление электронного пучка с циклотронными колебаниями (далее – комплексное сопротивление электронного пучка), которое шунтирует ламели резонатора, аппроксимировано простейшей цепью – последовательным резонансным контуром [2]. Подобная аппроксимация имеет ограничения по величине относительной полосы частот. В связи с этим рассматриваемая здесь модель ЦЗУ ограничена вариантом трёхзвенного фильтра.

В статье определена степень расширения рабочей полосы частот при переходе к построению ЦЗУ по модели трёхзвенного фильтра. Найдены простые аналитические выражения, устанавливающие связь ширины полосы частот с конструктивными параметрами и электрическим режимом ЦЗУ.

Построение цепей настройки по результатам данной работы представляет собой самостоятельную задачу и в связи с большим объёмом материала здесь не рассматривается.

2. ПОСТРОЕНИЕ МОДЕЛИ

Рассмотрим модель секции ЦЗУ, представленную симметричным трёхзвенным фильтром (рис. 1). Элементы фильтра отображают реактивное сопротивление электронного пучка с циклотронными колебаниями (далее – реактивное сопротивление электронного пучка) как последовательный резонансный контур с элементами C_{μ} и L_{μ} [2], объёмный резонатор ЦЗУ как параллельный резонансный контур с элементами C_{μ} и L_{μ} и Внешние цепи секции как последовательный резонансный контур с элементами $L_{\mu} = L_{\mu}$ и $C_{\mu} = C_{\mu}$. Две оконечные нагрузки представляют собой приведенное к ламелям активное сопротивление R_{μ} электронного пучка в условиях



Рис. 1. Модель ЦЗУ как симметричного трёхзвенного фильтра

циклотронного резонанса (далее – резонансное сопротивление электронного пучка) и активное сопротивление внешней нагрузки фильтра $R_{\mu} = R_{\mu}$.

Элементы фильтра с заданной частотной характеристикой, для известных данных конструкции и электрических режимов ЦЗУ, в общем случае могут быть найдены путём ступенчатого *САD*-подбора.

Ниже дана более простая методика аналитического построения модели ЦЗУ как симметричного полосового фильтра, для которого задан уровень пульсаций частотной характеристики. Модель ЦЗУ определена на основе исходной модели трёхзвенного фильтра, элементы которого при заданных пульсациях коэффициента передачи представлены аналитическими функциями трёх аргументов: центральной частоты f_0 , ширины полосы пропускания ΔF и сопротивления оконечных нагрузок R_{μ} , $R_{\mu} = R_{\mu}$. Реактивные элементы и сопротивления нагрузок результирующей модели ЦЗУ, отвечающие заданным аргументам исходной модели, определены с помощью простейших формул через параметры конструкции и электрические режимы ЦЗУ.

Формулы расчёта элементов исходных полосовых фильтров канонической структуры для уровней пульсаций частотных характеристик по Чебышеву в интервале от 0,01дБ (КСВН – 1,1) до 0,18 дБ (КСВН – 1,5) даны в Приложении 1.

Так, при уровне пульсаций коэффициента передачи 0,05 дБ (КСВН – не более 1,24) элементы трёхзвенного канонического фильтра определяются выражениями:

$$L_{\rm u} = 0,139964 \ (R_{\rm u} \ /\Delta F), \tag{1}$$

$$C_{\rm II} = 0,18098 \; (\Delta F/(R_{\rm II} f_0^2)), \tag{2}$$

$$L_{\rm m} = 0.142976 \; (\Delta F/f_0^2) R_{\rm m}, \tag{3}$$

$$C_{\rm n} = 0,177165/(R_{\rm n}\Delta F),\tag{4}$$

где ΔF – ширина полосы пропускания; f_0 – центральная частота фильтра, $R_{_{\rm II}}$ – резонансное сопротивление электронного пучка.

Сопоставив выражения (1) и (2) для элементов последовательных контуров фильтра с выражениями для элементов последовательного резонансного контура, аппроксимирующего электронную нагрузку резонатора ЦЗУ [2], находим формулу для расчёта напряжения V_0 , которое определяет ускорение электронов пучка:

$$V_0 = 3,676596 \cdot 10^{-12} (l\,\Delta F)^2,\tag{5}$$

где *l* – длина ламелей.

Резонансное сопротивление электронного пучка *R*_и и реактивные элементы модели ЦЗУ, согласно (5) и формулам аппроксимации [2], могут быть выражены через ширину полосы, параметры ламелей, объёмного резонатора и электрических режимов ЦЗУ:

$$R_{\rm II} = 8 \frac{V_0}{I_0} \left(\frac{d}{l}\right)^2 = 2,94076 \cdot 10^{-11} \frac{d^2}{I_0} \left(\Delta F\right)^2,\tag{6}$$

$$L_{\rm u} = 4,11613 \cdot 10^{-12} \frac{d^2 \Delta F}{I_0},\tag{7}$$

$$C_{\rm u} = 6,15438 \cdot 10^9 \frac{I_0^{0}}{d^2 f_0^2 \Delta F},\tag{8}$$

$$L_{\rm fr} = 0,142976 \frac{R_{\rm fr} \Delta F}{f_0^2} = 4,20483 \cdot 10^{-12} \frac{d^2 (\Delta F)^3}{I_0 f_0^2},\tag{9}$$

$$C_{\rm n} = \frac{0.177165}{R_{\rm n}\Delta F} = 6,02445 \cdot 10^9 \frac{I_0}{d^2 (\Delta F)^3},\tag{10}$$

где d – зазор между ламелями; I_0 – ток электронного пучка.

Приведенные к ламелям значения характеристических сопротивлений параллельного ρ_n и последовательного ρ_u контуров, собственной добротности последовательного контура Q_u и нагруженной добротности объёмного резонатора Q_n описываются выражениями:

$$\rho_{\mu} = 0,8794 \frac{R_{\mu}}{\Delta F} f_0 = 2,58614 \cdot 10^{-11} \frac{d^2}{I_0} f_0 \Delta F, \qquad (11)$$

$$\rho_{\pi} = 0,898344 \frac{R_{\pi} \Delta F}{f_0} = 2,64182 \cdot 10^{-11} \frac{d^2}{I_0} \frac{(\Delta F)^3}{f_0},$$
(12)

$$Q_{\rm u} = \frac{\rho_{\rm u}}{R_{\rm u}} = 0,879413 \frac{f_0}{\Delta F},\tag{13}$$

$$Q_{\rm n} = \frac{\rho_{\rm n}}{R_{\rm u} + R_{\rm H}} = \frac{\rho_{\rm n}}{2R_{\rm u}} = 0,44932 \frac{\Delta F}{f_0},\tag{14}$$

$$\frac{\rho_{\rm u}}{\rho_{\rm n}} = 0,978912 \left(\frac{f_0}{\Delta F}\right)^2. \tag{15}$$

Ширина полосы фильтра, определяемая данными конструкции ЦЗУ, величиной тока пучка и напряжения ускорения, согласно (11) и (6), находится из формулы

$$\Delta F = 3,3579 \cdot 10^3 \sqrt[3]{\frac{\rho_{\pi} f_0 I_0}{d^2}} = 1,11316 \frac{\rho_{\pi}}{R_{\mu}} f_0.$$
(16)

Формулы (5)...(10) совместно с (11)...(16) определяют модель ЦЗУ, которая имеет рабочую полосу частот ΔF с величиной пульсаций 0,05 дБ по Чебышеву. Аналогичные формулы расчёта элементов модели при повышенном допуске на величину пульсаций коэффициента передачи, 0,18 дБ (КСВН – не более 1,5), приведены в Приложении 2.

Полученные формулы позволяют проверить возможность реализации заданной ширины полосы пропускания для конкретных вариантов объёмного резонатора и размеров ламелей при определённом токе пучка либо найти данные резонатора и ламелей, обеспечивающие заданную ширину полосы в режиме допустимого тока пучка.

Определим, например, ширину полосы секции ЦЗУ, имеющей центральную частоту 10 ГГц, характеристическое сопротивление объёмного резонатора 74 Ом, зазор ламелей 0,1мм и длину ламелей 2,5 мм при допустимом токе пучка 300 мкА.

Ширина полосы, которая может быть реализована для ЦЗУ с указанными параметрами, согласно (16), равна:

$$\Delta F = 3,3575 \cdot 10^3 \sqrt[3]{\frac{\rho_{\rm n} f_0 I_0}{d^2}} = 3,3575 \cdot 10^3 \sqrt[3]{\frac{74 \cdot 10^{10} \cdot 300 \cdot 10^{-6}}{(0,1 \cdot 10^{-3})^2}} = 943,64 \,\mathrm{MFu}$$

Напряжение ускорения, согласно (5), составляет 20,46 В; активное сопротивление электронного пучка, согласно (6), равно 872,93 Ом. Значения элементов данной модели ЦЗУ, определённые по формулам (6)...(10), и частотная характеристика коэффициента стоячей волны при сопротивлении нагрузки 872,93 Ом приведены на рис. 2 и рис. 3. Ширина полосы фильтра по уровню КСВН не более 1,24, согласно рис. 3, равна 943,6 МГц.



Рис. 2. Структура модели ЦЗУ как трёхзвенного фильтра при $f_0 = 10$ ГГц, $\Delta F = 943,64$ МГц, $\rho_n = 74$ Ом, d = 0,1мм, l = 2,5 мм, $I_0 = 300$ мкА



Рис. 3. Частотная характеристика КСВН для модели трёхзвенного фильтра с $f_0 = 10 \ \Gamma \Gamma$ ц, $\Delta F = 943,64 \ M \Gamma$ ц, $\rho_n = 74 \ O$ м, d = 0,1мм, l = 2,5 мм, $I_0 = 300 \ M$ кА

Во втором случае электрические режимы ЦЗУ и конструктивные параметры объёмного резонатора, которые могут обеспечить необходимую ширину полосы пропускания, также выби-

раются в условиях ограничения на допустимый ток пучка. Исходные для расчёта значения центральной частоты f_0 , ширины рабочей полосы частот ΔF и допустимого тока I_0 определяют требования к объёмному резонатору: характеристическому сопротивлению ρ_n , размерам ламелей d, l и напряжению ускорения V_0 .

Ширина рабочей полосы частот, как видно из соотношения (16), возрастает по мере увеличения характеристического сопротивления резонатора и уменьшения зазора ламелей. Рассматривая технические возможности расширения рабочей полосы частот для конкретных образцов ЦЗУ, необходимо отметить, что создать резонатор, имеющий характеристическое сопротивление более 80...85 Ом, практически сложно. Снижение зазора ламелей до величин, меньших 70...80 мкм, ограничено возможностью оседания электронов на ламели с результирующим ухудшением коэффициента шума ЦЗУ. Кроме того, уменьшение зазора приводит к росту ёмкости ламелей, что дополнительно препятствует достижению высокого характеристического сопротивления резонатора. Выбор значений сопротивления резонатора и зазора между ламелями с учётом допустимой величины тока пучка является компромиссным и определяет предельные возможности расширения рабочей полосы частот ЦЗУ, построенного по модели как двухзвенного, так и трёхзвенного фильтра.

Менее критичен выбор длины ламелей. Большая длина ламелей *l* приводит к возрастанию ёмкости ламелей и уменьшению сопротивления резонатора. При очень малой длине ламелей возрастает неоднородность электрического поля в зазоре между ними, в результате чего падает коэффициент связи резонатора с циклотронными колебаниями электронного пучка. Для ЦЗУ см-диапазона длина ламелей обычно равна нескольким миллиметрам и может быть уменьшена с целью повышения сопротивления резонатора. Ширина ламелей в расчётные выражения формально не входит, однако малая ширина ламелей приводит к высокой неоднородности электрического поля в области взаимодействия резонатора с пучком. Вместе с тем ламели должны быть сравнительно узкими во избежание оседания на них электронов с краёв ленточного пучка, форма сечения которого напоминает знак интеграла ∫.

Частотную характеристику и значения элементов модели определяет комплекс шести параметров, относящихся к конструкции и электрическим режимам ЦЗУ – центральная частота f_0 , длина ламелей l и зазор между ними d, характеристическое сопротивление объёмного резонатора ρ_n , ток пучка I_0 и напряжение ускорения V_0 . Обратная задача – расчёт параметров ЦЗУ по комплексу четырёх аргументов исходных требований: центральной частоте f_0 , ширине полосы пропускания ΔF , величине пульсаций коэффициента передачи, сопротивлению оконечных нагрузок R_n – однозначного решения не имеет и позволяет определить лишь соотношения между параметрами прибора. В ходе расчёта пробные данные выбираются применительно к необходимым значениям центральной частоты, ширины полосы частот и величины пульсаций.

Для примера, определим данные резонатора и ламелей, при которых может быть обеспечена ширина полосы ЦЗУ 1000 МГц при центральной частоте 10 ГГц и допустимом токе пучка 400 мкА. Примем величину зазора между ламелями равной 80 мкм. Согласно (12), данному зазору соответствует доступное для реализации сопротивление резонатора 42,72 Ом. Длину ламели *l* примем равной 2 мм, при которой напряжение ускорения, согласно (5), должно быть равным 14,7 В.

Указанным параметрам, согласно формулам (5)...(10), отвечает схема фильтра, показанная на рис. 4.



Рис. 4. Структура модели ЦЗУ при $f_0 = 10$ ГГц, $\Delta F = 1000$ МГц, $\rho_{\rm u} = 42,72$ Ом, d = 0,08 мм, l = 2,0 мм, $I_0 = 400$ мкА

Частотная зависимость коэффициента стоячей волны для данного фильтра приведена на рис. 5. Ширина полосы фильтра по уровню КСВН не более 1,24 равна, согласно рис. 5, 1000 МГц.



с $f_0 = 10$ ГГц, $\Delta F = 1000$ МГц, $\rho_{\rm n} = 42,72$ Ом, d = 0,08 мм, l = 2,0 мм, $I_0 = 400$ мкА

3. ПРЕИМУЩЕСТВА ПОСТРОЕНИЯ ЦЗУ ПО МОДЕЛИ ТР"ХЗВЕННОГО ФИЛЬТРА

При выбранных значениях центральной частоты, ширины полосы, тока пучка и пульсаций сопротивление резонатора вполне определённым образом связано с величиной зазора между ламелями. Для модели с КСВН не более 1,24 указанные величины связаны соотношением

$$\frac{\rho_{\rm n}}{d^2} = 2,642278 \cdot 10^{-11} \frac{\left(\Delta F\right)^3}{I_0 f_0}.$$
(17)

Аналогичное соотношение для модели, построенной как двухзвенный фильтр с КСВН не более 1,25 (см. Приложение 3, формула 3П.19),

$$\frac{\rho_{\pi}}{d^2} = 8,06675 \cdot 10^{-11} \frac{\left(\Delta F\right)^3}{I_0 f_0},\tag{18}$$

отличается лишь численным множителем. Сравнение выражений (17) и (18) показывает, что при практически одинаковых требованиях к ширине полосы частот модель ЦЗУ, выполненная как трёхзвенный фильтр, предъявляет в 3 раза меньшие требования к характеристическому сопротивлению объёмного резонатора, или квадрату зазора между ламелями, или току пучка по сравнению с ЦЗУ по модели двухзвенного фильтра.

Равным образом совпадают структуры выражений (16) и (3П.9) для рабочей полосы частот трёх- и двухзвенных моделей ЦЗУ, отличаясь лишь численными множителями. При одинаковых конструктивных и электрических данных: размерах ламелей, характеристическом сопротивлении резонатора и токе пучка – ширина полосы ЦЗУ по модели трёхзвенного фильтра при пульсациях 0,05 дБ на 45 % больше, чем ширина полосы ЦЗУ, построенного по обычной модели двухзвенного фильтра.

4. ВЗАИМОСВЯЗЬ ПАРАМЕТРОВ ЦЗУ

Характеристики модели ЦЗУ с выбранной величиной пульсаций, как отмечено выше, определяются шестью параметрами. Среди них четыре параметра образуют две пары в виде отношений I_0/d^2 и V_0/l^2 . В пределах каждой из пар вариация параметров при сохранении величины их отношения не влияет на результирующие характеристики ЦЗУ. Действительно, как видно из формулы для расчета сопротивления циклотронного резонанса,

$$R_{\rm u} = 8 \frac{V_0}{l^2} \frac{d^2}{I_0} = 2,94094 \cdot 10^{-11} \frac{d^2}{I_0} (\Delta F)^2,$$

а также из других, приведенных выше формул расчёта, ток пучка I_0 и квадрат зазора d^2 между ламелями при условии неизменности их отношения I_0/d^2 взаимосвязаны вне зависимости от параметров второй пары: напряжения ускорения V_0 и длины ламели l. Зазор ламелей может быть увеличен одновременно с ростом величины тока, как корня квадратного, без влияния на характеристики модели. Во второй паре связанных параметров, V_0/l^2 , длина ламели может быть уменьшена одновременно с падением напряжения ускорения, как корня квадратного, независимо от тока пучка и зазора между ламелями.

Центральная частота f_0 , сопротивление R_{μ} , характеристические сопротивления параллельного и последовательного резонаторов и частотные характеристики фильтра при указанных вариациях остаются неизменными. Физический смысл постоянства характеристик конкретной модели при сохранении величины каждого из отношений V_0/l^2 и I_0/d^2 заключается в неизменности времени пролёта электронов $\tau \approx 1,686075 \cdot 10^{-6} \cdot l/V^{0.5}$, т. е. добротности $N = \tau f_0$ циклотронного резонанса [2], и плотности тока в зазоре ламелей с учётом формфактора зазора: $I_0/d^2 = (I_0/S)(w/d)$, где w – ширина ламели, S = wd – площадь продольного просвета между ламелями, и, в результате, в поддержании неизменным комплексного сопротивления электронных колебаний.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Построение ЦЗУ по модели трёхзвенного фильтра с реактивными цепями настройки во входном и выходном трактах передачи позволяет существенно, до 45 %, увеличить рабочую полосу частот по сравнению с обычным построением ЦЗУ по модели двухзвенного фильтра. При равных требованиях к ширине полосы частот проектирование ЦЗУ по модели трёхзвенного фильтра предъявляет в 3 раза меньшие требования к величине характеристического сопротивления параллельного контура, или тока пучка, или квадрата зазора между ламелями. Расчёт по приведенной в статье методике позволяет определить данные электрического режима, резонатора, ламелей и требования к цепям настройки, необходимые для получения заданной рабочей полосы частот ЦЗУ, построенных по модели трёхзвенного фильтра. В статье приведен ряд простых формул, которые наглядно характеризуют зависимость ширины полосы частот от параметров конструкции и электрических режимов ЦЗУ при уровнях пульсации коэффициента передачи 0,05 и 0,18 дБ, и показана зависимость электрического режима ЦЗУ от размеров ламелей. Исходные для вывода подобных формул аналитические функции центральной частоты, ширины полосы частот и оконечных нагрузок, как элементы канонического полосового фильтра, табулированы в диапазоне уровней пульсации коэффициента передачи 0,01 до 0,18 дБ.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Расчёт элементов канонического полосового фильтра



Рис. 1П.1. Симметричный трёхзвенный фильтр



Рис. 1П.2. Двухзвенный фильтр с несимметричными нагрузками (σ – КСВН входа фильтра)

Формулы для расчёта элементов канонического фильтра приведены в таблице.

$\Delta S_{21,}$ KCBH, $\Delta S_{21,}$ orth. eq		Число звеньев	$L_{\rm II} = \frac{R_{\rm II}}{\Delta F} \alpha, \Gamma {\rm H}$	$C_{\rm u} = \frac{\Delta F}{R_{\rm u} f_0^2} \beta, \Phi$	$L_{\rm fi} = \frac{\Delta F}{f_0^2} R_{\rm h} \gamma, \Gamma_{\rm H}$	$C_{\rm n} = \frac{1}{R_{\rm n}\Delta F} \delta, \Phi$
			α	β	γ	δ
0.01	1.1	2	0,07108	0,3564	0,3920	0,06462
0,01 1,1	1,1	3	0,100137	0,252956	0,1640295	0,154425
0.02	1 1 4 5	2	0,08591	0,2948	0,3376	0,07503
0,02	1,145	3	0,115115	0,220044	0,153190	0,165352
0.03	1 1 9 1	2	0,09540	0,2655	0,3133	0,08085
0,03	1,101	3	0,125286	0,202180	0,148072	0,171067
0.04	1 211	2	0,1038	0,2439	0,2957	0,08566
0,04	1,211	3	0,133268	0,190071	0,145011	0,174679

ΔS _{21,} дБ	КСВН, отн. ед	Число звеньев	$L_{\rm m} = \frac{R_{\rm m}}{\Delta F} \alpha, \Gamma {\rm h}$	$C_{\rm u} = \frac{\Delta F}{R_{\rm u} f_0^2} \beta, \Phi$	$L_{\rm fi} = \frac{\Delta F}{f_0^2} R_{\rm fi} \gamma, \Gamma {\rm h}$	$C_{\rm n} = \frac{1}{R_{\rm u}\Delta F}\delta, \Phi$
			α	β	γ	δ
0.05	1.24	2	0,1101	0,2300	0,2858	0,08863
0,05	1,24	3	0,139964	0,180981	0,142976	0,177165
0.06	1 266	2	0,1157	0,2189	0,2769	0,09148
0,06	1,200	3	0,145795	0,173740	0,141543	0,178959
0.07	1.20	2	0,1210	0,2093	0,2700	0,09382
0,07	1,29	3	0,151007	0,167743	0,140499	0,180288
0.09	1 2 1 2	2	0,1256	0,2017	0,2646	0,09573
0,08	1,312	3	0,155747	0,162638	0,139724	0,181288
0.00	1 2 2 4	2	0,1229	0,2061	0,2601	0,09739
0,09	1,554	3	0,160114	0,158202	0,139144	0,182044
0.1	1 255	2	0,1344	0,1885	0,2555	0,09914
0,1	1,355	3	0,164178	0,154286	0,13871	0,182614
0.11 1.276	1 276	2	0,1378	0,18384	0,2528	0,1002
0,11	1,570	3	0,167991	0,150784	0,138388	0,183038
0,12 1,395	1 205	2	0,1415	0,1790	0,2494	0,1016
	1,393	3	0,171591	0,14762	0,138157	0,183345
0.13	1 / 15	2	0,1448	0,1749	0,2477	0,1023
0,15	1,415	3	0,175008	0,144738	0,137997	0,183557
0.14	1 / 33	2	0,1479	0,1713	0,2452	0,1033
0,14	1,455	3	0,178267	0,142092	0,137896	0,183691
0.15	1 452	2	0,1513	0,1674	0,2435	0,1040
0,15	1,432	3	0,181387	0,139648	0,137844	0,183716
0 16 1 47	1.47	2	0,1539	0,1646	0,2416	0,1048
0,10	1,47	3	0,184383	0,137378	0,137833	0,183775
0.17	1 487	2	0,1563	0,1621	0,2410	0,1051
0,17	1,407	3	0,187269	0,135261	0,137857	0,183744
0.18	1 505	2	0,1587	0,1596	0,2404	0,1054
0,10	1,303	3	0,19006	0,133278	0,13791	0,183673

Продолжение таблицы

Здесь ΔF – ширина полосы частот фильтра, f_0 – центральная частота фильтра, ΔS_{21} и КСВН – величина пульсаций коэффициента передачи и максимальное значение коэффициента стоячей волны в пределах полосы пропускания.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Расчёт элементов по системе симметричного трёхзвенного фильтра с частотной характеристикой по Чебышеву (КСВН – не более 1,5)

Здесь приведены формулы для расчёта элементов модели ЦЗУ по системе симметричного трёхзвенного фильтра (см. рис.1) с частотной характеристикой по Чебышеву при $\Delta S_{21} = 0,18$ дБ (КСВН – не более 1,5).

$$L_{\rm u} = 3,03110 \cdot 10^{-12} \frac{d^2 \Delta F}{I_0}, \qquad (2\Pi.1)$$

$$C_{\rm u} = 8,35692 \cdot 10^9 \frac{I_0}{d^2 f_0^2 \Delta F},\tag{2\Pi.2}$$

$$L_{\rm n} = 0.137910 \frac{R_{\rm n} \Delta F}{f_0^2}, \qquad (2\Pi.3)$$

$$C_{\rm n} = \frac{0.183673}{R_{\rm u}\Delta F},\tag{2\Pi.4}$$

$$R_{\rm u} = 8 \frac{V_0}{I_0} \left(\frac{d}{l}\right)^2 = 1,54836 \cdot 10^{-11} \frac{\left(d\Delta F\right)^2}{I_0},\tag{2\Pi.5}$$

$$V_0 = 1,99363 \cdot 10^{-12} \left(l\Delta F \right)^2, \qquad (2\Pi.6)$$

$$\rho_{\mu} = 1,19577 \frac{R_{\mu}}{\Delta F} f_0 = 3,90276 \cdot 10^{-12} \frac{d^2 f_0 \Delta F}{I_0}, \qquad (2\Pi.7)$$

$$\rho_{\rm n} = 0,866513 \frac{R_{\rm u} \Delta F}{f_0} = 1,72743 \cdot 10^{-12} \frac{\left(\Delta F\right)^3}{I_0 f_0} d^2, \qquad (2\Pi.8)$$

$$Q_{\rm n} = \frac{R_{\rm u} \Delta F}{f_0},\tag{2\Pi.9}$$

$$\frac{\rho_{\rm u}}{\rho_{\rm n}} = 1,90448 \cdot 10^{-5} \frac{d^2 f_0 \Delta F}{I_0}.$$
(2II.10)

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

Модель ЦЗУ как двухзвенного фильтра

С целью сравнения двух- и трёхзвенных моделей ЦЗУ, в развитие работы [2] определим формулы для расчёта двухзвенного фильтра (рис.1П.2).



Рис. 3П.1. Модель ЦЗУ в виде двухзвенного фильтра. Электронный пучок в режиме циклотронных колебаний представлен сопротивлением R_{μ} , индуктивностью L_{μ} и ёмкостью C_{μ} . Объёмный резонатор – индуктивностью L_{μ} и ёмкостью C_{μ} .

В общем случае несимметричной нагрузки ($R_{_{\rm H}} = R_{_{\rm H}}\sigma$, где σ – КСВН входа фильтра) элементы фильтра и характеристические сопротивления резонаторов, согласно таблице из Приложения 1 и формулам (9)...(12) аппроксимации комплексного сопротивления электронного пучка в режиме циклотронного резонанса [2], определяются выражениями:

$$R_{\rm u} = 8 \left(\frac{k_{\rm l}}{\alpha}\right)^2 \frac{\left(d\Delta F\right)^2}{I_0},\tag{3\Pi.1}$$

$$L_{\rm u} = 8 \frac{k_{\rm l}^2}{\alpha} \frac{d^2 \Delta F}{I_0},$$
 (3II.2)

$$C_{\rm u} = \frac{\alpha^2 \beta}{8k_1^2} \frac{I_0}{d^2 f_0^2 \Delta F},$$
(3II.3)

$$L_{\rm n} = 8 \frac{k_1^2 \gamma}{\alpha^2} \frac{d^2 \left(\Delta F\right)^3}{f_0^2 I_0},$$
(3II.4)

$$C_{\rm n} = \frac{\alpha^2 \delta}{8k_{\rm l}^2} \frac{I_0}{d^2 \left(\Delta F\right)^3}.$$
 (3II.5)

При этом напряжение ускорения и характеристические сопротивления последовательного и параллельного контуров двухзвенной модели ЦЗУ определяются как

$$V_0 = \left(\frac{k_1}{\alpha}\right)^2 \left(l\Delta F\right)^2,\tag{3II.6}$$

$$\rho_{\mu} = 8 \frac{k_1^2}{\left(\alpha^3 \beta\right)^{0.5}} \frac{d^2 f_0 \Delta F}{I_0}, \qquad (3\Pi.7)$$

$$\rho_{\rm n} = 8 \frac{k_{\rm l}^2}{\alpha^2} \left(\frac{\gamma}{\delta}\right)^{0.5} \frac{d^2 \left(\Delta F\right)^3}{f_0 I_0}.$$
(3II.8)

Ширина рабочей полосы фильтра с заданным уровнем КСВН определяется выражением:

$$\Delta F = \sqrt[3]{\frac{1}{8} \left(\frac{\alpha}{k_1}\right)^2 \left(\frac{\delta}{\gamma}\right)^{0.5} \frac{\rho_n f_0 I_0}{d^2}}{d^2}}.$$
(3II.9)

Значения коэффициентов α , β , γ , δ двух- и трехзвенных фильтров для интервала КСВН 1,1...1,5 приведены в таблице Приложения 1; $k_1 \approx 2,6835 \cdot 10^{-7}$ [2].

При сопротивлении приведенной к ламелям резонатора внешней нагрузки $R_{\mu} = 1,24R_{\mu}$, которая обеспечивает пульсацию коэффициента передачи 0,05 дБ и КСВН 1,24 на центральной частоте фильтра, элементы модели, согласно формулам (3П.1)...(3П.8) и таблице из Приложения 1, определяются выражениями:

$$R_{\rm u} = 4,7525 \cdot 10^{-11} \frac{\left(d\Delta F\right)^2}{I_0},\tag{3\Pi.10}$$

$$L_{\rm u} = 5,2325 \cdot 10^{-12} \frac{d^2 \Delta F}{I_0},\tag{3\Pi.11}$$

$$C_{\rm u} = 4,8396 \cdot 10^9 \frac{I_0}{\Delta F \left(df_0\right)^2},\tag{3\Pi.12}$$

$$L_{\pi} = 1,3583 \cdot 10^{-11} \frac{d^2 \left(\Delta F\right)^3}{I_0 f_0^2},$$
(3II.13)

$$C_{\rm n} = 1,8649 \cdot 10^9 \frac{I_0}{d^2 \left(\Delta F\right)^3}.$$
 (3II.14)

Данным значениям элементов соответствуют напряжение ускорения

$$V_0 = 5,9406 \cdot 10^{-12} \left(l\Delta F \right)^2 \tag{3\Pi.15}$$

и характеристические сопротивления циклотронного резонанса и объёмного резонатора

$$\rho_{\mu} = 3,2881 \cdot 10^{-11} \frac{d^2 f_0 \Delta F}{I_0}, \qquad (3\Pi.16)$$

$$\rho_{\rm n} = 8,5341 \cdot 10^{-11} \frac{d^2 \left(\Delta F\right)^3}{I_0 f_0}.$$
(3II.17)

Ширина рабочей полосы по уровню $S_{21} = -0,05$ дБ определяется выражением

$$\Delta F = 2,2713 \cdot 10^3 \sqrt[3]{\frac{I_0 f_0 \rho_{\rm n}}{d^2}}.$$
(3II.18)

Модель двухзвенного фильтра, характеризуемая значениями центральной частоты, ширины полосы и тока пучка, при величине пульсаций 0,05 дБ определяет следующую связь сопротивления резонатора с величиной зазора между ламелями:

$$\frac{\rho_{\pi}}{d^2} = 8,5343 \cdot 10^{-11} \frac{\left(\Delta F\right)^3}{I_0 f_0}.$$
(3II.19)

ПРИЛОЖЕНИЕ 4

Коррекция опечаток в работе [2]

Формула (4) должна читаться как:

$$Y = 2x_{\rm c} \frac{1 - \cos[2\pi N(x_{\rm c} - 1)] - i\{2\pi N(x_{\rm c} - 1) - \sin[2\pi N(x_{\rm c} - 1)]\}}{[2\pi N(x_{\rm c} - 1)]^2}$$

Формула (30) должна читаться как:

$$\Delta F = 2,3187 \cdot 10^{-3} \sqrt[3]{I_0 \rho_{\pi} f_0 d^{-2}}$$

ЛИТЕРАТУРА

1. Пат. 2167480 РФ. Сверхвысокочастотное защитное устройство / Ю.А. Будзинский, С.П. Кантюк, В.Б. Петровский; приоритет 21.02.85.

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

3. Пат. 2319274 РФ. Циклотронное защитное устройство с увеличенной полосой рабочих частот / Ю.А. Будзинский, С.В. Быковский, М.А. Конов, В.Н. Хахалкин, Ю.В. Шапотковский; приоритет 28.06.06.

Статья поступила 30 июля 2010 г.

УДК 621.385

РАСПРОСТРАНЕНИЕ ЦЕЗИЕВОГО АТОМАРНОГО ПОТОКА В АТОМНО-ЛУЧЕВОЙ ТРУБКЕ С ОПТИЧЕСКОЙ НАКАЧКОЙ НА ВХОДЕ В СВЧ-РЕЗОНАТОР И МАГНИТНЫМ СЕЛЕКТОРОМ НА ВЫХОДЕ

А. В. Пименов, С. А. Плешанов

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Рассмотрены принципы работы цезиевой атомно-лучевой трубки с оптической накачкой на входе в СВЧрезонатор и магнитным селектором на выходе. С помощью компьютерного моделирования рассчитаны теоретические профили пучка и выходной ток трубки.

The principles of work of a cesium atomic-beam tube with an optical pumping at microwave resonator input and with a magnetic selector at the output were considered. The beam theoretical profiles and the tube output current were calculated using computer modeling.

КС: атомно-лучевая трубка, стандарт частоты и времени, стабильность частоты

Keywords: atomic beam tube, frequency and time standard, frequency stability

Атомно-лучевые трубки (АЛТ) широко используются для длительного поддержания частоты или времени с относительной точностью порядка 10⁻¹⁴. В частности, они применяются для автоматической подстройки частоты кварцевых генераторов. ФГУП «НПП «Исток» производит цезиевые АЛТ, используемые для сохранения внутреннего времени спутников в российской системе позиционирования ГЛОНАСС [1, 2].

В настоящей работе моделируется распространение атомного пучка в АЛТ с оптической накачкой, схема которой приведена в [1]. Математическая модель АЛТ достаточно упрощена для качественной иллюстрации физических принципов работы основных элементов трубки: источника пучка, оптической накачки, резонатора СВЧ, магнитного селектора и ионизационного детектора. Численные методы расчета профилей пучка при прохождении через элементы АЛТ в данной работе не приводятся. Все графики получены в среде Matlab с помощью программы, написанной на языке C++.

В нашей модели АЛТ источник пучка представлен одним каналом длиной *L* и диаметром *d*. Поток атомов в секунду \dot{N} , летящих из канала с безразмерными скоростями [u, u + du] в направлении углов $[\theta, \theta + d\theta]$, вычисляется по формуле

$$d^{3}\dot{N} = \left(\frac{\dot{N}}{\pi}\right) k f(\theta) f(u) d^{2} \Omega du, \qquad (1)$$

где $d^2\Omega$ – элемент телесного угла; $kf(\theta)$ – функция распределения атомов по углу; f(u) – функция распределения атомов по скорости; u – безразмерная скорость атома. Внутри канала

происходят столкновения атомов со стенками. Межатомные столкновения внутри канала в распределении $kf(\theta)$ не учитываются [3]. Они влияют только на распределение f(u) [4]. После вылета из канала столкновения между атомами отсутствуют. Угловое распределение потока атомов из канала описывается формулами:

$$kf(\theta) = \frac{2\cos\theta}{\pi W} \left\{ \left(1 - \frac{1}{2}W\right) R(p) + \frac{2}{3} \left(1 - W\right) \left[1 - \left(1 - p^2\right)^{3/2}\right] p^{-1} \right\} + \frac{1}{2}\cos\theta, \ 0 \le \theta \le \arctan\left(\frac{d}{L}\right),$$
(2)

$$kf(\theta) = \frac{1}{\pi} \frac{\cos^2 \theta}{\sin \theta} \frac{4d/3L}{W} (1-W) + \frac{\cos \theta}{2}, \ \theta \ge \operatorname{arctg} \frac{d}{L},$$
(3)

где $W = (4d/3L)(1 + 4d/3L)^{-1} -$ коэффициент Клаузинга; p = (L/d) tg θ ; $R(p) = \arccos p - p(1-p^2)^{1/2}$.

Формулы (2), (3) подробно описаны в работе [3]. Распределение атомов по скоростям после вылета из канала отличается от максвелловского и определяется формулами:

$$f(u)du = \alpha u f_M(u) P(\theta, \gamma) du, \ P(\theta, \gamma) = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \frac{\operatorname{erf}\left[\gamma \theta(u)\right]^{1/2}}{\left[\gamma \theta(u)\right]^{1/2}}, \ \theta(u) = \frac{u e^{-u^2} + \left(1 + 2u^2\right) \operatorname{erf}(u)}{(\sqrt{2\pi})u^2},$$
(4)

где u = v / a – безразмерная скорость; $a = \sqrt{2kT / M}$ – наиболее вероятная скорость распределение Максвелла; $f_M(u) = (4/\sqrt{\pi})u^2e^{-u^2}$ – безразмерное распределение Максвелла; $\gamma = (1/2)(p_S / p_L^*)$ – половина отношения давления в источнике p_S к давлению, при котором длина свободного пробега атома равна длине канала p_L^* . Распределение (4) детально рассмотрено в статье [4]. Оно учитывает зависимость длины свободного пробега атома от скорости и столкновения между атомами внутри канала. В настоящей работе использовано значение $\gamma = 5$. Атом имеет три компоненты скорости: u_x , u_y , u_z . Здесь вводится приближение, что u в формуле (4) является продольной компонентой скорости, $u = u_z$. Две поперечные компоненты рассчитываются по формулам $u_x = utg\theta \cos\varphi$, $u_y = utg\theta \sin\varphi$, где φ – полярный угол. Вблизи оси пучка поперечные компоненты малы. В соответствии с формулами из [3] распределения по углу и скорости и нормируются на π и 1 соответственно.

Полный поток атомов [5] из канала в зависимости от температуры внутри источника приведен в таблице.

<i>Т</i> , °С	80	90	100	120	140
<i>Й</i> , ат./с	$4 \cdot 10^{9}$	8,3·10 ⁹	$1,1.10^{10}$	$5.6 \cdot 10^{10}$	$1,7.10^{11}$

Интенсивность атомного потока на расстоянии *z* от коллиматора, в точке с координатами *x*, *y*, *z* вычисляется по формуле

$$I(x, y, z) \sim \left(kf(\theta)\cos\theta / r^2\right) \int f(u) du, \quad r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}.$$
 (5)

Столкновения между атомами после вылета из источника отсутствуют. Интегральный поток атомов через площадку 15×15 мм в зависимости от координаты *z*, отсчитываемой от выхода коллиматора, приведен на рис. 1. Этот поток получен интегрированием формулы (5) по площа-



Рис. 1. Интегральная интенсивность пучка через площадку 15×15 мм в зависимости от расстояния от источника. На расстояниях 60, 100, 246 мм расположены диафрагмы. На расстоянии 350 мм – магнитный селектор

ди. Вблизи источника поток нормирован на 1. Если выбирать нормировочный коэффициент из таблицы, то площадка должна быть достаточно большая, чтобы через нее пролетала подавляющая часть атомов.

В серийных АЛТ, выпускаемых $\Phi \Gamma У\Pi «НПП «Исток», источник содержит многоканальный коллиматор. Полный поток составляет <math>10^{13}...10^{14}$ атомов в секунду [2]. Кроме потока атомов, при выборе источника важны диаграмма направленности и расход цезия. Диаграмма направленности зависит от соотношения диаметра *d* и длины *L* канала. На рис. 2 показаны поперечные профили пучков в зависимости от длины канала. Длина принимает значения 1, 4 и 7 мм. Диаметр канала фиксирован и составляет 0,04 мм. Расстояние от источника – 50 мм. Диаграмма направленности и сточника сужается при увеличении длины канала. При учете столкновений, если длина канала превышает длину свободного пробега, улучшение диаграммы направленности не происходит. В формулах (2), (3) столкновения атомов внутри канала не учитываются, поэтому диаграмма направленности сужается при любом увеличении длины канала. Эффекты, связанные с наличием многоканального коллиматора, здесь не рассматриваются. Интенсивность пучка от многоканального источника качественно можно описать с помощью коэффициента прозрачности коллиматора, который измеряется экспериментально.

На расстоянии 60 мм от источника расположена круглая диафрагма радиусом 5 мм. На ней, как видно на рис. 1, происходит падение интенсивности пучка. За диафрагмой происходит оптическая накачка пучка. Функция оптической накачки – накопление атомов в состоянии с F = 3. Первоначально количество атомов цезия с F = 3 и F = 4 равное. Квантовое число F представляет собой полный вращательный момент атома, т. е. сумму вращательных моментов ядра



Рис. 2. Поперечные профили пучков на расстоянии 50 мм от источника при длине канала 1 мм (—), 4 мм (…) и 7 мм (- - -)

и электронов (F = I + J). Для основного состояния цезия момент ядра I = 7/2, момент электронов J = L + S = 1/2. Два упомянутых вектора могут быть направлены в одну сторону. Тогда F = 4. Если они направлены в противоположные стороны, то F = 3. При оптической накачке атомный поток взаимодействует с лазерным излучением, которое вызывает переходы с одного из подуровней сверхтонкой структуры основного состояния атома цезия $6^2S_{1/2}$ на один из подуровней разрешенного возбужденного перехода $6^2P_{3/2}$. В результате спонтанных переходов атомы возвращаются в основное состояние $6^2S_{1/2}$ (L = 0) и накапливаются либо в состоянии с F = 4, либо с F = 3, в зависимости от длины волны лазера. В данной работе считается, что атомы накапливаются в состоянии с F = 3. Эффективность накачки k можно определить как отношение числа частиц, которые перешли в состояние F = 3, к первоначальному числу частиц в состоянии F = 4. Доля частиц в состоянии F = 4 после оптической накачки вычисляется, ется по формуле $N_4 / N = 0,5(1 - k)$.

В области от 100 до 246 мм расположен СВЧ-резонатор рамзеевского типа [6]. Он нужен, чтобы перевести часть атомов с уровня F = 3 на уровень F = 4 в зависимости от соотношения частот СВЧ-генератора и выбранного рабочего перехода. Частота рабочего перехода цезия – 9 192 631 770 Гц. На входе и выходе резонатора расположены прямоугольные отверстия 2×5 мм, через которые проходит пучок. Внутри резонатора имеются две области шириной 10 мм, где цезиевый атомный поток взаимодействует с СВЧ-полем. Сигнал СВЧ подается на вход резонатора. Вероятность перехода атома из одного состояния в другое определяется выражением

$$P_{p,q} = 4\sin^2\Gamma\sin^2\frac{1}{2}\alpha\tau \left[\cos\frac{1}{2}(\lambda T - \delta)\cos\frac{1}{2}\alpha\tau - \cos\Gamma\sin\frac{1}{2}(\lambda T - \delta)\sin\frac{1}{2}\alpha\tau\right]^2, \tag{6}$$

где $\alpha = [(\omega - \omega_0)^2 + (2b)^2]^{1/2}$ – корень из суммы квадратов отстройки частоты $\omega - \omega_0$ и удвоенного параметра мощности входного СВЧ-сигнала *b*; $\cos\Gamma = (\omega - \omega_0)/\alpha$; $\sin\Gamma = -2b/\alpha$; $\lambda - \text{сред$ няя отстройка частоты в пролетной области резонатора, между областями взаимодействия с полем СВЧ. Изменяя этот параметр, можно учесть пространственные неоднородности магнитных полей в пролетной области. В однородном поле $\lambda = \omega - \omega_0$. Параметр δ отвечает за паразитный фазовый сдвиг между осциллирующими магнитными полями в двух областях взаимодействия. При синфазности полей $\delta = 0$. Переменные τ , *T* – соответственно время пролета атомами области взаимодействия с полем (10 мм) и пролетной области (146 мм). Подробно формула (6) описана в [6]. В случае наличия распределения по скоростям (4) необходимо интегрировать выражение (7) по всему распределению по скоростям, поскольку времена т, Твычисляются только при фиксированной скорости. На рис. 3 представлены зависимости вероятности перехода от мощности входного СВЧ-сигнала для различных диапазонов скоростей [u_{\min} , u_{\max}]. Видно, что для узкого диапазона скоростей вероятность перехода составляет порядка 1 при оптимальной мощности. Для широкого диапазона скоростей максимум вероятности – порядка 0,78. В трубках с использованием оптической селекции атомных состояний диапазон скоростей атомов достаточно широкий, шире, чем в трубках с магнитным селектором на входе.



Рис. 3. Вероятность перехода атома цезия с уровня *F* = 3 на уровень *F* = 4 в зависимости от мощности СВЧ-сигнала и диапазона скоростей атомов в пучке. Частотная отстройка и фазовый сдвиг δ равны нулю:

 $--- u_{\min} = 0, u_{\max} = 5; \dots u_{\min} = 1, u_{\max} = 2;$ $--- u_{\min} = 1, 1, u_{\max} = 1, 3; --- u_{\min} = 0, u_{\max} = 2, 5$

На расстоянии 350 мм от источника расположен магнитный селектор. В магнитном селекторе атомы пространственно разделяются так, что пучок распадается на два пучка, с квантовыми

числами F = 3 и F = 4. Вход селектора ограничивает апертуру пучка. Область пролета пучка представляет собой полукольцо с внешним радиусом 5,6 мм и внутренним – 4,5 мм. Градиент магнитного поля в селекторе может достигать 50 000 Э/см. Длина области взаимодействия с полем – 30 мм. Отклонение атома в переменном магнитном поле с постоянным градиентом, эффект Штерна-Герлаха описываются следующими формулами:

$$y_{F=4} = y_0 + v_{y0}t_{\rm n} + \frac{1}{2}a_{mag}t_{\rm n}^2, \tag{7}$$

$$y_{F=3} = y_0 + v_{y0}t_{\pi} - \frac{1}{2}a_{mag}t_{\pi}^2, \qquad (8)$$

где *y* – поперечная координата вдоль градиента магнитного поля; $v_{y0} = \alpha u_{y0}$ – компонента скорости атома при входе в магнит; y_0 – начальная координата атома при входе в магнит; t_{π} – время пролета атомом области взаимодействия с магнитным полем; a_{mag} – ускорение атома в области взаимодействия. Из формул (7), (8) видно, что движение атома в области взаимодействия равноускоренное. Атомы с квантовыми числами F = 3 и F = 4 отклоняются в разные стороны. После магнита каждый атом летит с постоянной скоростью.

По формулам (1)...(8) возможен численный расчет интенсивности пучка на любом расстоянии от источника. На рис. 4 показаны поперечные профили пучка на расстоянии 417 мм от источника (37 мм от магнита), где располагается вольфрамовая нить детектора. Ускорение



Рис. 4. Поперечные профили атомного пучка после прохождения магнитного селектора, в месте расположения детектора, на расстоянии 417 мм от источника для различных значений ускорения, придаваемого атому силой взаимодействия с градиентом поля (*u* = 0...2,5): ---0; --- 5•10⁷; ... 1•10⁸; -- 5•10⁸ мм/c²

 a_{mag} меняется от 0 до 5•10⁸ мм/с². Безразмерная скорость атомов *и* изменяется от 0 до 2,5. Видно, что с увеличением градиента поля отклонение частиц растет и расстояние между максимумами в профиле пучка увеличивается. Высокий пик соответствует значению F = 4, низкий пик – значению F = 3. При малых значениях градиента поля области с F = 4 и F = 3перекрываются. При больших значениях градиента в центре образуется область с малой интенсивностью и много атомов теряется при столкновениях со стенками в зазоре полюсного наконечника магнита.

Магнитная селекция атомов в АЛТ дополняется ионизационным детектором пучка. Детектор преобразует поступающий на него атомный поток в выходной ток трубки. Он состоит из ионизатора и масс-спектрометра, который отфильтровывает ионы цезия [2]. На рис. 5 представлены нормированные зависимости выходного сигнала АЛТ в зависимости от мощности входного СВЧ-сигнала для различных диапазонов скоростей атомов в пучке и поперечного положения вольфрамовой ленты детектора. В расчетах предполагается, что все атомы цезия, попадающие на вольфрамовую ленту, ионизируются и вносят вклад в ток детектора, а шумы детектора отсутствуют. Сплошные квадраты соответствуют экспериментальной кривой для трубки [1]. Остальные кривые – результатам компьютерного моделирования пучка с использованием формул (1)...(8). На участке 100...250 мкВт экспериментальные и расчетные данные близки друг к другу.



Рис. 5. Выходной сигнал АЛТ в зависимости от входной мощности. Квадраты соответствуют экспериментальной кривой для АЛТ. Другие кривые рассчитаны теоретически:

 $\cdots u_{\min} = 0, u_{\max} = 2,53$, положение ленты детектора – 1,2 мм; — $u_{\min} = 0, u_{\max} = 5$, положение ленты – 1,2 мм; ××× $u_{\min} = 0, u_{\max} = 2,53$, положение ленты – 2 мм

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 4(507), 2010

Проведенные численные расчеты показывают, что использование оптической накачки на входе в СВЧ-резонатор АЛТ позволяет приблизительно на порядок увеличить эффективность применения цезиевого атомного потока и тем самым существенно повысить метрологические характеристики атомно-лучевых трубок.

ЛИТЕРАТУРА

1. Плешанов С.А., Самарцев И.И., Турутин Ю.А. Цезиевая атомно-лучевая трубка с оптической селекцией атомных состояний на входе в СВЧ-резонатор // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2007. – Вып. 1(489). – С. 87-92.

2. Атомно-лучевые цезиевые трубки / Е.Н. Покровский, Н.И. Волкова, М.С. Доманов, М.П. Лещенко, С.А. Плешанов, И.И. Самарцев, Ю.А. Турутин // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2009. – Вып. 3 (502). – С. 4-16.

3. *H.C.W. Beijerinck and N.F. Verster*. Velocity distribution and angular distribution of molecular beams from multichannel arrays // Journal of Applied Physics. – May 1975. – Vol. 46, No. 5.

4. *Olander D.R., Jones R.H.* Characterization of multichannel sources and their utilization in molecular beam systems // Entropie. – November-December 1969. – No. 30.

5. Стандарты частоты и времени на основе квантовых генераторов и дискриминаторов / Под ред. Б.П. Фатеева. – М.: Сов. радио, 1978.

6. Рамзей Н. Молекулярные пучки. – М., 1960.

Статья поступила 20 августа 2010 г.

УДК 621.385.83:62-503.56

ОПТИМИЗАЦИЯ КОНСТРУКЦИИ КРУПНОГАБАРИТНЫХ ТОРЦЕВЫХ КАТОДНО-ПОДОГРЕВАТЕЛЬНЫХ УЗЛОВ С КОНТАКТНЫМ ПОДОГРЕВАТЕЛЕМ

Ю. А. Коваленко, А. Н. Ермилов, Д. С. Королев

ФГУП «ВЭИ им. В. И. Ленина», г. Москва

На основе теории тонких оболочек предложен аналитический метод определения термоупругих напряжений в многослойных конструкциях катодно-подогревательных узлов с контактным подогревателем. Предложен метод оптимизации таких конструкций с учетом специфики их применения. Оптимизация связана с минимизацией функционала, содержащего в своем составе два слагаемых, один из которых равен величине потенциальной энергии термоупругих напряжений в конструкции КПУ, а другой учитывает изменение кривизны эмитирующей поверхности в результате напряжений, возникающих в конструкции.

The analytical method of defining thermoelastic stress in multilayer designs of cathode-heating nodes with a contact heater is proposed on the basis of the theory of thin shells. A method of optimizing such designs was proposed taking into account the specificity of their application. The optimization is connected with a functional minimization comprising two components one of which is equal to the value of potential energy of thermoelastic stress in CHN design, and the other considers the change of curvature of emitting surface as a result of stresses generating in the design.

КС: оптимизация, конструкция, катодно-подогревательный узел, теория тонких оболочек

Keywords: optimization, design, cathode-heating node, theory of thin shells

1. ВВЕДЕНИЕ

Анализ причин выхода из строя электронных приборов указывает на корреляцию надежности и стабильности их параметров с термомеханическими деформациями и напряжениями катодно-подогревательных узлов (КПУ). Поэтому решение задачи разработки высоконадежных электронных приборов неразрывно связано с созданием оптимальных конструкций КПУ с предельно высокими эксплуатационными параметрами.

Центральным моментом оптимального проектирования является выбор критерия оптимальности, максимально отражающего специфику применения изделия. Так как основной причиной разрушения КПУ с контактным подогревателем является термическое напряжение, то в качестве критерия оптимальности логично использовать энергетическую характеристику термонапряженного состояния – потенциальную энергию упругой деформации [1, 2]. Однако данный критерий не отражает важную специфику применения КПУ – влияние деформации и перемещения эмитирующей поверхности под действием термических напряжений на формирование электронных потоков в электронных приборах [3]. Эта специфика вынуждает руководствоваться не одним, а, как минимум, двумя критериями оптимальности и осуществлять оптимизацию конструкции КПУ как поиск разумного компромисса между величинами напряжений в конструкции и изменением формы эмитирующей поверхности.

2. АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕРМОУПРУГИХ НАПРЯЖЕНИЙ

Известно [4, 5], что при термонапряженном состоянии из всех возможных перемещений и напряжений реализуются те, при которых потенциальная энергия минимальна. В аксиальносимметричном случае потенциальная энергия описывается уравнением

$$\Pi = \left\{ \iint_F \frac{E}{1+\nu} \left[\frac{1+\nu}{1-\nu} \left(\frac{du}{dr} + \frac{d\omega}{dz} + \frac{u}{r} - 3\alpha T \right)^2 + \left(\frac{d\omega}{dz} - \frac{du}{dr} \right)^2 + \left(\frac{du}{dr} - \frac{u}{r} \right)^2 + \left(\frac{du}{dr} - \frac{d\omega}{dz} \right)^2 + \frac{3}{2} \left(\frac{du}{dz} + \frac{d\omega}{dr} \right)^2 \right] r dr dz \right\},$$

где α – параметр, выбираемый из условия минимума потенциальной энергии; v – коэффициент Пуассона; F – площадь поперечного сечения тела вращения; ω – осевые перемещения; u – радиальные перемещения; T – температура; E – модуль упругости Юнга. Поэтому с учетом

ограничений на осевое перемещение $f = \int_{0}^{R} \left(\frac{d^2\omega}{dr^2}\right)^2 dr \le \delta(r)$ в качестве критерия оптималь-

ности удобно выбрать условие минимума функционала $\Phi = \Pi + \beta f$, где β – коэффициент термического расширения.

При этом ограничения на величины напряжений связаны соотношениями:

$$\sigma_{rr} = \frac{E}{(1+\nu)(1-2\nu)} \left[(1-\nu)\frac{d\omega}{dz} + \nu \left(\frac{du}{dr} + \frac{u}{r}\right) - \alpha T(1+\nu) \right] \le \sigma_{r \text{ доп}},$$

$$\sigma_{ZZ} = \frac{E}{(1+\nu)(1-2\nu)} \left[(1-\nu)\frac{du}{dr} + \nu \left(\frac{u}{r} + \frac{d\omega}{dz}\right) - \alpha T(1+\nu) \right] \le \sigma_{Z \text{ доп}},$$

$$\sigma_{\varphi\varphi} = \frac{E}{(1+\nu)(1-2\nu)} \left[(1-\nu)\frac{u}{r} + \nu \left(\frac{d\omega}{dz} + \frac{du}{dr}\right) - \alpha T(1+\nu) \right] \le \sigma_{\varphi \text{ доп}},$$

где $\sigma_{rr}, \sigma_{zz}, \sigma_{\phi\phi}$ — радиальные, осевые и азимутальные угловые напряжения; σ_{r} доп, σ_{z} доп, σ_{ϕ} доп — радиальные, осевые и азимутальные угловые допустимые напряжения.

Традиционная конструкция КПУ с контактным подогревателем представляет собой многослойную аксиально-симметричную структуру, изготавливаемую методами порошковой металлургии или плазменного напыления и содержащую (рис. 1) эмитирующий слой *1*, керн *2*, один или несколько демпфирующих слоев *3* и контактный подогреватель с изолирующим покрытием *4*. Можно считать, что термоупругие характеристики такой многослойной конструкции КПУ зависят только от координаты *z* и не зависят от радиуса и угла.



Рис. 1. Конструкция КПУ

В случае, когда толщина контактного КПУ много меньше его диаметра, можно конструкцию рассматривать как многослойную тонкую пластинку и для определения ее термонапряженного состояния использовать теорию тонких оболочек.

Особенностью математической постановки подобных задач является то обстоятельство, что в основные уравнения этой теории не входят непосредственно искомые величины (перемещения, деформации и напряжения), а входят величины усилия, моменты, деформации и перемещения точек срединной поверхности, положение которой определяется из условия

$$\sum_{i=1}^{n} \frac{E_i \alpha_i}{1 - \nu_i} \left(h_i - z_0 \right) = 0 \Longrightarrow z_0 = \frac{\sum_{i=1}^{n} \frac{E_i \alpha_i}{1 - \nu_i} h_i}{\sum_{i=1}^{n} \frac{E_i \alpha_i}{1 - \nu_i}}.$$
(1)

Следуя приёму, используемому в теории тонких оболочек, выделим из пластины толщиной h двумя радиальными плоскими сечениями, перпендикулярными торцевой поверхности и образующими между собой угол $d\theta$, и двумя цилиндрическими сечениями, нормальными к торцевой поверхности и пересекающимися с ней по окружностям радиуса r и r + dr, элемент.

Обозначим: $\sigma_r, \sigma_{\theta}$ – нормальные напряжения, действующие на площадках, ограничивающих элемент; $\tau_{r\theta}, \tau_{\theta r}, \tau_{rz}, \tau_{zr}$ – касательные напряжения, действующие по тем же площадкам в направлениях единичных векторов e_{θ}, e_r, e_z соответственно. Вместо напряжений введем статически им эквивалентные усилия и моменты по [6, 7]:

$$N_{r} = \int_{-(h/2)}^{h/2} \sigma_{r} dz, \qquad N_{\theta} = \int_{-(h/2)}^{h/2} \sigma_{\theta} dz, \qquad N_{r\theta} = N_{\theta r} = \int_{-(h/2)}^{h/2} \tau_{r\theta} dz,$$

$$Q_{r} = \int_{-(h/2)}^{h/2} \tau_{rz} dz, \qquad Q_{\theta} = \int_{-(h/2)}^{h/2} \tau_{\theta z} dz,$$

$$M_{r} = \int_{-(h/2)}^{h/2} \sigma_{r} z dz, \qquad M_{\theta} = \int_{-(h/2)}^{h/2} \sigma_{\theta} z dz, \qquad M_{r\theta} = M_{\theta r} = \int_{-(h/2)}^{h/2} \tau_{r\theta} z dz.$$
(2)

Здесь $N_r, N_{r\theta}, Q_r$ – соответственно нормальное, сдвигающее и поперечное усилия, действующие в цилиндрическом сечении; $N_{\theta}, N_{\theta r} = N_{r\theta}, Q_{\theta}$ – нормальное, сдвигающее и поперечное усилия, действующие в радиальном сечении; $M_r = M_{r\theta}$ – изгибающий и крутящий моменты, действующие в цилиндрическом сечении; $M_{\theta}, M_{\theta r} = M_{r\theta}$ – изгибающий и крутящий моменты, действующие в радиальном сечении. Внутренние усилия и моменты отнесены к единице длины соответствующей координатной линии (окружности или полярного радиуса). Положительные направления внутренних усилий и моментов показаны на рис. 2, 3.



Рис. 2. Усилия, действующие на элемент



Рис. 3. Моменты, действующие на элемент

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 4(507), 2010

Согласно теории тонких оболочек, равновесие срединного элемента имеет вид [7]

$$\begin{cases} \frac{\partial (N_{r}r)}{\partial r} - N_{\theta} = 0, \\ \frac{\partial (M_{r}r)}{\partial r} - M_{\theta} - Q_{r}r = 0, \\ \frac{\partial (Q_{r}r)}{\partial r} = 0. \end{cases}$$
(3)

Считая эмиттер тонкой оболочкой, а следовательно, справедливой гипотезу о неизменности нормального элемента, деформации в произвольной точке пластины можно представить в виде $\varepsilon_r(z) = \varepsilon_r + (z - z_0) \vartheta_r$; $\varepsilon_{\theta}(z) = \varepsilon_{\theta} + (z - z_0) \vartheta_{\theta}$, где $\varepsilon_r, \varepsilon_{\theta}$ – деформации начальной поверхности; $\vartheta_r, \vartheta_{\theta}$ – кривизна начальной поверхности.

В свою очередь, перемещения можно представить как $u(z) = u + (z - z_0)v_r$, $\omega(z) = \omega$, где u, ω – перемещения начальной поверхности; v_r – угол поворота начальной поверхности в результате деформации (рис. 4).



В аксиально-симметричном случае деформации и перемещения связаны соотношениями:

$$\varepsilon_r = \frac{\partial u}{\partial r}; \quad \varepsilon_\theta = \frac{u}{r}; \quad \vartheta_r = -\frac{\partial^2 \omega}{\partial r^2}; \quad \vartheta_\theta = -\frac{1}{r} \frac{\partial \omega}{\partial r}.$$
 (4)

Кроме того, перемещения и напряжения термоупругой деформации связаны соотношениями Дюамеля-Неймана:

$$\sigma_{r} = \frac{2G}{1-\nu} \left[(1-\nu)\frac{\partial u}{\partial r} + \nu \frac{u}{r} \right] - E\alpha \frac{\nu}{1-2\nu},$$

$$\sigma_{\theta} = \frac{2G}{1-\nu} \left[(1-\nu)\frac{u}{r} + \nu \frac{\partial u}{\partial r} \right] - E\alpha \frac{\nu}{1-2\nu}.$$
(5)

Выражая деформации в произвольной точке через деформации начальной поверхности и проводя суммирование по толщине КПУ, если ввести обозначения

$$\begin{split} A_{1} &= \sum_{i=1}^{n} \frac{E_{i}}{1 - v_{i}^{2}} h_{i}, \qquad A_{2} = \sum_{i=1}^{n} \frac{v_{i} E_{i}}{1 - v_{i}^{2}} h_{i}, \\ B_{1} &= \sum_{i=1}^{n} \frac{E_{i} \left(h_{i} + 2h_{i-1} - z_{0}\right)}{1 - v_{i}^{2}} h_{i}, \quad B_{2} = \sum_{i=1}^{n} \frac{E_{i} v_{i} \left(h_{i} + 2h_{i-1} - z_{0}\right)}{1 - v_{i}^{2}} h_{i}, \quad B = \sum_{i=1}^{n} \frac{E_{i} \alpha_{i} T_{i}}{1 - v_{i}} h_{i}, \\ D_{1} &= \sum_{i=1}^{n} \frac{E_{i} \left[\frac{1}{3} \left(h_{i}^{2} + 3h_{i-1}h_{i} + 3h_{i-1}^{2}\right) - \left(h_{i} + 2h_{i-1}\right)z_{0} + z_{0}^{2}\right]}{1 - v_{i}^{2}} h_{i}, \\ D_{2} &= \sum_{i=1}^{n} \frac{E_{i} v_{i} \left[\frac{1}{3} \left(h_{i}^{2} + 3h_{i-1}h_{i} + 3h_{i-1}^{2}\right) - \left(h_{i} + 2h_{i-1}\right)z_{0} + z_{0}^{2}\right]}{1 - v_{i}^{2}} h_{i}, \end{split}$$

получим

$$\begin{split} N_r &= A_1 \frac{\partial u}{\partial r} - B_1 \frac{\partial^2 \omega}{\partial r^2} + A_2 \frac{u}{r} - B_2 \frac{1}{r} \frac{\partial \omega}{\partial r} - B, \\ N_\theta &= A_1 \frac{u}{r} - B_1 \frac{\partial \omega}{\partial r} + A_2 \frac{\partial u}{\partial r} - B_2 \frac{\partial^2 \omega}{\partial r^2} - B, \\ M_r &= B_1 \frac{\partial u}{\partial r} - D_1 \frac{\partial^2 \omega}{\partial r^2} + B_2 \frac{u}{r} - D_2 \frac{1}{r} \frac{\partial \omega}{\partial r}, \\ M_\theta &= B_1 \frac{u}{r} - D_1 \frac{\partial \omega}{\partial r} + B_2 \frac{\partial u}{\partial r} - D_2 \frac{\partial^2 \omega}{\partial r^2}. \end{split}$$

Используя найденные выражения, получаем систему двух уравнений

$$\begin{cases} A_{1}\left(\frac{\partial^{2}u}{\partial r^{2}} + \frac{1}{r}\frac{du}{dr} - \frac{u}{r^{2}}\right) - B_{1}\left(\frac{\partial^{3}\omega}{\partial r^{3}} + \frac{1}{r}\frac{\partial^{2}\omega}{\partial r^{2}} - \frac{1}{r^{2}}\frac{\partial\omega}{\partial r}\right) = 0, \\ B_{1}\left(\frac{\partial^{2}u}{\partial r^{2}} + \frac{1}{r}\frac{\partial u}{\partial r} - \frac{u}{r^{2}}\right) - D_{1}\left(\frac{\partial^{3}\omega}{\partial r^{3}} + \frac{1}{r}\frac{\partial^{2}\omega}{\partial r^{2}} - \frac{1}{r}\frac{\partial\omega}{\partial r}\right) = Q_{r}. \end{cases}$$
(6)

После умножения правой и левой частей второго уравнения системы и дифференцирования его по *r* получим систему линейных уравнений в частных производных

$$\begin{cases} A_{1}\left(\frac{\partial^{2}u}{\partial r^{2}}+\frac{1}{r}\frac{du}{dr}-\frac{u}{r^{2}}\right)-B_{1}\left(\frac{\partial^{3}\omega}{\partial r^{3}}+\frac{1}{r}\frac{\partial^{2}\omega}{\partial r^{2}}-\frac{1}{r^{2}}\frac{\partial\omega}{\partial r}\right)=0, \\ B_{1}\left(\frac{\partial^{3}u}{\partial r^{3}}+2\frac{\partial^{2}u}{\partial r^{2}}-\frac{1}{r}\frac{\partial u}{\partial r}+\frac{u}{r^{2}}\right)-D_{1}\left(r\frac{\partial^{4}\omega}{\partial r^{4}}+2\frac{\partial^{3}\omega}{\partial r^{3}}-\frac{1}{r}\frac{\partial^{2}\omega}{\partial r^{2}}+\frac{1}{r^{2}}\frac{\partial\omega}{\partial r}\right)=\frac{\partial(Q_{r}r)}{\partial r}. \end{cases}$$
(7)

Если обозначить $\phi = \frac{\partial^2 \omega}{\partial r^2}, \quad \Delta = \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r}, \text{ то с учётом}$

$$\begin{cases} \frac{\partial^{3} \varphi}{\partial r^{3}} + \frac{2}{r} \frac{\partial^{2} \varphi}{\partial r^{2}} - \frac{1}{r^{2}} \frac{\partial \varphi}{\partial r} + \frac{1}{r^{3}} \frac{\partial \varphi}{\partial r} = \Delta \left(\frac{\partial \varphi}{\partial r} + \frac{\varphi}{r} \right), \\ \frac{\partial^{3} u}{\partial r^{3}} + \frac{2}{r} \frac{\partial^{2} u}{\partial r^{2}} - \frac{1}{r^{2}} \frac{\partial u}{\partial r} + \frac{1}{r^{3}} \frac{\partial u}{\partial r} = \Delta \left(\frac{\partial u}{\partial r} + \frac{u}{r} \right), \end{cases}$$

система уравнений (4) сводится к системе

$$\begin{cases} A_1 \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{\partial u}{\partial r} + \frac{u}{r} \right) - B_1 \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{\partial \varphi}{\partial r} + \frac{\varphi}{r} \right) = 0, \\ B_1 \Delta \left(\frac{\partial u}{\partial r} + \frac{u}{r} \right) - D_1 \Delta \left(\frac{\partial \varphi}{\partial r} + \frac{\varphi}{r} \right) = 0. \end{cases}$$
(8)

Введем переменные

еменные

$$\begin{cases}
y_1 = A_1 u - B_1 \varphi, \\
y_2 = -B_1 u + D_1 \varphi,
\end{cases} \Rightarrow \begin{cases}
u = \frac{D_1 y_1 + B_1 y_2}{A_1 D_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 y_1 + A_1 y_2}{A_1 D_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 D_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 D_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 D_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 D_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 D_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 D_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 D_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 D_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 D_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 D_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 D_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 D_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 D_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 D_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 D_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 D_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 D_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 D_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 D_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 D_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 D_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 D_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 D_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 D_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 D_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 Q_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 Q_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 Q_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 Q_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 Q_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 Q_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 Q_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 Q_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 Q_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 Q_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 Q_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 Q_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 Q_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 Q_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 Q_1 - B_1^2}, \\
\varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 Q_1 - B_1^2}, \\ \varphi = \frac{B_1 Q_1 + A_1 Q_2}{A_1 Q_1 - B_1^2}, \\ \varphi$$

Тогда система уравнений преобразуется к виду

$$\begin{cases} A_{1} \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{D_{1} \frac{dy_{1}}{dr} + B_{1} \frac{dy_{2}}{dr}}{A_{1}D_{1} - B_{1}^{2}} + \frac{1}{r} \frac{D_{1}y_{1} + B_{1}y_{2}}{A_{1}D_{1} - B_{1}^{2}} \right) - B_{1} \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{B_{1} \frac{dy_{1}}{dr} + A_{1} \frac{dy_{2}}{dr}}{A_{1}D_{1} - B_{1}^{2}} + \frac{1}{r} \frac{B_{1}y_{1} + A_{1}y_{2}}{A_{1}D_{1} - B_{1}^{2}} \right) = 0, \\ B_{1} \Delta \left(\frac{D_{1} \frac{dy_{1}}{dr} + B_{1} \frac{dy_{2}}{dr}}{A_{1}D_{1} - B_{1}^{2}} + \frac{1}{r} \frac{D_{1}y_{1} + B_{1}y_{2}}{A_{1}D_{1} - B_{1}^{2}} \right) - D_{1} \Delta \left(\frac{B_{1} \frac{dy_{1}}{dr} + A_{1} \frac{dy_{2}}{dr}}{A_{1}D_{1} - B_{1}^{2}} + \frac{1}{r} \frac{B_{1}y_{1} + A_{1}y_{2}}{A_{1}D_{1} - B_{1}^{2}} \right) = 0. \end{cases}$$

После преобразований система может быть записана так:

$$\begin{cases} \left(A_1D_1 - B_1^2\right)\frac{\partial}{\partial r}\left(\frac{dy_1}{dr} + \frac{y_1}{r}\right) = 0, \\ \left(A_1D_1 - B_1^2\right)\Delta\left(\frac{dy_2}{dr} + \frac{y_2}{r}\right) = 0, \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{\partial}{\partial r}\left(\frac{dy_1}{dr} + \frac{y_1}{r}\right) = 0, \\ \Delta\left(\frac{dy_2}{dr} + \frac{y_2}{r}\right) = 0, \end{cases}$$

Решение первого уравнения системы:

$$\frac{dy_1}{dr} + \frac{y_1}{r} = C_1 \Longrightarrow \frac{d(ry_1)}{rdr} = C_1 \Longrightarrow d(ry_1) = C_1 r dr \Longrightarrow y_1 = \frac{r}{2}C_1 + \frac{1}{r}C_2.$$

Для решения второго уравнения системы обозначим $\Psi = \frac{dy_2}{dr} + \frac{y_2}{r}$; тогда, учитывая, что $\Delta = \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r}, \quad \text{получаем} \quad \frac{\partial^2 \Psi}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \Psi}{\partial r} = 0.$ Если обозначить $\zeta = \frac{\partial \Psi}{\partial r} \Rightarrow \frac{\partial \zeta}{\partial r} + \frac{1}{r} \zeta = 0 \Rightarrow \frac{d\zeta}{\zeta} = -\frac{dr}{r} \Rightarrow \zeta = \frac{C_3}{r} \Rightarrow \frac{\partial \Psi}{\partial r} = \frac{C_3}{r} \Rightarrow \Psi = C_3 \ln r + C_4, \quad \text{то}$ $\frac{\partial y_2}{\partial r} + \frac{y_2}{r} = C_3 \ln r + C_4 \Rightarrow \frac{1}{r} \frac{\partial (ry_2)}{\partial r} = C_3 \ln r + C_4 \Rightarrow \partial (ry_2) = (C_3 r \ln r + rC_4) \partial r.$

Интегрируя последнее уравнение, имеем $y_2 = \frac{C_3 r}{4} (2 \ln r - 1) + \frac{C_4}{2} r + \frac{C_5}{r}$.

Подставляя найденные выражения в уравнения для перемещений, можно записать

$$u = \frac{D_1 \left(\frac{r}{2}C_1 + \frac{1}{r}C_2\right) + B_1 \left[\frac{C_3 r}{4} (2\ln r - 1) + \frac{C_4}{2}r + \frac{C_5}{r}\right]}{A_1 D_1 - B_1^2},$$

$$\varphi = \frac{B_1 \left(\frac{r}{2}C_1 + \frac{1}{r}C_2\right) + A_1 \left[\frac{C_3 r}{4} (2\ln r - 1) + \frac{C_4}{2}r + \frac{C_5}{r}\right]}{A_1 D_1 - B_1^2}.$$

Из-за ограниченности перемещения в центре пластины $C_2 = 0$, $C_3 = 0$, $C_5 = 0$. Поэтому перемещения можно представить в виде

$$u = \frac{D_{1}C_{1} + B_{1}C_{1}^{*}}{A_{1}D_{1} - B_{1}^{2}}r, \quad \frac{\partial u}{\partial r} = \frac{D_{1}C_{1} + B_{1}C_{1}^{*}}{A_{1}D_{1} - B_{1}^{2}},$$

$$\varphi = \frac{D_{1}C_{1} + A_{1}C_{1}^{*}}{A_{1}D_{1} - B_{1}^{2}}r, \quad \frac{\partial \varphi}{\partial r} = \frac{D_{1}C_{1} + A_{1}C_{1}^{*}}{A_{1}D_{1} - B_{1}^{2}}.$$
(9)

31

Если обозначить

$$\alpha = \frac{A_1 D_1 + A_2 D_1 - B_1^2 - B_1 B_2}{A_1 D_1 - B_1^2}, \qquad \beta = \frac{A_2 B_1 - B_2 D_1}{A_1 D_1 - B_1^2},$$

$$\xi = \frac{B_2 D_1 - B_1 D_2}{A_1 D_1 - B_1^2}, \qquad \gamma = \frac{B_1 B_2 + B_1^2 - A_1 (D_1 + D_2)}{A_1 D_1 - B_1^2},$$

то

$$N_r = N_{\theta} = \alpha C_1 + \beta C_1^*, \quad M_r = M_{\theta} = \xi C_1 + \gamma C_1^*.$$
 (10)

Константы C_1, C_1^* определяются из граничных условий. Для определения этих констант необходимо в зависимости от граничных условий использовать пару уравнений из множества

$$\begin{split} u &= \frac{D_1 C_1 + B_1 C_1^*}{A_1 D_1 - B_1^2} r, & \frac{\partial \omega}{\partial r} = \varphi = \frac{B_1 C_1 + A_1 C_1^*}{A_1 D_1 - B_1^2} r, \\ N_r &= N_{\theta} = \alpha C_1 + \beta C_1^* + B, & M_r = M_{\theta} = \xi C_1 + \gamma C_1^*, \\ \varepsilon_r &= \varepsilon_{\theta} = \frac{D_1 C_1 + B_1 C_1^*}{A_1 D_1 - B_1^2}, & \vartheta_r = \vartheta_{\theta} = \frac{B_1 C_1 + A_1 C_1^*}{A_1 D_1 - B_1^2}. \end{split}$$

При свободной периферии и отсутствии на ней внешних нагрузок

$$\begin{cases} N_r = N_f = \alpha C_1 + \beta C_1^* + B = 0, \\ M_r = M_f = \xi C_1 + \gamma C_1^* = 0, \end{cases} \Longrightarrow \begin{cases} C_1 = \frac{B\gamma}{\alpha\gamma - \xi\beta} \\ C_1^* = \frac{-B\xi}{\alpha\gamma - \xi\beta} \end{cases}$$

С учётом уравнения (5) $\sigma_{r_i} = \frac{E_i}{1 - v_i} (\varepsilon_r - z \vartheta_r + \alpha_i T_i).$

Полученное аналитическое решение позволяет определить напряжения деформации и осуществить оптимизацию конструкции на основании критерия, предложенного в начале статьи.

3. ТЕРМОУПРУГИЕ НАПРЯЖЕНИЯ, ВОЗНИКАЮЩИЕ В КОНСТРУКЦИЯХ ТОРЦЕВЫХ КАТОДНО-ПОДОГРЕВАТЕЛЬНЫХ УЗЛОВ

Рассмотрим пример использования данной методики для оптимизации многослойной конструкции аксиально-симметричного эмиттера КПУ торцевого типа.

Исходная структура содержала оксидно-никелевое эмиссионное покрытие [3], никелевый или молибденовый керн и контактный подогреватель с алундовым изолирующим покрытием. Температура узла составляла 1300 К.

Характеристика	Алунд Al ₂ O ₃	Ni-губка	Ni-керн	Мо-керн
Модуль упругости <i>E</i> , кг/мм ²	32 200	5 000	13 500	28 000
Коэффициент Пуассона µ	0,15	0,3	0,4	0,3
Коэффициент термического расширения α·10 ⁻⁶	7,3	16,3	17,3	7,0

Для расчетов использовались следующие величины термоупругих характеристик слоев.

Из зависимостей, приведенных на рис. 5, 6, следует: в случаях как никелевого, так и молибденового керна термические напряжения столь значительны, что разрушение структуры неизбежно.





Рис. 5. Зависимости напряжения σ (*a*), деформации е (*б*), потенциальной энергии Π (*в*) и критерия оптимальности Φ (*г*) от толщины никелевого керна *h* для структуры: *l* – эмиссионное покрытие толщиной 0,5 мм; *2* – никелевый керн; *3* – промежуточный слой на основе никелевой губчатой структуры толщиной 0,5 мм; *4* – изолирующее алундовое покрытие толщиной 1 мм

Возможный вариант снижения термоупругих напряжений конструкции – введение промежуточного слоя из композиционного материала (КМ) на основе губчатой никелевой структуры между керном из молибдена и изолирующим покрытием подогревателя.

На рис. 7 показаны зависимости напряжения, деформации, потенциальной энергии и критерия оптимальности от толщины молибденового керна для структуры: эмиссионное покрытие; молибденовый керн; промежуточный слой на основе никелевой губчатой структуры; изолирующее алундовое покрытие.



Рис. 6. Зависимости напряжения σ (*a*), деформации е (*б*), потенциальной энергии Π (*в*) и критерия оптимальности Φ (*г*) от толщины молибденового керна *h* для структуры: *l* – эмиссионное покрытие толщиной 0,5 мм; *2* – молибденовый керн; *3* – изолирующее алундовое покрытие толщиной 1 мм





Рис. 7. Зависимости напряжения σ (a), деформации е (б), потенциальной энергии П (в) и критерия оптимальности Ф (г) от толщины молибденового керна h для структуры:
 I – эмиссионное покрытие толщиной 0,5 мм; 2 – молибденовый керн; 3 – промежуточный слой на основе никелевой губчатой структуры толщиной 0,5 мм; 4 – изолирующее алундовое покрытие толщиной 1 мм
Анализ результатов расчётов показывает, что, варьируя толщину промежуточного слоя, удается достичь экстремума критерия оптимальности. При этом изменения кривизны эмитирующей поверхности и напряжения в слоях не превосходят допустимых значений. Таким образом, данный вариант структуры может служить основой для создания работоспособной конструкции.

Несомненный интерес представляет попытка снижения термических напряжений путем введения промежуточного слоя на основе КМ. Предпосылкой применения КМ является зависимость их термоупругих свойств от состава, что позволяет получить дополнительную степень свободы при оптимизации конструкции КПУ. Функциональные зависимости термоупругих свойств от состава КМ могут быть определены из решения системы нелинейных уравнений [8, 9]:

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^{n} \frac{5(3\kappa + 4\mu)\mu_{i}\theta_{i}}{(9\kappa + 8\mu)\mu + 6\mu_{i}(\kappa + 2\mu)} = 1, \\ \sum_{i=1}^{n} \frac{(3\kappa + 4\mu)\kappa_{i}\theta_{i}}{(3\kappa_{i} + 4\mu)\kappa} = 1, \end{cases}$$

где μ – модуль сдвига; *к* – модуль всестороннего сжатия; и, – объемная доля *i*-фазы. Коэффициент термического расширения двухфазной системы α рассчитывался по формуле

$$\alpha = \theta_1 \alpha_1 + \theta_2 \alpha_2 + \frac{(\alpha_1 - \alpha_2)\kappa_1 \kappa_2}{\kappa_2 - \kappa_1} \left[\frac{1}{\kappa} - \left(\frac{\theta_1}{\kappa_1} + \frac{\theta_2}{\kappa_2} \right) \right]$$

Снижение напряжений в этом слое получается при варьировании состава эмиссионного покрытия и промежуточного слоя. Результаты оптимизации показали, что экстремально низкому значению критерия оптимальности соответствует композиция: прессованное губчатое оксидно-никелевое эмиссионное покрытие, содержащее в своем составе цирконий (30 %); молибденовый керн толщиной 3 мм; промежуточный слой на основе никель-рений КМ с содержанием рения 40 % и подогреватель с алундовым покрытием. На рис. 8 приведены характеристики термонапряженного состояния такой структуры при 1300 К.

Анализ приведенных зависимостей показывает, что данный вариант структуры обеспечивает снижение термических напряжений в 6...8 раз при минимальном изменении кривизны поверхности эмиттера. Полученный результат позволяет рекомендовать такую структуру как оптимальную для конструкций КПУ торцевого типа с губчатым прессованным оксидно-никелевым эмиссионным покрытием и контактным подогревателем.

4. ВЫВОДЫ

1. Показано, что оптимизация термонапряженного состояния конструкций КПУ является многокритериальной задачей условной оптимизации, основной алгоритм решения которой связан с поиском разумного компромисса между величинами напряжений конструкции и изменением формы эмитирующей поверхности.

2. На основе теории тонких оболочек найдены аналитические выражения для термоупругих напряжений, деформаций, перемещений, а также величины потенциальной энергии и критерия оптимальности для конструкции торцевых многослойных КПУ.



Рис. 8. Зависимости напряжения σ (*a*), деформации е (*б*), потенциальной энергии Π (*в*) и критерия оптимальности Φ (*г*) от толщины промежуточного слоя *h* для структуры: *l* – эмиссионное покрытие толщиной 0,5 мм; *2* – молибденовый керн; *3* – промежуточный слой на основе композиционного материала с содержанием 60 % никеля и 40 % рения; *4* – изолирующее алундовое покрытие толщиной 1 мм

3. На основе предложенного критерия оптимальности осуществлена оптимизация конструкции КПУ торцевого типа. Результаты оптимизации показали необходимость применения в структуре промежуточных слоёв на основе композиционных материалов.

4. Показана перспективность применения демпфирующего слоя на основе композиционного материала никель-рений (с содержанием рения 40 %) между керном и электроизолированным контактным подогревателем.

ЛИТЕРАТУРА

1. Малков В.П., Угодников А.Г. Оптимизация упругих систем. – М.: Наука, 1982. – 288 с.

2. Аннин Б.Д. Механика деформирования и оптимального проектирования слоистых тел. – Н.: ИИГ, 2005. – 223 с.

3. *Королев С.В., Лазарев В.Н.* Влияние термических деформаций катодно-подогревательных узлов и элементов электронно-оптических систем электронно-лучевых приборов на формирование мощных релятивистских пучков // Электронная техника. Сер.1. Электроника СВЧ. – 1987. – Вып. 5 (399). – С. 33–39.

4. Зарубин В.С. Прикладные задачи термопрочности элементов конструкций. – М.: Машиностроение, 1985. – 293 с.

5. Партон В.З., Пермин П.И. Методы математической теории упругости. – М.: Наука, 1981. – 688 с.

6. Коваленко А.Д. Избранные труды. – Киев: Наукова думка, 1976. – 762 с.

7. Подстригач Я.С., Ломакин В.А., Коляко Ю.М. Термоупругость тел неоднородной структуры. – М.: Наука, 1984. – 368 с.

8. *Скороход В.В.* Расчёт упругих изотропных модулей дисперсных твёрдых смесей // Порошковая металлургия. – 1961. – № 1. – С. 51–53.

9. Кристиансен Р. Введение в механику композитов. - М.: Мир, 1982. - 334 с.

Статья поступила 7 июля 2010 г.

УДК 621.385.6: 621.3.032.21

ТОКООТБОР В МОЩНЫХ СВЧ-ПРИБОРАХ С УЧЕТОМ ЭМИССИОННОЙ НЕОДНОРОДНОСТИ ТЕРМОЭМИТТЕРОВ

А. Н. Ермилов, Д. С. Королев

ФГУП «ВЭИ им. В. И. Ленина», г. Москва

Предложено оригинальное уравнение для расчета токоотбора с учетом эмиссионной неоднородности. По своей структуре уравнение токоотбора – интегральное уравнение Фредгольма 1-го рода, содержащее два равнозначных сомножителя: ядро уравнения, отражающее свойства электронно-оптической системы, и статистическая функция распределения работы выхода, отражающая свойства эмитирующей поверхности. Показано хорошее согласование значений токоотбора, предсказываемых этим законом и регистрируемых в экспериментальных исследованиях.

An original equation for calculating current takeoff has been proposed subject to emission heterogeneity. By its structure the current takeoff equation is an integral Fredholm equation of the first kind having two equal factors: the equation kernel reflecting the properties of electronic-optical system, and the statistical function of distributing work function reflecting the properties of emitting surface. Good matching of current takeoff values predicted by this law and registered in experimental research is presented.

КС: токоотбор, мощный СВЧ-прибор, термоэмиттер, эмиссионная неоднородность

Keywords: current takeoff, high-power microwave device, thermal emitter, emission heterogeneity

1. ВВЕДЕНИЕ

Анализ предпосылок, лежащих в основе классических законов термоэлектронной эмиссии (Чайльда-Ленгмюра и Шотки), показывает, что эти законы являются, по существу, одномерными. И так как в них не отражена пространственная неоднородность свойств эмитирующей поверхности, то на практике наблюдается существенное отклонение измеренного значения токоотбора от величины, предсказываемой этими законами.

2. ОСНОВНАЯ ПРОБЛЕМА ЭМИССИОННОЙ ТЕРМОЭЛЕКТРОНИКИ

Одна из проблем эмиссионной термоэлектроники состоит в поиске решения двух взаимно связанных задач – определение зависимости величины токоотбора от свойств поверхности термоэлектронного эмиттера и зависимости этих свойств от химического и фазового состава поверхности. В абстрактном одномерном случае эта проблема решается с помощью классических законов Чайльда-Ленгмюра и Шотки, устанавливающих взаимосвязь между работой выхода и величиной токоотбора. Однако реальный мир намного сложней, чем тривиальный одно-

мерный. В этом мире свойства поверхности не постоянны, зависят от координат эмиссионной поверхности и носят статистический характер. В результате происходит нарушение предпосылок, лежащих в основе вышеуказанных законов, и, как следствие, отклонение значений реального токоотбора от величин, предсказываемых этими законами [1-10].

В настоящее время задача определения взаимосвязи между физико-химическими свойствами поверхности эмиссионного материала в двух- и трехмерном случаях и величиной токоотбора решена методом статистического моделирования (метод Монте-Карло). В работах [11-14] рассмотрены оригинальные флуктуационные модели термоэлектронных катодов, учитывающие реально существующие пространственные и временные неоднородности эмиссии.

В данной работе рассматривается вариант определения величины токоотбора не в результате статистического моделирования, а численно-аналитическим методом, что позволяет не только уменьшить время анализа характеристик электронно-оптических систем, но и получить принципиально новый взгляд на процесс токоотбора в системах с термоэлектронным эмиттером.

3. ОСНОВНЫЕ УРАВНЕНИЯ

Следуя предлагаемой в работах [15-16] методике, рассмотрим токоотбор с поверхности термоэмиссионного материала (ТЭМ) со статистическим законом распределения работы выхода

по поверхности. Разделим множество значений $\varphi \in \left[\varphi_{\min}; \varphi_{\max} \right]$ на области $\Delta \varphi$.

Величина $\frac{\Delta s_i}{s} = \frac{\Delta s_i}{s\Delta\phi} \Delta\phi$ представляет долю поверхности, которая обладает постоянной ра-

ботой выхода φ_i , лежащей в диапазоне $\varphi \in \left[\varphi_i, \varphi_i + \Delta \varphi\right]$.

Обозначим $\Psi(\varphi_i) = \frac{\Delta s_i}{s \Delta \varphi}$ и назовем $\Psi(\varphi_i)$ функцией распределения работы выхода (ФРРВ). При принятых обозначениях доля поверхности, обладающей работой выхода, лежащей в диапазоне $\varphi \in [\varphi_i, \varphi_i + \Delta \varphi]$, равна $\frac{\Delta s_i}{s} = \Psi(\varphi_i) \Delta \varphi$.

Статистическая функция распределения работы выхода $\psi(\phi)$ представляет собой, по существу, дифференциальный закон распределения работы выхода. При этом очевидно, что

$$\psi(\phi) \begin{cases} \psi(\phi) \ge 0, & \phi \in [\phi_{\min}, \phi_{\max}], \\ \psi(\phi) = 0, & \phi \in (-\infty, \phi_{\min}) \cup (\phi_{\max}, \infty) \end{cases}$$

и функция распределения должна удовлетворять условию нормирования $\int_{0}^{\infty} \psi(\phi) d\phi = 1.$

Если далее предположить, что плотность токоотбора j с каждой области i площадью Δs_i – величина постоянная, не зависящая от величины токоотбора с соседних областей, то

$$j = \sum_{i=1}^{i=m} j(\varphi_i) \Delta s \Longrightarrow j = \sum_{i=1}^{i=m} j(\varphi_i) \Psi(\varphi_i) \Delta \varphi.$$
(1)

Так как для области с постоянной работой выхода предпосылки, лежащие в основе классических законов токоотбора, выполняются, то плотность токоотбора в случае дискретного закона распределения работы выхода можно представить в виде совокупности двух слагаемых:

$$j(U,T) = \sum_{i=0}^{i=m} j_1(U,\varphi_i,T) \Psi(\varphi_i) \Delta \varphi + \sum_{i=m+1}^{i=N} j_2(U,\varphi_i,T) \Psi(\varphi_i) \Delta \varphi,$$
(2)

где $j_1(U, \varphi_i, T)$ – плотность токоотбора в режиме пространственного заряда при заданных значениях напряжения U и температуры T для множества значений работы выхода, лежащих в диапазоне $\varphi \in [\varphi_{\min}; \varphi_m]; j_2(U, \varphi_i, T)$ – плотность токоотбора в режиме насыщения при заданных U и T для множества значений работы выхода, лежащих в диапазоне $\varphi \in [\varphi_m; \varphi_{\max}];$ i = 1, N соответствуют значениям работы выхода φ_{\min} и $\varphi_{\max}; i = m$ соответствует значению работы выхода, при котором $j_1(U, \varphi_m, T) = j_2(U, \varphi_m, T).$

Переходя в уравнении (2) к пределу при $\Delta \phi \rightarrow 0$, дискретное уравнение (2) преобразуется в интегральное уравнение

$$j(U,T) = \int_{\varphi_{\min}}^{\varphi_m} j_1(U,\varphi,T)\psi(\varphi)d\varphi + \int_{\varphi_m}^{\varphi_{\max}} j_2(U,\varphi,T)\psi(\varphi)d\varphi.$$
(3)

Обозначим
$$K(U, \varphi, T) = \frac{1}{2} \left\{ \left[1 + \operatorname{sgn}(j_2 - j_1) \right] j_1 + \left[1 - \operatorname{sgn}(j_2 - j_1) \right] j_2 \right\},$$
 где

 $sgn(x) = \begin{cases} 1 & при \ x > 0, \\ 0 & при \ x = 0, \\ -1 & при \ x < 0 \end{cases}$ — функция знака.

Тогда уравнение (3) примет вид

$$j(U,T) = \int_{\varphi_{\min}}^{\varphi_m} K(U,\varphi,T)\psi(\varphi)d\varphi + \int_{\varphi_m}^{\varphi_{\max}} K(U,\varphi,T)\psi(\varphi)d\varphi$$

Учитывая, что $\psi(\phi) = 0, \phi \in (-\infty, \phi_{\min}] \cup (\phi_{\max}, \infty]$, последнее уравнение можно записать в виде уравнения Фредгольма I-го рода

$$j(U,T) = \int_{-\infty}^{+\infty} K(U,\varphi,T)\psi(\varphi)d\varphi,$$
(4)

где $K(U, \phi, T)$ – ядро интегрального уравнения, отражающее электронно-оптические свойства системы.

Назовем уравнение (4) уравнением токоотбора с учетом эмиссионной неоднородности.

Очевидно, для определения величины токоотбора необходимо знание ядра интегрального уравнения и функции распределения работы выхода. Для ряда электронно-оптических систем ядро может быть определено аналитически. Так, для одномерного плоскопараллельного диода

токоотбор в режиме пространственного заряда описывается уравнением $j_1 = 2,33 \cdot 10^{-6} \frac{U^{3/2}}{d^2}$, а в режиме насыщения – уравнением $j_2 = 120, 4T^2 e^{-\frac{e\varphi}{\kappa T}} e^{\frac{e\sqrt{e}}{\sqrt{4\pi\varepsilon_0}\kappa T}\sqrt{\frac{U}{d}}},$

$$K(U, \varphi, T) = \frac{2,33 \cdot 10^{-6} \frac{U^{3/2}}{d^2}}{2} \left[1 + \text{sgn} \left(120, 4T^2 e^{-\frac{e\varphi}{\kappa T}} e^{\frac{e\sqrt{e}}{\sqrt{4\pi\varepsilon_0}\kappa T}\sqrt{\frac{U}{d}}} - 2,33 \cdot 10^{-6} \frac{U\sqrt{U}}{d^2} \right) \right] + \frac{120, 4T^2 e^{-\frac{e\varphi}{\kappa T}} e^{\frac{\sqrt{e}}{\sqrt{4\pi\varepsilon_0}\kappa T}\sqrt{\frac{U}{d}}}}{2} \left[1 - \text{sgn} \left(120, 4T^2 e^{-\frac{e\varphi}{\kappa T}} e^{\frac{e\sqrt{e}}{\sqrt{4\pi\varepsilon_0}\kappa T}\sqrt{\frac{U}{d}}} - 2,33 \cdot 10^{-6} \frac{U\sqrt{U}}{d^2} \right) \right].$$

В случаях, когда ядро не может быть определено аналитически, оно может быть найдено в результате расчетов численными методами.

Так как для каждого фиксированного значения U_i при постоянном значении температуры

$$j(U_i,T) = \int_{-\infty}^{+\infty} K(U_i,\varphi,T)\delta(\varphi-\varphi_0)d\varphi = K(U_i,T,\varphi_0),$$
(5)

где $\delta(\varphi - \varphi_0)$ – дельта-функция Дирака, причем $\delta(\varphi - \varphi_0) = \begin{cases} \varphi = \varphi_0 \Rightarrow \infty, \\ \varphi \neq \varphi_0 \Rightarrow 0; \end{cases}$ $\int_{-\infty}^{\infty} \delta(x) dx = 1;$

 $\int_{-\infty}^{\infty} f(x)\delta(x-x_0)dx = f(x_0), \text{ и так как в данном случае } \psi(\phi) = \delta(\phi-\phi_0), \text{ то из уравнения (5)}$

можно заключить, что значение ядра $K(U_i, \varphi_0, T) = j(U_i, T)$ численно равно величине полного токоотбора с эмиттера, обладающего постоянной по всей поверхности работой выхода φ_0 . В связи с тем что определение токоотбора $j(U_i, T)$ для произвольных электронно-оптических систем – задача легко решаемая на сегодняшний день с помощью программ анализа этих систем, то и определение ядра для произвольной системы – решаемая задача. Найдя значения ядра для ряда значений работы выхода, величину токоотбора можно определить по формуле

$$j(U_i,T) = \sum_{\kappa=0}^{\kappa=m} K(U_i, \varphi_{\kappa}, T) \psi(\varphi_{\kappa}) \Delta \varphi.$$

Структура уравнения (4) показывает, что свойства электронно-оптической системы и свойства эмиссионного материала выступают в уравнении термоэлектронной эмиссии равноправными партнёрами. Поэтому следует отметить следующее:

1) так как множество различного числа измерений не может находиться во взаимно однозначном соответствии без дополнительных предпосылок, то свойства эмиссионного материала, определяемые из вольт-амперных характеристик, должны быть двухмерными. ФРРВ удовлетворяет этому требованию, что нельзя сказать о широко распространенной характеристике эмиссионного материала – работе выхода;

2) эмиссионная характеристика содержит информацию как об электронно-оптической системе, так и о ТЭМ. Характеристика ТЭМ, определенная из эмиссионной характеристики, в которой не решена проблема разделения свойств ТЭМ и свойств электронно-оптической системы, не может и не должна быть использована в качестве показателя качества эмиссионного материала;

 отклонение в эмиссионных характеристиках изделий эмиссионной электроники может быть связано в равной степени как с отклонениями в параметрах эмиссионных материалов, так и с отклонениями в геометрических параметрах электронно-оптической системы, в которых эмиссионные характеристики получены;

4) сравнение различных ТЭМ целесообразно проводить в одинаковых электронно-оптических системах. Для двух различных электронно-оптических систем выводы о качестве двух различных ТЭМ могут быть диаметрально противоположными;

5) улучшение параметров электронных приборов с термоэмиссионными эмиттерами (в первую очередь, таких, как срок службы и величина токоотбора) может быть достигнуто не только за счет совершенствования параметров ТЭМ, но и в результате совершенствования электронно-оптических систем приборов.

Знание свойств электронно-оптической системы и ТЭМ позволяет получить все характеристики.

1. При постоянной температуре эмиттера T_0 вольт-амперная характеристика описывается уравнением $j(U, T_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} K(U, \varphi, T_0) \psi(\varphi) d\varphi$. Так как функция распределения работы вы-

хода обычно задается либо графически, либо таблично, то в этом случае дискретный аналог последнего интегрального уравнения имеет вид матричного

$$\begin{bmatrix} j(U_1)\\ j(U_2)\\ \dots \\ j(U_{n-1})\\ j(U_n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K\left(U_1, \varphi_1\right) & K\left(U_1, \varphi_2\right) & \dots & \dots & \dots & K\left(U_1, \varphi_{K-1}\right) & K\left(U_1, \varphi_K\right) \\ K\left(U_2, \varphi_1\right) & K\left(U_2, \varphi_2\right) & \dots & \dots & \dots & K\left(U_2, \varphi_{K-1}\right) & K\left(U_2, \varphi_K\right) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ K\left(U_{n-1}, \varphi_1\right) & K\left(U_{n-1}, \varphi_1\right) & \dots & \dots & \dots & K\left(U_{n-1}, \varphi_{K-1}\right) & K\left(U_{n-1}, \varphi_K\right) \\ K\left(U_n, \varphi_1\right) & K\left(U_n, \varphi_1\right) & \dots & \dots & \dots & K\left(U_n, \varphi_{K-1}\right) & K\left(U_n, \varphi_K\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi\left(\varphi_1\right)\Delta\varphi \\ \psi\left(\varphi_2\right)\Delta\varphi \\ \dots \\ \dots \\ \dots \\ \dots \\ \dots \\ \psi\left(\varphi_{K-1}\right)\Delta\varphi \\ \psi\left(\varphi_{K-1}\right)\Delta\varphi \end{bmatrix}$$

Результат применения данного уравнения для ряда эмиссионных материалов с известными ФРРВ, представленный на рис. 1 для плоского диода, показывает хорошее совпадение расчета и эксперимента.



2. При фиксированном напряжении на электродах так называемые недокальные характеристики, позволяющие выбрать режим эксплуатации ТЭМ, могут быть получены из уравнения

$$j(U_0,T) = \int_{-\infty}^{+\infty} K(U_0,\varphi,T) \Psi(\varphi) d\varphi.$$

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 4(507), 2010

3. Традиционно эффективная работа выхода может быть вычислена с помощью уравнения

$$\varphi_{ef} = kT \ln \left(\int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left(-\frac{e\varphi}{kT}\right) \psi(\varphi) d\varphi \right).$$

Таким образом, ФРРВ может и должна служить единственной характеристикой ТЭМ, допускающей точное предсказание всех результатов его применения.

В настоящее время существует ряд методик определения ФРРВ [17-19]: спектроскопия медленные электронов, эмиссионная спектроскопия, метод сканирующей диафрагмы, туннельная микроскопия и другие. Однако применение этих методов ограничено рамками лабораторных исследований.

В работах [15-16] предлагаются методики определения ФРРВ из результатов эмиссионных испытаний. Несмотря на многообещающие результаты, приведенные в этих работах, их авторы не учли, что токоотбор с учётом эмиссионной неоднородности описывается уравнением Фредгольма 1-го рода. Поэтому решение обратной задачи – определение ФРРВ из результатов эмиссионных испытаний – является некорректным и задача не может быть решена с помощью математического аппарата, предлагаемого в этих работах. В противном случае результат применения таких методик может быть любой, по желанию авторов.

В работе [20] показано, что решение обратных задач, описываемых уравнением Фредгольма 1-го рода, требует применения специальных алгоритмов, связанных с использованием дополнительной априорной информации.

Основываясь на эти работы, можно показать, что определение ФРРВ из результатов эмиссионных испытаний может быть осуществлено путем минимизации функционала Тихонова

$$\vartheta = \int_{-\infty}^{\infty} \left(j_{\Im K C \Pi} \left(u \right) - \int_{-\infty}^{\infty} K \left(u, \varphi, T \right) \psi(\varphi) \right)^2 du + \alpha \int_{-\infty}^{\infty} \left(\left(\psi'(\varphi) \right)^2 + \left(\psi''(\varphi) \right)^2 \right) d\varphi$$

где $j_{ЭКСП}(u)$ – экспериментальные значения токоотбора; $K(u, \varphi, T)$ – ядро электронно-оптической системы, в которой производилось испытание; $\psi(\varphi)$, $\psi'(\varphi)$, $\psi''(\varphi)$ – искомая функция распределения вместе со своими производными; α – параметр регуляризации.

В данной методике для определения ФРРВ не требуется воздействия на поверхность частицами или квантами, поэтому она может быть применена к произвольной электронно-оптической системе для контроля качества электровакуумных приборов во время их производства, а также в процессе эксплуатации изделий силовой электроники для предсказания вероятности их безотказной работы. Очевиден и интерес использования данной методики для исследования поверхности в условиях, когда традиционные методики её исследования бессильны, в частности в условиях, когда окружающая среда отрицательно сказывается на работоспособность исследовательского оборудования.

Один из результатов применения такого подхода, например, для гексаборида лантана приведен на рис. 2.





4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложено оригинальное уравнение для расчета токоотбора с учетом эмиссионной неоднородности. По своей структуре уравнение токоотбора - интегральное уравнение Фредгольма 1-го рода, содержащее два равнозначных сомножителя: ядро уравнения, отражающее свойства электронно-оптической системы, и статистическая функция распределения работы выхода, отражающая свойства эмитирующей поверхности. Показано хорошее согласование значений токоотбора, предсказываемых этим законом и регистрируемых в экспериментальных исследованиях.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Shigehiko Yamamoto*. Electron emission and work function – past, present and future // Applied Surface Science. – 15 September 2005. – Vol. 251, Issues 1-4. – P. 4-13.

2. Глумова М.В., Воробьев М.Д. Исследование влияния эмиссионной неоднородности катода на вольт-амперные характеристики электронных приборов // Ученые записки Таврического национального университета (Украина). – 2001. – №14.

3. *Jiancan Yang, Zuoren Nie* and *Yiman Wang*. Microstructure and emission ability of rare earth oxides doped molybdenum cathodes // Applied Surface Science. – 15 June 2003. – Vol. 215, Issues 1-4. – P. 87-95.

4. Шаповалов А.С., Голубенцев А.Ф., Денисов Ю.И. Эмиссионные и шумовые свойства неоднородных эмиттеров / Под ред. проф. В.М. Лопухина. – Саратов: Изд-во Саратовского ун-та, 1983.

5. *Georg Gaertner* and *Daniel den Engelsen*. Hundred years anniversary of the oxide cathode: a historical review // Applied Surface Science. – 15 September 2005. – Vol. 251, Issues 1-4. – P. 24-30.

6. Barium depletion study on impregnated cathodes and lifetime prediction / J.M. Roquais, F. Poret, R. le Doze, J.L. Ricaud, A. Monterrin and A. Steinbrunn // Applied Surface Science. – 15 June 2003. – Vol. 215, Issues 1-4. – P. 5-17.

7. *Ravi M.* and *Bhat K.S.* Estimation of barium evaporation rate from emission measurement of dispenser cathodes // Applied Surface Science. – 15 June 2003. – Vol. 215, Issues 1-4.

8. Preliminary results on the chemical characterization of the cathode nickel-emissive layer interface in oxide cathodes / S.N. Jenkins, D.K. Barber, M.J. Whiting and M.A. Baker // Applied Surface Science. – 15 June 2003. – Vol. 215, Issues 1-4. – P. 78-86.

9. *Hiroyuki Kawano*. Mean work functions effective for negative-ionic, electronic and positive-ionic emissions from polycrystalline surfaces // Applied Surface Science. – 15 May 2006. – Vol. 252, Issue 14. – P. 5233-5242.

10. Surface analysis of thermionic dispenser cathodes / *R. Cortenraad, A.W. Denier van der Gon, H.H. Brongersma, G. Gortner* and *A. Manenschijn* // Applied Surface Science. – 17 May 2002. – Vol. 191, Issues 1-4. – P.153-165.

11. *Голубенцев А.Ф., Шаповалов А.С.* Об одном методе учета статистических неоднородностей катода // Известия вузов. Радиофизика. – 1972. – Т. 15, № 2.

12. Реализация метода Монте-Карло для моделирования на ЭВМ неоднородной поверхности эмиттера электронов / *А.Ф. Голубенцев, А.С. Шаповалов, Ю.И. Денисов, Ю.А. Малоземов* // Вопросы электроники СВЧ: межвуз. науч. сб. – 1985. – Вып. 17. Нерегулярные физические структуры. – С. 33-37.

13. *Goloubentsev A.F.* and *Anikin V.M.* Markov models of emission distortions for matrix cathodes // Le Vide, les Couches Minces: revue. – Mars-Avril 1994. – No 271.

14. *Ghots S.S.* and *Bakhtizin R.Z.* Model of m-level low-frequency current fluctuation in metal thermo ionic cathodes // Applied Surface Science. – 15 June 2003. – Vol. 215, Issues 1-4. – P. 105-112.

15. *Hasker J*. and *Van Hijngen N.C.J*. Cathode and scaling properties related to the shape of current voltage caracteristics // Applied Surface Science. – 1985. – Vol. 24. – P. 318-329.

16. Evaluation of the work function distribution of impregnated cathodes / J.C. Tonnerre, D. Brion, Palluel and A.M. Shroff // Applications of Surface Science. – 1983. – Vol. 16. – P. 238-245.

17. Work function distribution for W–Ir mixed metal matrix cathodes / K. Santhosh Kumar, P. Durga Devi, M. Ravi and K.S. Bhat // Applied Surface Science. – 15 June 2006. – Volume 252, Issue 16. – P. 5632-5635.

18. I-V curve oscillation observed by atomic force microscopy / L.X. Li, R.P. Liu, C.Z. Fan, M.Y. Lv, J. Li and W.K. Wang // Applied Surface Science. – 15 June 2006. – Vol. 252, Issue 16. – P. 5803-5807.

19. Yasuo Nakayama, Hiroshi Kondoh and Toshiaki Ohta. Nanometer-scale mapping of local work function with a photon-assisted STM technique // Applied Surface Science. – 28 February 2005. – Vol. 241, Issues 1-2. – P. 18-22.

20. *Тихонов А.Н., Гласко В.В.* О приближенном решении уравнения Фредгольма 1-го рода // ЖВМ и МФ. – 1964. – Т. 4. – № 3.

Статья поступила 7 июля 2010 г.

ТВЕРДОТЕЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 621.382.2.029.64

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОЛЬЦЕВЫХ СТРУКТУР ЛПД ДЛЯ УВЕЛИЧЕНИЯ СРЕДНЕЙ ИМПУЛЬСНОЙ СВЧ-МОЩНОСТИ ГЕНЕРАТОРОВ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

Н. Ф. Карушкин

ГП НИИ «ОРИОН», г. Киев, Украина

Приводятся результаты исследований по созданию источников СВЧ-мощности импульсного действия с использованием лавинно-пролетных диодов (ЛПД). Для создания диодов использовались кремниевые двухдрейфовые структуры с плоским профилем легирования примесей $p^+-p-n-n^+$ -типа. Показана возможность увеличения средней выходной СВЧ-мощности без использования алмазного теплоотвода в мм-диапазоне длин волн при квазинепрерывном режиме работы диода с применением кольцевых структур ЛПД.

The results of investigations of creating microwave power pulse action sources using impact avalanche transittime diodes (IMPATT) are presented. Silicon two-drift structures with a flat profile of $p^+-p-n-n^+$ type impurity doping were used for creating diodes. The possibility of increasing the average output microwave power without using a diamond heatsink in mm wavelength range at quazicontinuous diode operation with using IMPATT ring structures is shown.

КС: генератор, мм-диапазон, средняя импульсная СВЧ-мощность, кольцевая структура ЛПД

Keywords: oscillator, mm-range, average pulse microwave power, IMPATT ring structure

1. ВВЕДЕНИЕ

Полупроводниковые источники СВЧ-мощности импульсного действия мм-диапазона используются для создания малогабаритных РЛС с высокой разрешающей способностью и дальностью обнаружения малоразмерных целей до 10 км. Такие РЛС применяются в системах навигации речных и морских судов, в диспетчерских службах аэродромов, охранных системах и т. п. Актуальной задачей является повышение уровня мощности СВЧ передающих устройств. На практике такая задача решается с использованием лавинно-пролетных диодов (ЛПД), которые обеспечивают в мм-диапазоне выходную мощность до 30...40 Вт в импульсном режиме и до 150 Вт в режиме суммирования [1–3]. Известные источники СВЧ-мощности – ГЛПД работают с короткой (30...200 нс) длительностью импульсов при скважности более 200. Кроме простейших сигналов: короткий импульсный синусоидальный сигнал, пакет таких импульсов и т. п. – находят широкое применение сигналы сложной формы: частотно- и фазомодулированные импульсы, а также шумовые с расширенным спектром. Расширение спектра достигается за счет модуляции сигнала в пределах его длительности, главным образом, по частоте или фазе (комплексный сигнал). Благодаря выбору достаточно большой ширины спектра Δf , достигаются высокие точность измерения и разрешающая способность по дальности. Для таких задач требуется увеличение длительности импульсов излучения ГЛПД до 0,5...2 мкс. С целью увеличения уровня средней выходной мощности необходимо решить проблему отвода тепла от активного элемента и снижения потерь при согласовании с нагрузкой. В настоящей работе приводятся результаты экспериментальных исследований по созданию генераторов с использованием ЛПД импульсного действия, выполненных в виде цилиндрических и кольцевых структур. За счет улучшенного теплоотвода при применении структур с кольцевой геометрией достигаются уровни мощности 2...5 Вт при длительности импульсов около 1...2 мкс и скважностях 10...50.

2. ОСОБЕННОСТИ ИМПУЛЬСНЫХ ГЛПД

Существенными особенностями известных мощных импульсных ГЛПД являются:

– нестационарный тепловой режим работы диода, когда температура полупроводниковой структуры возрастает на 250...300 °С в пределах длительности импульса 50...200 нс;

– значительные плотности тока питания ($J_0 \cong 20 \text{ кA/cm}^2$), когда собственная частота полупроводниковой структуры (частота лавинного резонанса) приближается к рабочей частоте;

 – значительная величина паразитного контактного сопротивления, включенного последовательно с полупроводниковой структурой и близкого по величине к модулю достижимого отрицательного сопротивления.

Указанные особенности приводят к значительным изменениям импеданса полупроводниковой структуры в пределах длительности импульса и в интервале температур окружающей среды, а значит, к нестабильности амплитуды и фазы выходного сигнала. Наиболее сильно нестабильность СВЧ-параметров проявляется при низких температурах окружающей среды, в частности, в области переднего фронта импульса тока питания диода. Известный метод стабилизации СВЧ-параметров генератора, так называемый метод токовой компенсации температурных изменений проводимости ЛПД [4], позволяет значительно уменьшить нестабильность его параметров. Однако при использовании этого метода полная компенсация (особенно при низких температурах полупроводниковой структуры) не достигается и можно говорить лишь о минимизации этих изменений. Очевидным путем стабилизации СВЧ-параметров является введение дополнительного подогрева полупроводниковой структуры, при котором начальная температура Т_о диода в области переднего фронта каждого импульса остается практически одинаковой, не зависящей от температуры окружающей среды. При этом в пределах длительности импульса стабилизация параметров генератора достигается применением токовой компенсации, т. е. таким изменением амплитуды импульсного тока во времени $J_{0}(t) = J_{0} + \Delta J_{0}(t)$, при котором, с учетом разогрева полупроводниковой структуры до температуры $T_0(t) \leq T_0 + \Delta T(t)$, частота лавинного резонанса ЛПД остается неизменной. Совместное применение этих двух методов стабилизации, а именно: метода токовой компенсации и метода дополнительного подогрева – обеспечивает наибольшую реализуемую стабильность генераторов на ЛПД (ГЛПД) с длительностью импульсов СВЧ 30...200 нс [5, 6].

Известно, что в области большого сигнала зависимость импеданса диода от температуры существенно снижается, однако модуль отрицательного сопротивления в этой области уменьшается до величин, соизмеримых с сопротивлением потерь в СВЧ-цепи. В связи с этим оптимизация генератора по энергетическим характеристикам приводит к достижимому уменьшению сопротивления растекания диода, оптимизации диаметра полупроводниковой структуры и применению методов резонансной трансформации ЛПД.

Анализ показывает, что омическое сопротивление растекания полупроводниковой структуры описывается выражением [1]

$$R_{s} = \frac{2}{4} \frac{\rho_{s}}{\pi \delta_{s}} \operatorname{Re}\left[\operatorname{th} \frac{h_{s}}{\delta_{s}} (1+j)\right] + \frac{\rho_{s} h_{s}}{\pi \delta_{s} d_{pn}} + R_{M}.$$
(1)

Здесь $\rho_s \leq (1...5) \cdot 10^{-3}$ Ом·см – удельное сопротивление кремниевой подложки; δ_s – глубина скин-слоя в кремнии; h_s – высота подложки n^+ ; $R_{_{\rm M}}$ – дополнительное омическое сопротивление ЛПД в корпусе, определяемое потерями в монтажных элементах и контактах.

На рис. 1 представлены зависимости импульсной мощности однодиодного генератора от скважности *Q* при использовании двухпролетного кремниевого ЛПД 8-мм диапазона для различных значений сопротивления растекания с оптимизированным профилем легирования [6].



Рис. 1. Зависимости импульсной мощности генератора *P* от величины скважности *Q* при различных значениях сопротивления растекания *R*_s в режиме коротких импульсов

Выходная мощность более 30 Вт реализуется при диаметре дисковой структуры 150...200 мкм, $J_0 \cong 20$ кА/см², длительности импульса СВЧ 100...300 нс и скважности больше 200. Существенное снижение потерь в СВЧ-цепи достигнуто за счет создания корпусированного ЛПД. В качестве корпуса применена металлизированная по торцам промышленная часовая рубиновая втулка, которая выполняет функции резонансного трансформатора импедансов с минимальными собственными потерями.

3. ИМПУЛЬСНЫЕ ГЛПД С КОЛЬЦЕВОЙ ГЕОМЕТРИЕЙ СТРУКТУРЫ ДИОДА

При создании импульсных ГЛПД с повышенной средней мощностью необходимо решать проблему отвода тепла от активного элемента, поскольку температурный режим оказывает непосредственное воздействие на надежность генератора и его предельные энергетические характеристики. Большое число факторов, влияющих на надежность активного элемента, затрудняет нахождение ее аналитической связи с температурой. Однако, используя данные зависимости времени наработки ЛПД на отказ D от средней температуры p-n-перехода T_{pncp} (K), можно записать [7]:

$$\lg D = 10 - T_{pncp}/40.$$
 (2)

Из выражения (2) следует, что увеличение температуры на каждые 40 К уменьшает долговечность на порядок. Максимальная подводимая мощность питания полупроводниковых диодов для генерации СВЧ-мощности в мм-диапазоне значительна. Так, в лавинно-пролетных диодах плотность тока в импульсном режиме достигает десятки килоампер на квадратный сантиметр. Для установления связи между подводимой мощностью P_0 и рабочей температурой T_{pn} введено понятие теплового сопротивления, которое прямо пропорционально среднему перепаду температуры ΔT_{cn} , возникающему на теплоотводе:

$$P_{0} = \Delta T_{\rm cp} / R_{\rm r} = (T_{\rm pncp} - T_{0}) / R_{\rm r},$$
(3)

где T₀ – температура окружающей среды.

В соответствии с соотношением (3), повышение мощности может быть достигнуто при увеличении T_{pn} , т. е. при использовании полупроводниковых материалов с большей рабочей температурой и снижении температуры окружающей среды или при уменьшении теплового сопротивления. Наибольшее влияние на тепловое сопротивление диода оказывают конструкция и геометрия полупроводниковой структуры, теплопроводность используемого исходного материала, способ и качество соединения структуры с теплоотводом.

Общее тепловое сопротивление $R_{_{T\Sigma}}$ можно рассматривать как сумму теплового сопротивления растекания $R_{_{TS}}$ и «продольного» теплового сопротивления $R_{_{TTT}}$ [7]:

$$R_{\rm T\Sigma} = R_{\rm TS} + R_{\rm T.np},\tag{4}$$

где $R_{\rm rs} = 1/2d_{pn}k;$ $R_{\rm r.np} = \sum_{i}^{n} \frac{l_i / K_i}{\pi d_i^2 / 4};$ k – коэффициент теплопроводности материала теплоотво-

да; l_i – толщина *i*-слоя; d_i – диаметр *i*-слоя структуры ЛПД; K_i – коэффициент теплопроводности *i*-слоя структуры ЛПД.

В соответствии с выражением (4), уменьшение теплового сопротивления растекания может быть достигнуто при увеличении коэффициента теплопроводности материала теплоотвода и диаметра мезаструктуры.

В ряде конструкций диодов теплоотвод изготавливается с применением алмаза, обеспечивающего улучшение теплоотвода ($k = 20 \text{ Bt/(см} \cdot ^{\circ}\text{C})$). Однако использование природных алмазов ограничивается высокой стоимостью, поэтому в большинстве случаев приходится применять искусственно выращенные алмазы ($k = 10 \text{ Bt/(см} \cdot ^{\circ}\text{C})$) или медь ($k = 4 \text{ Bt/(см} \cdot ^{\circ}\text{C})$). Анализ тепловых характеристик для среднего и переменного потока мощности, выбор конструкций им-

пульсных ЛПД в режиме коротких импульсов выполнены в [8]. В длинноимпульсном режиме работы ЛПД, когда длительность импульса равна или больше времени тепловой релаксации полупроводниковой структуры, значение R_{τ} определяется соотношением из [9].

Анализ причин выхода из строя ЛПД импульсного действия при наработке на отказ показывает, что в 90 % случаев пробой происходит в центре дисковой структуры полупроводникового элемента. Одним из способов уменьшения теплового сопротивления растекания является использование структур с развитой периферией, поскольку в этом случае увеличивается теплоотдача в боковых направлениях. Можно показать, что применение N структур малого диаметра d вместо одной структуры с той же суммарной площадью и диаметром $D = \sqrt{N}$ позволяет уменьшить тепловое сопротивление растекания в \sqrt{N} раз. Это объясняется увеличением окружности, ограничивающей структуру, которая при равенстве площадей возрас-

тает также в \sqrt{N} раз. При этом конструкции структур могут выполняться в виде полосок или колец достаточно большого диаметра.

Кольцевая геометрия, выполненная вместо обычной сплошной дисковой мезаструктуры, обеспечивает улучшение рассеяния тепла по сравнению со сплошной дисковой структурой ЛПД. Диоды с кольцевой структурой, равной по площади активной зоны дисковым структурам, обеспечили прирост выходной мощности в непрерывном режиме на 30 % и КПД до 13 % при уменьшении температуры перехода примерно на 25 %, что означает также значительное увеличение долговечности [7].

Исследования по сравнению преимуществ кольцевой и обычной дисковой геометрий ЛПД показывают, что тепловое сопротивление растекания кольцевой структуры при равной площади перехода составляет 60...70 % от сопротивления дисковой структуры, и если даже КПД не увеличивается, то мощность питания и выходную мощность можно увеличить на 40...50 % без риска поднять температуру перехода.

На рис. 2 представлена зависимость отношения сопротивления растекания кольцевой структуры ЛПД к сопротивлению растекания дисковой структуры равной площади от величины среднего диаметра структуры при ширине кольца 20 мкм.



Рис. 2. Зависимость отношения сопротивлений растекания кольцевой $R_{_{\rm TSK}}$ и дисковой $R_{_{\rm TSd}}$ структур равной площади активных зон от величины среднего диаметра кольцевой структуры ($\Delta = 20$ мкм)

Выполненные расчеты показывают, что тепловое сопротивление кольцевой структуры меньше на 25 % по сравнению с дисковой структурой, а перепад температур по ширине кольца составил не более 10 %.

Кольцевая геометрия позволила уменьшить тепловое сопротивление диода выбором кольца, размеры которого определяются тепловыми ограничениями. Однако, как показывает анализ, при увеличении диаметра до размеров, позволяющих существенно увеличить выходную мощность, потери СВЧ-энергии, связанные со скин-эффектом в пролетной области (области взаимодействия), возрастают. Кроме того, при этом существенно возрастает шунтирующее влияние внутри кольцевой емкости, между контактными элементами и теплоотводом, что также ведет к уменьшению выходной мощности. В то же время путем оптимизации геометрических размеров кольцевой конструкции и формы контактных элементов монтажа можно достичь снижения СВЧ-потерь и значительно увеличить уровень выходной СВЧ-мощности [10]. При этом ширину кольца структуры необходимо выбрать равной глубине скин-слоя в области взаимодействия СВЧ-поля и носителей заряда в полупроводнике. Внешний радиус кольца рассчитывается по формуле

$$R \le \frac{Z_g}{2\pi\Delta Z_C},\tag{5}$$

где Z_g – сопротивление структуры единичной площади; Δ – ширина кольца структуры; Z_c – сопротивление внешней линии передачи, приводимое к структуре.

Контактный элемент выполняется в виде усеченного конуса с кольцевыми выступами у оснований, причем выступ у большего основания, диаметр которого равен внутреннему диаметру диэлектрической втулки, размещен снаружи конуса, а выступ у меньшего основания, диаметр которого равен внешнему диаметру структуры, – внутри конуса.

Формула (5) позволяет оптимизировать конструкцию диода с точки зрения согласования его с внешней системой, учитывая особенности выполнения самого диода. Выполнение структуры в форме кольца шириной, равной глубине скин-слоя, и радиусом, рассчитанным по (5), позволяет оптимизировать конструкцию диода с точки зрения уменьшения СВЧ-потерь на скин-эффект и согласовать с внешней системой.

Действительно, вся область, заполненная носителями заряда, начинает эффективно взаимодействовать с СВЧ-полем, и нет шунтирующего влияния внутренней области. В то же время рабочая площадь кольца может быть значительно увеличена по сравнению с известными структурами диодов, так как радиус структуры, рассчитанный по приведенной выше формуле, в дватри раза больше радиуса структуры, описанной в литературе [7], где радиус и толщина выбирались из тепловых ограничений.

Выполнение контактного элемента в форме усеченного конуса приводит к дополнительному, более чем на порядок, уменьшению шунтирующего влияния емкости контактного элемента, на которую нагружена структура с внутренней стороны кольца, что улучшает согласование структуры с нагрузкой, а значит, снижает СВЧ-потери на согласование, одновременно увеличивая рабочую полосу частот диода.

На рис. 3 приведена конструкция диода. На медный теплоотвод, покрытый сверху гальваническим золотом *1*, термокомпрессионным способом монтируется металлизированная рубиновая втулка *2* необходимой толщины и высоты. Структура ЛПД в виде кольца *3* методом пайки монтируется на теплоотвод *1* соосно с втулкой *2*. Контактный элемент *4* в виде полого усеченного конуса из золота осуществляет гальваническую связь между кольцевой структурой 3 и крышкой корпуса 5.



Рис. 3. Конструкция диода с кольцевой геометрией структуры ЛПД

Для изготовления ЛПД с кольцевой геометрией использовались двухпролетные структуры, полученные методом газотранспортной эпитаксии. С целью проверки эффективности их работы в длинноимпульсном режиме применялась волноводная конструкция, представленная на рис. 4.



Рис. 4. Волноводная конструкция генератора

Диодные структуры с внешним диаметром 200 и 300 мкм монтировались на позолоченных медных штифтах диаметром 3 мм в рубиновые втулки диаметром 1,2 мм. Ширина кольца Δ составляла 20 мкм. Высота волновода уменьшена до половины высоты волновода стандартного сечения 7,2×3,4 мм². Настройка на оптимальный режим работы генератора достигалась изменением положения диода относительно нижней стенки волновода, а также изменением положения поглощающей нагрузки и короткозамыкающего поршня в волноводе. Результаты расчета комплексного сопротивления, приводимого к диодной структуре, и экспериментальные исследования показали, что для достижения согласования между диодом и волноводом необходимо уменьшить высоту диэлектрической втулки. В данном случае высота диэлектрической втулки составила 0,15 мм при внешнем диаметре 1,2 мм. Конструкция обеспечивает требуемое согласование импеданса диода и СВЧ-нагрузки без введения дополнительных согласующих реактивных неоднородностей в волновод вывода энергии, т. е. имеет практически единствен-

ную колебательную систему – резонансно-корпусированный диод. Перемещением поршня достигается перестройка частоты в пределах 2...3 ГГц без существенного изменения параметров выходного СВЧ-импульса. Это качество является важным и при создании многокаскадных синхронизированных усилителей (сумматоров) СВЧ-мощности на ЛПД с рабочей полосой около 10 %.

Результаты экспериментальных исследований генераторов в рабочем режиме с кольцевой геометрией ЛПД приведены в таблице.

Номер образца генера- тора	Внешний диаметр кольцевой структуры ЛПД, мкм	Ампли- туда тока питания, А	Длительность СВЧ-импульса, мкс	Скваж- ность	Мощность СВЧ в импульсе, Вт	Частота генерации, ГГц
1		2,2	1,2	100	2,8	33_36
2	200	2,5			3,0	35-30
3		3,0	1.0	50	4,1	33–35
4		3 7	1,0	50	4,9	
5	300	5,2			5,0	31 36
6		2,5	20	10	2,2	54-50
7		3,0	2,0	10	3,2	

КПД генераторов при величине пробивного напряжения $U_{np} = 34...38$ В достигает приблизительно 6 %. Наилучшие энергетические характеристики генераторов, работающих в длинноимпульсном режиме, можно реализовать при использовании эпитаксиальных кремниевых ЛПД, выполненных с применением методов молекулярно-лучевой эпитаксии. Такая технология позволяет получать оптимальные профили легирования двухслойных структур с локальным повышением концентрации в области *p*–*n*-перехода с обеих сторон.

При использовании таких структур диоды, имеющие форму кольца и смонтированные на алмазном теплоотводе, обеспечили получение выходной СВЧ-мощности в непрерывном режиме более 1 Вт на частоте 60 ГГц при КПД 15 % [11].

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Кольцевая геометрия ЛПД, выполненная вместо обычной сплошной дисковой структуры, обеспечивает улучшение рассеяния тепла и уменьшает температуру *p*–*n*-перехода примерно на 25 °C. Это позволяет без существенного изменения технологии изготовления диодов и электродинамических конструкций устройств повысить средний уровень выходной импульсной мощности генераторов и усилителей в мм-диапазоне волн.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Касаткин Л.В.* Твердотельные импульсные генераторы на лавинно-пролетных диодах миллиметрового диапазона длин волн // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. –1996. – Вып. 2(468). – С. 41–47.

2. *Горбачев А.В., Карушкин Н.Ф., Касаткин Л.В.* Твердотельный приемопередатчик импульсного действия для РЛС миллиметрового диапазона длин волн // Радиоэлектроника. – 1998. – № 2. – С. 57–62.

3. *Карушкин Н.Ф., Касаткин Л.В., Хитровский В.А.* Опыт разработки твердотельных когерентных передающих устройств высокого уровня мощности в *Ка*-диапазоне // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2003. – № 2. – С. 3–8.

4. *Тагер А.С., Голант Е.И.* Расчет токовой стабилизации частоты импульсных ЛПД // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1982. – Вып. 11. – С. 20–23.

5. Токовая стабилизация амплитудно-частотных характеристик синхронизированных импульсных ГЛПД в интервале температур / *Н.П. Белоусов, А.В. Горбачев, Л.В. Касаткин, В.В. Новожилов* // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1989. – Вып. 4. – С. 10–15.

6. *Карушкин Н.Ф., Касаткин Л.В.* Стабилизация СВЧ-параметров импульсных ГЛПД // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2000. – Вып. 1(475). – С. 22–27.

7. Давыдова Н.С., Донашевский Ю.З. Диодные генераторы и усилители СВЧ. – М.: Радио и связь, 1986.

8. *Тагер А.С.* К расчету тепловых характеристик полупроводниковых структур в режиме коротких импульсов // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1983. – Вып. 2. – С. 33–35.

9. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. – М.: МИР, 1984. – Т. 2. – С. 1076.

10. Пат. 3769-ХІІ Украина. Полупроводниковый диод / В.М. Буторин, Н.Ф. Карушкин. - 1993.

11. Luy I.F., Schafflear F., Schlett M. 17,6 % conversion efficiency at 60 GHz with IMPATT diodes // 22-nd Europ. Micr. Conference Proceed, 1992, Хельсинки.

Статья поступила 12 июля 2010 г.

УДК 621.372.543

ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ *С*-ДИАПАЗОНА НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РЕЗОНАТОРАХ. БАЗОВАЯ МОДЕЛЬ

А. В. Бунин, С. В. Вишняков, В. М. Геворкян, Ю. А. Казанцев

Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Московский энергетический институт (технический университет)»

Представлены результаты разработки базовой модели полосно-пропускающих фильтров на диэлектрических резонаторах для работы в коаксиальных трактах *C*-диапазона с уровнем непрерывной мощности до 100 Вт при жестких климатических условиях окружающей среды и механических воздействиях. В фильтре используется соосное размещение резонаторов в цилиндрическом запредельном экране. Улучшенные электрические параметры многозвенного фильтра обеспечены применением оригинального элемента крепления диэлектрических резонаторов и сочетанием различных типов входных и промежуточных резонансных звеньев. Базовая конструкция обеспечивает малые габаритные размеры (для девятизвенного фильтра с радиатором – 60×80×115 мм) при высоких электрических параметрах. Потери в полосе пропускания шириной 2,5 % составляют 0,7...0,9 дБ при КСВН не более 1,4; коэффициент прямоугольности – не хуже 2,3 по уровню -80 дБ; ослабление в полосе заграждения – 100 дБ; отстройка паразитной полосы пропускания – более ±30 % от центральной частоты.

The results of developing the basic model of the pass-band filters on dielectric resonators are presented for operation in C-band coaxial tracts with cw level up to 100 W at severe climate environmental conditions and mechanical effects. Coaxial location of resonators in cylindrical below cutoff waveguide screen is used in the filter. The improved electrical parameters of a ladder-type filter are provided by using an original element of fastening dielectric resonators and combination of different types of input and intermediate resonance links. The basic design ensures small overall sizes (for nine-link filter with a radiator - 60x80x115 mm) at high electric parameters. The losses in 2.5 % width pass band amount to 0.7 ... 0.9 dB at VSWR 1.4 max.; the squareness ratio is not worse than 2.3 in -80 dB level; the attenuation in the stop band is 100 dB; parasitic pass band offset is more than ± 30 % of the central frequency.

КС: <u>полосно-пропускающий фильтр, диэлектрический резонатор, амплитудно-частотная харак-</u> <u>теристика, высокий уровень мощности</u>

Keywords: pass-band filter, dielectric resonator, amplitude-frequency characteristics, high power level

1. В В Е Д Е Н И Е

В течение последних десяти лет в ГОУВПО «МЭИ (ТУ)» проводятся поисково-исследовательские работы по созданию базовых отечественных образцов частотно-избирательных устройств, обеспечивающих запросы разработчиков современных средств связи. В этом плане разработаны и выпускаются малыми сериями полосно-пропускающие фильтры (ППФ) для мобильных (бортовых) и спутниковых систем связи в *L*-, *C*- и *Ku*-диапазоне. Область применения определила жесткие требования к комплексу параметров, а именно: малые потери в полосе пропускания при высокой крутизне скатов амплитудно-частотной характеристики (прямоугольности АЧХ), большие ослабления в полосе заграждения, отсутствие вблизи рабочей полосы частот паразитных полос пропускания и, кроме того, малые габаритные размеры и масса.

В настоящей статье описана базовая модель полосно-пропускающего фильтра *C*-диапазона на диэлектрических резонаторах (ДР), предназначенного для работы в коаксиальных трактах высокого уровня мощности (до 100 Вт включительно) при жестких климатических условиях и сильных механических воздействиях. Реализованные при проектировании оригинальные технические решения позволили создать ППФ, не уступающие по комплексу параметров аналогам ведущих мировых производителей.

Типовые требования к параметрам узкополосных (с полосой пропускания 2...4 %) ППФ *С*-диапазона, выдвигаемые потребителями такой продукции, как правило, следующие: потери в полосе пропускания – не более 1 дБ; КСВН в полосе пропускания – не более 1,5; ослабление в полосе заграждения – 80...100 дБ; коэффициент прямоугольности – до 2,5...3 по уровню –80 дБ.

Широко распространенными в рассматриваемом диапазоне частот являются *TEM* коаксиальные фильтры, гребенчатые фильтры и фильтры на встречных стержнях. Применение диэлектрических резонаторов из современных СВЧ-керамик с высокой (не менее 30) относительной диэлектрической проницаемостью позволяет уменьшить габариты ППФ и улучшить их электрические параметры за счет более высокой добротности резонансного звена (РЗ) на ДР и лучшей термостабильности.

Параметры ППФ в основном зависят от свойств материала ДР. Несмотря на известные проблемы, отечественные разработки материалов для ДР сохраняют лидирующие позиции в этой области СВЧ-техники.

Диэлектрические резонаторы из СВЧ-керамик типа В35; В-30-Р (разработка ООО «Керамика», производство ЗАО «Гериконд») имеют ненагруженную добротность до 50 000 в *L*-диапазоне, до 10 000 и более в *Ku*-диапазоне. Это позволяет обеспечить высокую эффективную добротность РЗ с таким ДР, а следовательно, получить высокие избирательные свойства фильтров на их основе. Малый температурный коэффициент частоты ДР и возможность выбора его величины и знака (от $-6 \cdot 10^{-6}$ до $+6 \cdot 10^{-6}$ 1/°С) обеспечивают работу фильтров на ДР в широком диапазоне внешних температур и на больших уровнях мощности. Во всех частотных диапазонах ППФ на ДР реализуют меньшие потери в полосе пропускания, лучшую прямоугольность, чем полосковые и *TEM* коаксиальные фильтры, меньшие габаритные размеры, массу и стоимость в изготовлении, чем фильтры на встречных стержнях.

Однако серьезной проблемой фильтров на ДР являются паразитные полосы пропускания, близкие к рабочей полосе, вследствие густоты спектра собственных колебаний ДР. Для рассматриваемых частотно-избирательных устройств разработана оригинальная конструкция РЗ, обеспечивающая при сохранении высокой добротности звена хороший теплоотвод и широкие полосы заграждения, удовлетворяющие повышенным требованиям заказчиков спецаппаратуры.

2. РЕЗОНАНСНОЕ ЗВЕНО ФИЛЬТРА

Новое техническое решение РЗ с применением ДР в *С*-диапазоне получено в процессе проведения комплексных исследований по созданию ППФ для трактов высокого уровня мощности (до 100 Вт).

Известно множество видов фильтров на ДР, различающихся как конструктивно, в частности по способу относительного размещения ДР в корпусе фильтра (соосно или планарно), так и по используемым типам колебаний в ДР (осесимметричные H_{018} , E_{018} , гибридные HE_{118} и др.). Традиционно при соосном размещении крепление ДР осуществляется с помощью диэлектрических втулок-держателей, а при планарном – ДР помещается на диэлектрическую подложку или диэлектрическую подставку. Для этих целей используются материалы с малым тангенсом угла диэлектрических потерь (фторопласт, кварц, специальная керамика). Сравнительно низкая теплопроводность таких материалов затрудняет теплоотвод от ДР при больших уровнях проходящей через фильтр мощности.

Чаще всего фиксация ДР на держателе осуществляется с помощью клея. Плохой теплоотвод в условиях воздействия высокого уровня мощности может привести (такие случаи наблюдаются при мощностях выше 50 Вт) к превышению предельных значений температуры, допустимых для клея, и потере им своих свойств, т. е. разрушению РЗ. В определенных случаях, в частности когда требуется устойчивость к очень высоким уровням механических воздействий (удар, вибрация), надежность такого крепления для резонаторов большой массы (на сравнительно низких частотах) может оказаться недостаточной и применяют механическое крепление (например, в виде винта в центральном отверстии ДР). Однако крепление с помощью металлического винта резко снижает эффективную собственную добротность РЗ [1].

Как уже отмечалось, другой существенной проблемой при создании ППФ на ДР является наличие вблизи рабочей полосы частот паразитных полос пропускания, обусловленных высшими типами колебаний ДР. Это затрудняет получение широких полос заграждения. Причем на вид частотного спектра высших типов колебаний влияет держатель ДР.

Существуют различные способы расширения области заграждения ППФ на ДР, основанные на разрежении спектра собственных колебаний ДР путем подавления или изменения частоты нежелательных типов колебаний, использовании в фильтре резонаторов с разными спектрами, уменьшении взаимной связи соседних ДР на паразитных типах. Введение с этими целями дополнительных элементов, в частности металлических диафрагм, штырей и т. п., как правило, вызывает снижение добротности резонансного звена [2]. Известное комплексное решение задачи подавления паразитных типов колебаний при одновременном хорошем теплоотводе от образца ДР, которое достигается в РЗ на ДР в виде половинок или четвертинок дисковых образцов, формирующих ДР за счет зеркальных отображений в стенках направляющей структуры (запредельного волновода), приводит к существенному снижению добротности РЗ и соответственно ухудшению электрических характеристик ППФ на их основе.

При разработке базовой конструкции ППФ на ДР *С*-диапазона выбран вариант с соосным расположением резонаторов. Следуя известным рекомендациям [2], можно утверждать, что лучшими характеристиками по реализуемой эффективной добротности РЗ (а значит, электрическим характеристикам) и простоте настройки обладают фильтры с соосным размещением ДР с низшим видом колебания H_{018} в цилиндрическом отрезке запредельного волновода. В такой конструкции минимальны тепловые потери в экране за счет преимущественно поперечных токов проводимости в стенках экрана, отсутствует принципиальная необходимость в элементах регулировки связи, а следовательно, и потери в них (связь между ДР регулируется изменением расстояния между резонаторами). Тем не менее проблема паразитных типов колебаний и вопросы обеспечения теплоотвода здесь сохраняются.

При соосном размещении в запредельном цилиндрическом волноводе дисковые ДР обычно крепятся с помощью диэлектрических втулок. Исследования показали, при таком креплении первый высший тип колебаний ДР находится сравнительно близко к основному и приближается к нему с ростом относительной диэлектрической проницаемости е, втулки. В частности, для ДР *С*-диапазона при изменении е, от 1 до 4 разнос частот уменьшается приблизительно с 10 до 3 %. При реализации многозвенного фильтра в результате взаимной связи между высшими типами колебаний (которая для высших типов колебаний выше, чем между основными типами колебаний) в непосредственной близости от основной полосы пропускания формируется широкая паразитная полоса. На рис. 1 показан вид типичной амплитудночастотной характеристики (АЧХ) девятизвенного ППФ на ДР указанной конструкции.



Рис. 1. АЧХ фильтра с втулками-держателями ДР

Поиск элемента крепления, пригодного одновременно для обеспечения хорошего теплоотвода, надежного механического крепления и разрежения спектра собственных колебаний резонатора, привел к конструкции с металлическими пластинами-держателями. Проблема паразитной полосы пропускания решается за счет отстройки по частоте ближайших высших типов и уменьшения связи между ними.

Далее приведены результаты анализа свойств резонансной секции на основе отрезка цилиндрического запредельного волновода и держателей ДР в виде тонких металлических пластин П-образной формы. С помощью таких пластин цилиндрические или дисковые ДР могут быть закреплены (рис. 2) в отдельных резонансных секциях или в общем экране.

Исследование свойств РЗ и оптимизация его параметров осуществлялись численными методами с экспериментальной проверкой полученных данных.

Для ДР, размещенного соосно в цилиндрическом экране (отрезок запредельного волновода), численно исследовалось влияние количества, формы и размеров металлических держателей на спектр собственных частот ДР, добротность рабочего типа колебаний, коэффициенты связи между РЗ для различных типов колебаний. Спектры резонаторов рассчитывались при количестве пластин от 1 до 5 (для крепления в реальной секции необходимо не менее 3 пластин). Пластины располагались симметрично на периметре диска ДР. Размеры резонаторов и экрана определялись следующими соотношениями: D/h = 3...1,7; d/D = 0...0,5; $D_w/D = 1,8...1,2$, где D и d – внешний и внутренний диаметры цилиндрического ДР; h – высота ДР; D_w – вну-



Рис. 2. Резонатор, закрепленный в трех П-образных пластинах, (а) и конструктивное выполнение РЗ (б)

тренний диаметр экрана. В расчетах материал резонаторов имеет диэлектрическую проницаемость 34. Спектры собственных частот для ДР с D/h = 2,3; d/D = 0,25; $D_w/D = 1,6$ показаны на рис. 3. Для сравнения там же приведен спектр собственных частот того же ДР во фторопластовом кольцевом держателе. Частоты на рис. 3 нормированы к частоте рабочего типа колебаний H_{018} . Как следует из рис. 3, введение пластин-держателей перестраивает ближайшие высшие типы вниз по частоте. Наибольшая отстройка паразитных типов обеспечивается при трех держателях.



Рис. 3. Спектр собственных частот РЗ с металлическими и фторопластовым держателями

Численный анализ структуры полей в резонансном звене позволил определить типы ближайших паразитных колебаний. Их распределение при трех металлических держателях показано на рис. 4. При кольцевом диэлектрическом держателе ближний к основному типу колебаний паразитный тип – гибридный вырожденный EH_{118} . Для фторопластового держателя он имеет частоту, в 1,25 раза выше основного. Это колебание оказывает наибольшее влияние на ослабление в области заграждения, т. к. в многозвенном фильтре создает широкую, в силу большой взаимной связи, паразитную полосу пропускания в непосредственной близости от рабочей полосы. В случае трех металлических держателей EH_{116} испытывает существенное смещение по частоте. Частота основного типа колебаний при этом смещается незначительно (примерно на 0,5 %).



Качественно объяснить влияние пластин-держателей на спектр можно на основе рассчитанных структур полей. На рис. 5 приведены для сравнения картины электрического поля *Е* в поперечном сечении РЗ с диэлектрическими кольцевыми и металлическими держателями для основного *H*₀₁₈ типа колебаний и колебания *EH*₁₁₈.



Рис. 5. Структура Е-поля в РЗ

Для основного типа $H_{01\delta}$ вектора *E* ортогональны плоскости пластины держателя, структура полей возмущается слабо и соответственно влияние держателей на резонансную частоту и добротность мало. В поле колебания $EH_{11\delta}$ вектор *E* имеет преимущественно радиальную компоненту, параллельную широкой стороне держателя. Возмущение поля проводящим держателем сильное, и поэтому оказывается сильное влияние на резонансную частоту и добротность колебания.

Исследовалось влияние относительной высоты ДР (отношения D/h) на разрежение спектра при трех металлических держателях. Результаты представлены на рис. 6. Большее разрежение достигается для более тонких резонаторов. Однако уменьшение отношения D/h с некоторого значения вызывает уменьшение добротности и требует увеличения поперечного размера фильтра.



Рис. 6. Спектр РЗ с тремя металлическими держателями для ДР с разным отношением *D*/*h*

Результаты расчетов подтверждены экспериментально. Имеется небольшое различие (менее 5 %) в экспериментальном и расчетном значениях нижних резонансных частот систе-

мы, что обусловлено недостаточно плотным контактом между ДР и металлическими держателями в эксперименте. Экспериментальный спектр в высокочастотной области содержит значительно меньше типов, т. к. не все собственные колебания возбуждаются.

Добротность резонансной секции (для типа H_{018}) определяется потерями в диэлектрике и в металле, основной вклад в последние вносят держатели: $Q_0^{-1} = Q_{\pi}^{-1} + Q_{M}^{-1}$, причем $Q_{\pi} \approx 10\ 000$, а $Q_{M} \approx 20\ 000$ (данные для резонансной частоты 5 ГГц). Экспериментальные значения добротности секций составляют 6 500...7 000.

На рис. 7 представлены зависимости коэффициента связи для рабочего типа колеба-





ний и ближайших паразитных типов для предлагаемых секций и секций с ДР в диэлектрических кольцевых держателях. Важным преимуществом предложенных резонансных секций является существенное ослабление связи между паразитными резонансами в соседних секциях для ближайших к основному H_{018} -типу. В частности, коэффициент связи ближайшего сверху E_{018} -типа значительно меньше, чем у EH_{118} , бывшего ближайшим к основному при диэлектрическом кольцевом держателе.

В сочетании с разрежением спектра собственных частот вблизи рабочей частоты уменьшение связи на паразитных типах колебаний позволяет реализовать фильтры с полосой заграждения до 50...70 % по уровню 80...100 дБ.

3. КОНСТРУКЦИЯ ФИЛЬТРА И ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

На основе описанного выше РЗ был разработан ряд многозвенных (7...10 звеньев) фильтров *С*-диапазона. Наряду с высокими электрическими характеристиками и хорошим теплоотводом, выбранный способ крепления ДР обеспечивает устойчивость устройства к механическим воздействиям, соответствующую требованиям, предъявляемым к аппаратуре специального назначения. Отметим следующие конструктивные особенности фильтров. Устройства собираются из одинаковых секций, соединяемых резьбовыми втулками. Модульность конструкции упрощает и ускоряет процесс разработки и производства фильтров под разные технические требования.

Разработаны конструкции оконечных звеньев с соосными или ортогональными продольной оси фильтра коаксиальными выходами. В базовом варианте конструкции фильтра в качестве оконечных звеньев используются коаксиальные резонаторы, что дополнительно улучшает свойства фильтра в области заграждения (в частности, обеспечивает подавление на частотах, соответствующих второй гармонике полезных сигналов, лежащих в полосе пропускания).

Корпус базового фильтра герметичен и для варианта на большую мощность проходящего сигнала снабжается радиатором.

Варианты конструкции фильтра показаны на рис. 8. Внешний вид герметичного ППФ с радиатором – на рис. 9.



Рис. 8. Варианты конструкции фильтра



Рис. 9. Внешний вид девятизвенного ППФ *С*-диапазона для трактов высокого уровня мощности

Типичные характеристики девятизвенного ППФ С-диапазона

Ширина полосы пропускания Δf	2,5 %
Потери в полосе пропускания	0,7-0,9 дБ
КСВН в полосе пропускания, не более	1,5
Затухание, не менее:	
при отстройке от центральной частоты на Δf	60 дБ
при отстройке от центральной частоты на $1,5\Delta f$	100 дБ
Ослабление в полосе заграждения	90 – 100 дБ
Габаритные размеры (с радиатором)	60×80×115 мм

Амплитудно-частотные характеристики фильтра в широкой и узкой полосе частот представлены на рис. 10 и 11, зависимость КСВН – на рис. 12.



Рис. 10. АЧХ фильтра С-диапазона в широкой полосе частот



4,68 4,72 4,76 4.8

Рис. 12. КСВН фильтра С-диапазона

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Исследования показали, что предложенная конструкция РЗ, использующая металлические держатели ДР, обеспечивает расширение области заграждения фильтра за счет существенной отстройки ближайшего к основному типу паразитного типа колебаний и уменьшения взаимной связи паразитных типов колебаний. Кроме того, применение такого крепления ДР обеспечивает механическую прочность устройства и хороший теплоотвод от ДР. Последнее в сочетании с высокой эффективной собственной добротностью РЗ данного типа (т. е. малыми потерями мощности в нем и малым его нагревом) позволяет успешно применять его в фильтрах на большую мощность.

На основе рассматриваемого РЗ разработаны фильтры С-диапазона с высоким уровнем технических характеристик на проходящую мощность до 100 Вт.

Техническое решение РЗ и конструкция базовой модели фильтра защищены патентами РФ [3 – 5].

ЛИТЕРАТУРА

Частота, ГГц

1. Состояние и перспективы применение миниатюрных диэлектрических резонаторов в радиоэлектронике. Часть 1. Параметры миниатюрных диэлектрических резонаторов на СВЧ и методы их расчета: Обзоры по электронной технике. Сер. 1. Электроника СВЧ / Л.В. Алексейчик, И.И. Бродуленко, В.М. Геворкян и др. – М.: ЦНИИ «Электроника». - 1981. - Вып. 13 (832) - 97 с.

2. Диэлектрические резонаторы / М.Е. Ильченко, В.Ф. Взятышев, Л.Г. Гассанов и др.; под ред. профессора М.Е. Ильченко. – М.: Радио и связь, 1989. – 328 с.

3. Пат. 2301481 РФ, Н 01 Р 7/10; Н 01 Р 1/20. Полосно-пропускающий фильтр. – Опубл. 20.06. 07, Бюл № 17.

4. Пат. 51789 РФ, Н 01 Р 7/10. Полосно-пропускающий фильтр. – Опубл. 27.02.06, Бюл. № 6.

5. Пат. 2295805 РФ, Н 01 Р 7/10; Н 01 Р 1/20. Полосно-пропускающий фильтр. – Опубл. 20.03.07, Бюл. № 8.

Статья поступила 12 июля 2010 г.

УДК 621.382.3:621.375

СОСТАВНОЙ ДВУХЪЯРУСНЫЙ ТРАНЗИСТОР ДЛЯ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ СВЧ-ДИАПАЗОНА

В. А. Иовдальский, В. А. Пчелин, В. Г. Лапин

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Реализован составной двухьярусный СВЧ-транзистор оригинальной конструкции, исследованы его электрические характеристики и проведен анализ полученных результатов. Осуществлено сложение мощности двух кристаллов одноваттных полевых транзисторов с барьером Шотки в составе сборки, соединенных однофункциональными выводами, на частотах 3 и 6 ГГц.

A composed double-deck microwave transistor of an original design is made, its electrical characteristics are investigated and the analysis of the obtained results is conducted. The power addition of two chips of 1W Schottky barrier FETs connected by single-function leads was realized at 3 and 6 GHz frequencies.

КС: <u>составной двухъярусный СВЧ-транзистор</u>, <u>сложение мощности двух кристаллов полевых</u> транзисторов с барьером Шотки, балочные выводы кристаллов, ГИС усилительного каскада

Keywords: composed double-deck microwave transistor, power addition of two chips of Schottky barrier FETs, beam leads of the chips, amplification stage HIC

1. ВВЕДЕНИЕ

Комплексная микроминиатюризация по-прежнему остается одним из основных направлений развития РЭА СВЧ-диапазона. Поскольку аппаратура этого диапазона базируется на ГИС, то улучшение массогабаритных и электрических характеристик за счет совершенствования их конструкции и технологии является актуальной задачей. При разработке и изготовлении мощных усилителей для увеличения выходной мощности достаточно часто требуется обеспечить сложение мощности нескольких кристаллов полевых транзисторов (ПТШ) в одном усилительном каскаде.

2. КОНСТРУКТОРСКАЯ ЧАСТЬ

В различных радиоэлектронных системах и устройствах все чаще возникает необходимость усиления мощности СВЧ-сигнала. В системах радиолокации с активными антенными фазированными решетками, аппаратуре спутникового телевидения, радиорелейных линиях, системах радиоэлектронного противодействия специального назначения на выходе передающего канала необходимо получение СВЧ-мощности до нескольких ватт. В последнее время в России и за рубежом наиболее часто для этой цели применяются транзисторные усилители в гибридноинтегральном исполнении [1–3]. В таких усилителях суммируется СВЧ-мощность в нескольких специальных электрических цепях, содержащих кристаллы полевых арсенидгаллиевых транзисторов.

Для разработки радиоэлектронной аппаратуры специального назначения не рекомендуется использовать импортную комплектацию. В связи с этим работы в области суммирования мощности в ГИС СВЧ представляют особый интерес.

В работе [3] сообщалось о разработке усилителя мощности с $P_{\text{вых}} = 10$ Вт, выполненного на отечественных транзисторах 3П976. В усилителе применялись транзисторные сборки, в которых осуществлялось сложение мощности двух транзисторов. Для каждой сборки подбирались транзисторы, близкие по измеренным статическим характеристикам (ток насыщения и ток стока при заданном напряжении на затворе), и монтировались на выступ металлического основания. В выходном каскаде такого усилителя суммировалась мощность шестнадцати транзисторов [3].

В [4, 5] сообщалось о развитии новой концепции сложения мощности кристаллов ПТШ в ГИС усилителей мощности СВЧ-диапазона. Отличительной особенностью данной концепции является использование балочных выводов [6] и возможность сложения мощности ПТШ с балочными выводами путем их двухъярусного расположения лицевыми сторонами друг к другу и соединения однофункциональных выводов. По существу, в такой конструкции ГИС реализуется составной двухъярусный транзистор, в котором за счет компактного расположения кристаллов, коротких выводов и дополнительного теплоотвода удается эффективно складывать мощность двух кристаллов транзисторов [7].

Для подтверждения правильности данной концепции были изготовлены опытные образцы двухъярусных транзисторных сборок. Конструкция такой ГИС показана на рис. 1 и представляет собой металлическое теплоотводящее основание с выступом, с двух сторон которого расположены поликоровые платы с 20-омной микрополосковой линией затвора и 50-омной линией стока. В верхней части выступа выполнено углубление, в котором расположен кристалл ПТШ (3П976А–5) с золотыми балочными выводами. Внутренние концы балочных выводов приварены к контактным площадкам кристалла ПТШ, а внешние – к микрополосковым линиям. К выступу металлического теплоотводящего основания припаяна теплоотводящая пластина (дополнительный теплоотвод). В пластине выполнена выемка, в которую



Рис. 1. Конструкция ГИС на основе составного двухъярусного транзистора с балочными выводами

установлен и закреплен с помощью пайки второй такой же кристалл ПТШ с золотыми балочными выводами. Однофункциональные балочные выводы соединены между собой сваркой.

Такая ГИС СВЧ отличается удобством измерения электрических характеристик и малыми габаритными размерами, что делает ее удобной для непосредственного встраивания в каскады усилителей мощности.

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

Исследования электрических характеристик ГИС на основе составных двухъярусных транзисторов (транзисторных сборок) проводились на измерительном стенде, структурная схема и состав которого представлены на рис. 2, на частоте 6 ГГц. Плавно наращивалась мощность входного сигнала от 10 до 240 мВт и фиксировалось соответствующее изменение основных характеристик сборок. Результаты исследований пяти образцов составных транзисторов показаны на рис. 3–7.



Рис. 2. Структурная электрическая схема установки

для измерения коэффициента усиления и выходной мощности:

1 – генератор сигналов высокочастотный ГЧ-111 (ЕЭЗ.260.080 ТУ); 2 – усилитель СВЧ-мощности; 3 – ваттметр поглощаемой мощности МЗ-51 (ЕЭ0.140.026 ТУ); 4 – ответвитель направленный коаксиальный (ХШЗ.554.373); 5 – блок режимов ЯВХ–264; 6 – трансформатор полных сопротивлений (РеМЗ.563.060); 7 – транзисторная сборка, испытуемая с контактным устройством; 8 – блок питания ТЕС-41 (НТРЗ0.5); 9 – трансформатор полных сопротивлений (РеМЗ.563.060); 10 – ваттметр поглощаемой мощности МЗ-51 (ЕЭ0.140.026 ТУ); 11 – ответвитель направленный коаксиальный (ХШЗ.564.373); 12 – нагрузка согласованная коаксиальная (РеМЗ.260.014)



Рис. 3. Зависимости выходной мощности составного двухъярусного транзистора от мощности входного сигнала



Рис. 4. Зависимости коэффициента усиления составного двухъярусного транзистора от мощности входного сигнала



Рис. 5. Зависимости напряжения затвора составного двухъярусного транзистора от мощности входного сигнала



Рис. 6. Зависимости тока затвора составного двухъярусного транзистора от мощности входного сигнала



Рис. 7. Зависимости тока стока составного двухъярусного транзистора от мощности входного сигнала

Во второй части исследований на основе полученных составных транзисторов собран усилительный каскад и проведено сравнение его характеристик по отношению к характеристикам усилительного каскада, созданного на однокристальном транзисторе.

Конструкция усилительного каскада приведена на рис. 8. Она отличается от конструкции, представленной на рис. 1, тем, что составной двухъярусный транзистор соединен с согласующими платами затвора и стока.



Рис. 8. Конструкция и топология согласования составного двухъярусного транзистора (3П976А–5)

Исследовали два каскада усилителя мощности. Причем один из них собран на одном ПТШ (3П976А–5), а второй – с применением составного двухъярусного транзистора. Для каждого типа транзисторов была подобрана своя схема согласования на микрополосковую линию. Исследования характеристик усилительного каскада проводились на частоте 2,7...3,3 ГГц. Для исследований использовались генератор сигналов Agilent Tech E8257D, ваттметр М3–56, панорамный измеритель коэффициента отражения и передачи Р2–103.

Результаты исследования характеристик усилительных каскадов приведены на рис. 9, 10.



Рис. 9. Зависимости выходной мощности усилительного каскада на ПТШ (3П976А–5) от мощности входного сигнала



Рис. 10. Зависимости выходной мощности усилительного каскада на составном двухъярусном транзисторе (двух ПТШ 3П976А–5) от мощности входного сигнала

4. АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ

Анализ полученных результатов показывает, что на частоте 6 ГГц при входной мощности 240 мВт максимальная мощность транзисторных сборок на основе составного двухъярусного транзистора находится в пределах от 1800 до 2050 мВт, что позволяет сделать вывод о достижении поставленной цели – реализации составного двухъярусного транзистора и сложении мощности кристаллов одноваттных ПТШ (3П976А–5). Коэффициент усиления сборок находится на уровне 8,7...10,6 дБ. При изменении входной мощности от 20 до 240 мВт и подаче на стоки транзисторов фиксированного напряжения 7 В суммарный ток стоков меняется в интервале от 400 до 660 мА, напряжение на затворах – от -1,7 до -2,2 В, а ток в затворе – от 0,02...0,2 до 0,4...1,5 мА соответственно.
Сравнительный анализ характеристик усилительных каскадов с составным двухъярусным транзистором (из двух ПТШ 3П976А–5) и с одним ПТШ (3П976А–5) показывает, что при подаче одинаковой входной мощности 100 мВт на каждый кристалл ПТШ и использовании составного двухъярусного транзистора получаем мощность выходного сигнала от 1900 до 2200 мВт, а в случае применения одного ПТШ – от 900 до 1300 мВт. Представляет интерес разница температур основного и дополнительного теплоотвода. Так, при напряжении на стоке 7 В и токе стока 700 мА для составного двухъярусного транзистора разница температур составляет 13 °С (38 °С – температура основного теплоотвода в плоскости пайки в измерительном устройстве и 51 °С – на дополнительном теплоотводе). Таким образом, показана возможность достижения эффективного сложения мощности кристаллов двух ПТШ и использования составного двухъярусного транзистора в каскадах усилителей мощности СВЧ-диапазона.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенных исследований впервые экспериментально доказана возможность реализации составного двухъярусного ПТШ СВЧ-диапазона, сложения мощности кристаллов ПТШ при двухъярусном их расположении лицевыми сторонами друг к другу и параллельном включении путем соединения однофункциональных плоских балочных выводов, а также эффективном отводе тепла с помощью дополнительного теплоотвода. Тем самым подтверждена правильность новой концепции сложения мощности кристаллов ПТШ в ГИС усилителей мощности СВЧ-диапазона, сформулированной в работах [4, 5].

ЛИТЕРАТУРА

1. Technical Date, Hewlett Packard, Rew. - 1995. - July 6.

2. *C*-band high performance IMFETS[™] and SuperIMFETS using MESFET and PHEMT technology for satcom applications / *Jeff Shu, John Wei* et al. // IEEE MTT-S Digest. – 1994. – P. 561–564.

3. *Пчелин В.А.* СВЧ-усилители мощности на сосредоточенных элементах // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2000. – Вып. 1(475). – С. 5–9.

4. *Иовдальский В.А.* Новая концепция сложения мощности кристаллов ПТШ в ГИС усилителей мощности СВЧ-диапазона // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2006. – Вып. 1(487). – С. 44–51.

5. Иовдальский В.А., Лапин В.Г., Пчелин В.А. Двухъярусная транзисторная сборка для усилителей мощности СВЧ // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2009. – Вып. 4(503). – С. 38–41.

6. Пат. 2191492 РФ. Выводная рамка для СВЧ и КВЧ полупроводникового прибора / Иовдальский В.А., Пчелин В.А. – Приоритет 17.04.00.

7. Пат. 2298255 РФ. МПК Н 01 25/11, Н 05 К 1/18. Мощная гибридная интегральная схема СВЧ-диапазона / В.А. Иовдальский, В.А. Пчелин, В.А. Лапин В.Г. Моргунов. – Приоритет 12.08.05.

Статья поступила 5 декабря 2009 г.

УДК 621.3.049.77.029.64:621.375

ПОДАВЛЕНИЕ ПАРАЗИТНОЙ ГЕНЕРАЦИИ В ГИС УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ СВЧ-ДИАПАЗОНА

В. А. Иовдальский

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Сообщается о решении проблемы подавления высокочастотной паразитной генерации в ГИС СВЧ-диапазона с двухъярусным расположением кристаллов ПТШ, уточняются критические размеры разрабатываемых ГИС СВЧ для успешного подавления генерации уже в процессе их создания.

The solution of the problem of high frequency spurious generation suppression in a microwave HIC with double-deck position of Schottky barrier FET chips is reported, critical sizes of microwave HICs are specified for successful suppression of generation in the process of their creation.

КС: высокочастотная паразитная генерация, ГИС СВЧ-диапазона с двухъярусным расположением кристаллов ПТШ, усилитель мощности, сложение мощности

Keywords: <u>high frequency spurious generation, microwave HIC with double-deck position of</u> <u>Schottky barrier FET chips, power amplifiers, power addition</u>

1. ВВЕДЕНИЕ

В последние годы резко увеличивается потребность в разработке РЭА СВЧ-диапазона народнохозяйственного и специального назначений. Одной из составных частей такой аппаратуры является усилитель мощности. Современные усилители мощности создаются на базе полевых транзисторов с барьером Шотки (ПТШ) в гибридно-интегральном исполнении. При создании ГИС усилителей мощности часто возникают серьезные проблемы, связанные с необходимостью подавления паразитной генерации [1]. Обычно эти проблемы решаются на этапе настройки параметров, например, увеличением сопротивления подводящего полоска в цепи затвора ПТШ.

2. КОНСТРУКТОРСКАЯ ЧАСТЬ

Изучение причин возникновения высокочастотной паразитной генерации привело к пониманию того, что с ростом частоты, уже с 3...4 ГГц, размеры кристаллов ПТШ становятся соизмеримы с длиной волны. Это приводит к образованию обратных связей (ОС) в схеме каскада усиления, нарушающих стабильный режим усиления мощности [2]. Большое значение имеет применение ПТШ с одинаковыми (или близкими), по возможности, характеристиками. Это обеспечивает одинаковое токопрохождение и, как следствие, одинаковые тепловые режимы работы ПТШ. Обычно это достигается использованием кристаллов, изготовленных на одной полупроводниковой пластине в одном технологическом процессе. Различие температурных режимов вызывает нарушение электрических режимов работы транзисторов и разбаланс между внутренними и внешними ячейками схемы, что также вызывает паразитную генерацию.

Для подавления паразитной генерации специалисты фирмы Mitsubishi [2] предложили использовать схемы с восемью транзисторными ячейками (рис. 1).



Рис. 1. Топология GaAs HEMT с элементами схем согласования

Восемь транзисторных ячеек разделены на четыре блока, в каждом блоке – по две ячейки. Причем количество транзисторных ячеек в блоке было выбрано таким образом, чтобы длина цепи ОС не превышала критического размера, при котором возникает паразитная генерация. Для исключения паразитной генерации, вызываемой дисбалансом между блоками, рядом с кристаллом в цепях согласования были размещены изолирующие резисторы.

На рис. 2 представлены используемые согласующие цепи, сформированные из четвертьволновых микрополосковых отрезков. Первые согласующие секции состоят из четырех микрополосковых линий, каждая из которых связана с транзисторными ячейками с помощью отрезков проволоки. Вторые согласующие секции служат делителем со стороны входа транзистора или сумматором со стороны его выхода. Как видно из рисунка, в схеме могут проявляться две цепи паразитной генерации. Более длинная обозначена как цепь «*A*», а более короткая – как цепь «*B*».



Рис. 2. Схемы согласования транзистора

Для экспериментального исследования были изготовлены опытные образцы, в которых цепи питания выполнялись на отдельных подложках. Измерения проводились на частотах, соответствующих диапазонам *S* и *C*. Паразитная генерация не наблюдалась.

С появлением конструкции ГИС СВЧ-диапазона с двухъярусным расположением кристаллов ПТШ [3; 4] проблема подавления генерации остается актуальной.

Как показывает анализ конструкций, некоторые ПТШ состоят из нескольких отдельных транзисторных ячеек, которые объединены единым топологическим рисунком металлизации с целью наращивания их мощности [5]. Особенностью такой конструкции является сравнительно близкое расположение объединяемых отдельных транзисторных ячеек (или секций) – всего несколько микрон – и достаточно короткие связи между ними.

В ГИС с двухъярусным расположением кристаллов [4, рис. 1] отдельные транзисторные секции расположены на разных кристаллах. Однако расстояние между этими секциями должно быть также мало и соизмеримо с расстоянием между ними, когда они выполнены в составе одного кристалла. В этом случае естественным было бы ожидать отсутствия паразитной высокочастотной генерации, обусловленной дисбалансом сигналов между транзисторными секциями («ячейками» – в терминологии работы [5]).

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

Экспериментальная проверка возможности подавления паразитной генерации за счет уменьшения расстояния между кристаллами и малых длин связей между транзисторными секциями проведена на частотах 3...6 ГГц.

В работах [4, 6] представлены результаты исследования опытных образцов, которые подтверждают правильность данного предположения. Паразитная генерация наблюдалась на первой партии ГИС СВЧ с достаточно большим расстоянием между кристаллами (порядка ста микрон). Однако на других партиях с расстояниями между кристаллами ПТШ, примерно равными расстояниям между отдельными секциями в кристалле, генерация не наблюдалась.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате рассмотрения предшествующих разработок в области подавления высокочастотной паразитной генерации в ГИС СВЧ-диапазона, анализа конструкций транзисторных структур ПТШ и экспериментальных данных по реализации ГИС СВЧ двухъярусных транзисторных сборок (или составного двухкристального ПТШ) удалось получить ГИС, на которых при рабочих частотах 3...6 ГГц высокочастотная генерация не возникала, а также уточнить критические размеры разрабатываемых ГИС СВЧ для успешного подавления генерации уже в процессе их создания.

ЛИТЕРАТУРА

1. Разработка линейных транзисторных усилителей СВЧ с выходной мощностью 0,7 Вт в диапазонах частот 1...2 и 2...4 ГГц с коэффициентом усиления не менее 33 дБ: науч.–техн. отчет / ФГУП «НПП «Исток; *Гаврилов И.А., Былкин В.И., Карпов Ю.В.* – Фрязино, 2001. – № 9 – 9176.

2. GaN HEMT с выходной мощностью 140 Вт в диапазоне 5 ГГц // Новости СВЧ-техники. – Фрязино: ФГУП «НПП «Исток». – 2006. – №7. – С. 5–8.

3. *Иовдальский В.А.* Новая концепция сложения мощности кристаллов ПТШ в ГИС усилителей мощности СВЧ-диапазона / Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2006. – Вып. 1(487). – С. 44–51.

4. Иовдальский В.А., Лапин В.Г., Пчелин В.А. Двухъярусная транзисторная сборка для усилителей мощности СВЧ-диапазона // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2009. – Вып. 4(503). – С. 38–41.

5. *Иовдальский В.А., Пчелин В.А., Лапин В.Г.* Составной двухъярусный транзистор для усилителей мощности СВЧ-диапазона // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2010. – Вып. 4. – С. 65–71.

6. GaN-усилитель с выходной мошностью 200 Вт в *С*-диапазоне // Новости СВЧ-техники. – Фрязино: ФГУП «НПП «Исток». – 2009. – № 5,6. – С. 8–10.

Статья поступила 5 декабря 2009 г.

УДК 621.385.6:621.3.032.213

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЭЛЕКТРОНАГРЕВАТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ ТКАНЫХ УГЛЕГРАФИТОВЫХ МАТЕРИАЛОВ ДЛЯ БОРЬБЫ С ОБЛЕДЕНЕНИЕМ АНТЕНН СВЧ-ДИАПАЗОНА

Ю. А. Коваленко, А. Н. Ермилов, В. И. Алехина, Д. С. Королев

ФГУП «ВЭИ им. В. И. Ленина», г. Москва

Предложено для борьбы с обледенением параболических антенн СВЧ-диапазона использовать нагреватели на основе тканых углеграфитовых материалов. Тепловой КПД предлагаемой конструкции нагревателя составляет 90...93 %. Прогнозируемый срок службы (по резистивному элементу) – сотни тысяч часов.

Heaters based on woven carbon-graphite materials were proposed to use against icing of parabolic microwave antenna. The thermal efficiency of the proposed heater design is 90...93 %. The expected life (by resistive element) – hundreds of thousands of hours.

КС: <u>параболическая антенна, СВЧ-диапазон, обледенение, электронагреватель, углеграфитовый</u> <u>материал</u>

Keywords: parabolic antenna, microwave range, icing, electroheater, carbon-graphite material

1. В В Е Д Е Н И Е

Одной из частых причин нестабильной СВЧ-связи в зимних условиях является обледенение передающей антенны. Появление слоя льда толщиной, сравнимой с длиной волны, приводит к искажению и расширению диаграммы направленности и соответствующему ослаблению передаваемого сигнала. Увеличение СВЧ-мощности не всегда дает положительный эффект. Желательно иметь антенну такой конструкции, при которой процесс обледенения практически исключается.

Известно, что обогрев тыльной части антенны является надежным средством борьбы с обледением. В связи с этим целесообразно провести оценку мощностных характеристик нагревателя, который бы с заданной вероятностью обеспечивал работоспособность антенны в широком диапазоне метеорологических условий, характерных для заданной климатической зоны.

2. ТЕПЛОВЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРОНАГРЕВАТЕЛЬНОМ УСТРОЙСТВЕ С МНОГОСЛОЙНЫМ КОНТАКТНЫМ ПОДОГРЕВАТЕЛЕМ

Конструкция многослойного контактного подогревателя представлена на рис. 1. В его состав входят: *1* – защитный алюминиевый экран (толщина – 2 мм); *2* – теплоизолирующий пенопластовый слой (10 мм); *3* – электроизолирующий текстолитовый слой (0,5 мм); *4* – подогреватель из ленточного углеграфитового материала; *5* – электроизолирующий текстолитовый слой (0,5 мм); *6* – рефлектор антенны (4 мм); *7* – слой наледи (40 мм).

Необходимо определить распределение температуры по толщине слоев такой композиции при различных энергетических характеристиках подогревателя для ряда условий теплообмена с окружающей средой.

Так как процесс теплообмена в рассматриваемом случае связан не только с разогревом конструкции подогревателем, но и плавлением наледи на границе раздела поверхность рефлектора – лед, и образованием льда из атмосферы, то система дифференциальных уравнений, описывающих процесс тепломассопереноса, имеет вид [1]:



Рис. 1. Конструкция многослойного контактного подогревателя

$$\begin{cases} c_{qk}\rho_{0k}\frac{dT_k}{dt} = \operatorname{div}(\lambda_{qk}\nabla T_k) + \varepsilon_k\theta_k\rho_{0k}c_{mk}\frac{dQ_k}{dt}, \end{cases}$$
(1)

$$c_{qk}\rho_{0k}\frac{dQ_k}{dt} = \operatorname{div}\left(\lambda_{qk}\nabla Q_k\right) + \lambda_{qk}\delta_k\nabla T_k,$$
(2)

где индекс k = 1, 2, ..., n обозначает номер слоя, входящего в состав многослойной конструкции; c_{qk} – удельная теплоемкость; ρ_{0k} – плотность; T_k – температура в слое k; t – время; λ_{qk} – коэффициент теплопроводности; e_k – критерий фазового превращения воды в лед (в области отрицательных температур $e_k = 1$); u_k – теплота фазового превращения; $c_{mk} = 0,622...1,0$ – удельная массоёмкость [1]; Q_k – потенциал массопереноса; δ_k – термоградиентный коэффициент.

Решение системы уравнений (1), (2) определяется условиями однозначности, которые запишутся в общем виде следующем образом:

при
$$t = 0 \Rightarrow \begin{cases} T = f_1(r), \\ Q = f_2(r). \end{cases}$$
 (3)

На границах слоев имеет место равенство потенциалов тепло- и массопереноса и потоков тепла и вещества при $r = l_k (k = 1, 2, ..., n)$.

На наружных поверхностях (r = 0; $r = l_n - 1$), где происходит тепло- и массообмен с окружающей средой, граничные условия имеют вид

$$-\lambda_{q1} \frac{dT_1(0,t)}{dx} + j_{q0}(t) + (1 - \varepsilon_1)\rho_1 j_{m0}(t) = 0,$$
(4)

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 4(507), 2010

77

$$\lambda_{m1} \frac{dQ_1(0,t)}{dx} + \lambda_{m1} \delta_1 \frac{dT_1(0,t)}{dx} + j_{m0}(t) = 0,$$
(5)

$$-\lambda_{qn}\frac{dT_n(0,t)}{dx} + j_{ql}(t) + (1-\varepsilon_n)\rho_n j_{ml}(t) = 0,$$
(6)

$$\lambda_{mn} \frac{dQ_n(0,t)}{dx} + \lambda_{mn} \delta_n \frac{dT_n(0,t)}{dx} + j_{ml}(t) = 0, \tag{7}$$

где $j_q(t)$ и $j_m(t)$ – соответственно потоки тепла и вещества от поверхности многослойного тела, λ_{mk} – коэффициент массопроводности (k = 1, 2, ..., n).

Необходимо отметить, так как граничные условия носят вероятностный характер, то для практики важно не только определить нестационарное температурное поле, но и получить ответ на вопрос [2-8]: какова вероятность успешного функционирования системы при различных сочетаниях климатических факторов? Наиболее короткий путь получения ответа на этот вопрос – решение стационарной задачи, являющейся, по существу, пределом, к которому стремится нестационарное решение.

3. УСТАНОВИВШИЙСЯ РЕЖИМ

Распределение температуры в установившемся режиме зависит от характера теплообмена с окружающей средой. Если, по крайней мере, на одной из внешних граничных поверхностей коэффициент теплообмена не равен нулю, то установившийся режим осуществляется в форме стационарного режима. По достижении стационарного режима температура в каждой точке не изменяется, так как энергия источников, которая продолжает выделяться внутри тела вследствие теплообмена, полностью переходит в окружающую среду. Так как $dT_k/dt = 0$, то система уравнений, описывающая стационарное распределение температуры в многослойной системе, имеет вид

$$\begin{cases} \lambda_k \nabla^2 T_k + w_k(r) = 0, \\ \lambda_k \frac{dT_k}{dr} = \lambda_{k+1} \frac{dT_{k+1}}{dr}, \\ T_k = T_{k+1}, \quad k = 0, 1, 2, ..., n, \\ \lambda_1 \frac{dT_1}{dr} + \alpha_{01} \left(T_{cp} - T_1 \right) = 0, \\ -\lambda_n \frac{dT_n}{dr} + \alpha_{n,n+1} \left(T_{cp} - T_n \right) = 0, \end{cases}$$
(8)

где *w_k* – удельная мощность нагрева.

При охлаждении поверхности под действием ветра коэффициенты α_{01} определяются из эмпирических соотношений $\alpha_{01} = 5(v_{01})^{0.8}$ (Вт/(м²·К)), где v – скорость ветра, м/с.

В установившемся режиме решение системы имеет вид

$$T_k = -w_k \frac{h_k^2}{\ell_k} + A_k r + B_k.$$
⁽⁹⁾

Постоянные A_k , B_k определяются из условий вида (8), (9) для внешних и внутренних границ раздела. Для определения границы раздела вода–лед введем дополнительное условие на границе фаз (°C):

$$T_{\phi.\text{вода}} = T_{\phi.\text{снег}} = 0. \tag{10}$$

Совокупность уравнений (8)...(10) полностью описывает стационарное состояние многослойной структуры.

Решение системы уравнений сводится к решению системы нелинейных уравнений:

$$\begin{cases} \left(\alpha_{89}\frac{\lambda_{1}}{\lambda_{8}}h_{8}+\lambda_{1}\right)x-\alpha_{89}\frac{\lambda_{1}}{\lambda_{8}}xy+\alpha_{89}w_{4}\frac{h_{4}}{\lambda_{8}}y=\alpha_{89}w_{4}h_{4}\frac{h_{8}}{\lambda_{8}}+w_{4}h_{4}+\alpha_{89}T_{\rm cp},\\ \lambda_{1}\left(\frac{1}{\alpha_{01}}+\sum_{i=1}^{6}\frac{h_{i}}{\lambda_{i}}\right)+\frac{\lambda_{1}}{\lambda_{7}}xy-w_{4}\frac{h_{7}}{\lambda_{7}}y=w_{4}\frac{h_{4}^{2}}{2\lambda_{4}}+w_{4}h_{4}\left(\frac{h_{5}}{\lambda_{5}}+\frac{h_{6}}{\lambda_{6}}\right)-T_{\rm cp}, \end{cases}$$
(11)

где $x = A_1$; y – толщина прослойки воды между поверхностью антенны и льдом.

Последнюю систему можно представить в виде

$$\begin{cases} A_{11}x + A_{12}xy + A_{13}y = B_1, \\ A_{21}x + A_{22}xy + A_{23}y = B_2. \end{cases}$$

Учитывая, что $A_{13}A_{22} - A_{12}A_{23} = 0 \Rightarrow x = \frac{B_1A_{22} - B_2A_{12}}{A_{11}A_{22} - A_{21}A_{12}}, \quad y = f_1(w_4, \alpha_{01}, T_{cp}).$

Однозначность решения последнего уравнения получается из условия $0 \le y \le h_8$ и сводится к решению системы неравенств

$$\begin{cases} f_1(w_4, \alpha_{01}, T_{cp}) > 0, \\ f_1(w_4, \alpha_{01}, T_{cp}) < h_8. \end{cases}$$
(12)

При фиксированных условиях теплообмена на поверхности α_{01} , α_{89} и заданной температуре окружающей среды T_{cp} решение системы неравенств (12) позволяет определить минимальную удельную мощность нагрева w_{min} , при которой начинается таяние снега (y = 0) на поверхности рефлектора, и максимальную мощность w_{max} , при которой происходит полное превращение снега в воду ($y = h_8$).

Задаваясь мощностью подогревателя из условия $w_{\min} < w_4 < w_{\max}$ и решая уравнение (12), определим толщину водяной прослойки на поверхности у. Подставляя найденное решение в систему (11), определяем $A_1 = x$. В свою очередь, температуру на границах слоев определяем из цепочки уравнений:

$$T_{01} = T_{\rm cp} + \frac{\lambda_1}{\alpha_{01}} A_1; \quad T_{12} = T_{01} + \frac{\lambda_1}{\lambda_1} A_1 h_1; \quad T_{23} = T_{12} + \frac{\lambda_1}{\lambda_2} A_1 h_2;$$

$$\begin{split} T_{34} &= T_{23} + \frac{\lambda_1}{\lambda_3} A_1 h_3; \quad T_{45} = T_{34} + \frac{\lambda_1}{\lambda_4} A_1 h_4 - \frac{w_4}{2\lambda_4} h_4^2; \\ T_{56} &= T_{45} + \frac{\lambda_1}{\lambda_5} A_1 h_5 - \frac{w_4}{\lambda_5} h_4 h_5; \quad T_{67} = T_{56} + \frac{\lambda_1}{\lambda_6} A_1 h_6 - \frac{w_4}{\lambda_6} h_4 h_6 \\ T_{78} &= 0 \implies \quad T_{89} = \frac{\lambda_1}{\lambda_8} A_1 \left(h_8 - Y \right) - \frac{w_4}{\lambda_8} h_4 \left(h_4 - Y \right). \end{split}$$

Минимальная удельная мощность подогревателя, при которой на поверхности начинается таяние льда, может быть определена из условия *у* = 0:

$$w_{\min} = \frac{\alpha_{89} T_{\rm cp} \left(1 + \alpha_{01} \sum_{i=1}^{7} \frac{h_i}{\lambda_i} + \frac{1}{\alpha_{89}} \right)}{h_4 \left(\alpha_{89} \frac{h_8}{\lambda_8} + 1 \right) \left(\alpha_{01} \left(\frac{h_4}{\lambda_4} - \sum_{i=1}^{3} \frac{h_i}{\lambda_i} \right) - 1 \right)}.$$
(13)

В таблице приведен один из результатов расчета распределения температуры на границах раздела слоев при варьировании температуры воздуха в диапазоне –(20...5) °С и скорости ветра 25 м/с.

$T_{\rm cp}, {}^{\rm o}{\rm C}$	Удельная мощность, Вт/м ²	Распределение температуры на границах раздела слоев, °С								
		T_{01}	T_{12}	T_{23}	T_{34}	T_{45}	T_{56}	T_{67}	T_{78}	
-20	1800	-13	-13	1,0	1,1	1,0	0,1	0,1	-2,5	
-15	1500	-10	-10	0,8	0,9	0,8	0,1	0,1	-2,0	
-10	940	-6,4	-6,4	0,5	0,6	0,5	0,1	0,1	-1,2	
-5	470	-3,4	-3,4	0,2	0,3	0,2	0,1	0,1	-0,4	

Анализ многочисленных данных расчетов для различных вариантов метеорологических условий и толщины теплоизоляции показывает: тепловой КПД подогревателя, определяемый как отношение доли теплового потока, направляемого в сторону излучателя, к полному тепловому потоку с подогревателя, может достигать 90...93 %. Это свидетельствует о разумности выбора толщин и материалов, входящих в состав конструкции подогревателя. Из этих же данных следует, что температуры T_{34} , T_{45} электроизоляционных элементов, непосредственно прилегающих к плоскому резистивному элементу, лежат в пределах 1...3 °С. Поэтому даже в случае относительно невысокого, 30 %-го коэффициента заполнения (отношение площади резистивного элемента к полной площади нагревателя) температура резистивного элемента не превысит 10 °С, что обеспечит продолжительность его эксплуатации сотни тысяч часов.

На рис. 2 показано распределение температуры по толщине многослойного подогревателя с геометрическими параметрами, описанными выше.

На рис. 3 приведены фазовые диаграммы, позволяющие определить целесообразность применения подогревателя с той или иной удельной мощностью в зависимости от параметров



Рис. 2. Распределение температуры по толщине рефлектора при температуре окружающей среды –30 °С, скорости ветра 25 м/с

и удельной мощности подогревателя 3 000 Вт/м², обеспечивающей разрушение обледенения



Рис. 3. Фазовые диаграммы подогревателя

окружающей среды (температуры и скорости ветра). Для области параметров среды $T_{\rm cp}$ и V, лежащих выше соответствующей кривой, подогреватель обеспечит разрушение снежного покрова. Например, заштрихованная часть значений $T_{\rm cp}$ и V на рис. 3 показывает область, в которой подогреватель с удельной мощностью 400 Вт/м² обеспечит разрушение обледенения.

Если диапазоны температур T и скорости ветра V равновероятны, то отношение площади, лежащей выше кривой постоянной удельной мощности, к площади TV будет означать вероятность J успешного применения подогревателя с выбранной удельной мощностью. Так как в 98 % случаев снег существует тогда, когда температура окружающей среды лежит в диапазоне -15...0 °C, то разумно вероятность рассматривать именно в этом диапазоне температур.

На рис. 4 показана зависимость *J* от удельной мощности подогревателя. Видно, что при удельной мощности 400 Вт/м² эффективность подогревателя составляет 70 %.



Рис. 4. Зависимость вероятности разрушения ледяного покрытия от удельной мощности подогревателя

4. ВЫВОДЫ

1. Процесс таяния снега носит многофакторный статистический характер. Наибольший коррелятивный вес имеет температура окружающей среды. Наибольшее число случаев наноса снега приходится на диапазон температур –15 ...0 °С.

2. Тепловой КПД предлагаемой конструкции подогревателя, определяемый как отношение доли теплового потока, направляемого в сторону излучателя, к полному тепловому потоку с подогревателя, составляет 90...93 %, что свидетельствует о разумности выбора толщин и состава материалов, входящих в конструкцию подогревателя.

3. Прогнозируемый срок службы подогревателя (по резистивному элементу) составляет сотни тысяч часов.

4. В диапазоне температур –15…0 °С при скорости ветра до 25 м/с и удельной мощности подогревателя 400 Вт/м² вероятность эффективного применения подогревателя – не менее 70 %.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лыков А.В., Михайлов Ю.А. Теория тепло- и массопереноса. – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1963. – 536 с.

2. Исаев А.А. Научно-прикладной справочник по климату Москвы. Сер. 2/А. – М.: Изд. МГУ, 2002. – 156 с.

3. Климат Москвы за последние 30 лет. – М.: Гидрометеоиздат, 1989. – 323 с.

4. Климат Москвы и Московской области / Под ред. Ф.Я. Климова. – М.: Гидрометеоиздат, 1982. – 439 с.

5. Справочник эколого-климатических характеристик г. Москвы. Т. 1. – М.: Изд. МГУ, 2003. – 308 с.

6. *Комаров В.С., Попов Ю.Б., Суворов С.С.* Динамико-стохастические методы и их применение в прикладной метеорологии. – Томск: Изд. ИАО Сиб. отд. РАН, 2004. – 235 с.

7. Метеорологические нагрузки на различные сооружения // Прикладная климатология: сб. статей / Под ред. М.В. Заварина – Л.: Гидрометеоиздат, 1973. – 190 с.

8. Прикладная климатология: сб. статей / Под. ред. А.А. Гербургер-Гейбович. – Моск. филиал геогр. об-ва СССР, 1974. – 96 с.

Статья поступила 7 июля 2010 г.

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

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

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

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

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

3. Статья должна быть подготовлена в текстовом редакторе MS Word для Windows и передана в виде файла (формат DOC или RTF), записанного на магнитном (FDD 3,5") 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 – Times New Roman и Symbol. Размер шрифта основного текста – 12 пунктов, примечаний и ссылок – 10 пунктов. Устанавливаемый размер бумаги – А4 (210 × 297 мм).

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

5. Иллюстрации к статье представляются в виде отдельных файлов.

Рисунки выполняются в соответствии со следующими требованиями:

растровые рисунки – в формате TIFF, разрешение 300 точек/дюйм (для полутоновых фотографий допускается формат JPEG, для рисунков – формат GIF); векторная графика – в формате CorelDRAW, WMF;
 размер рисунка – не более 17 × 20 см;

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

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

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

На весь иллюстративный материал должны быть ссылки в тексте.

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

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

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

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

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

11. Плата с аспирантов за публикацию рукописей не взимается.

КАТАЛОГ информационных изданий на 2011 г.

Проводится подписка на следующие виды изданий:

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

писки – 1180 руб.,

включая НДС (18 %).

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 – 1180 руб.,

включая НДС (18 %).

Для оформления подписки необходимо произвести оплату по указанным ниже банковским реквизитам:

ФГУП «НПП «Исток», ИНН 5052002576, р/с 40502810640480100019, «Сбербанк России» г. Москва, БИК 044525225, к/с 3010181040000000225, ОКПО 07622667,

ОКОНХ 95120, КПП 509950001, ОСБ 2575 г. Щелково

и выслать копию платежного поручения и бланк-заказ по адресу: 141190, г. Фрязино, Московская обл., ул. Вокзальная, 2а, ФГУП «НПП «Исток», НИО-100; тел./факс: (495)465-86-12.

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

3 А К	A 3
Прошу принять подписку на «	» на 2011 г. и направлять по адресу:
Куда	
(почтовый ин	декс, адрес)
Кому (название ор	рганизации)
Заказ оплачен платежным поручением №	дата
	29 <i>2</i> 12

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

СЕРИЯ 1

«СВЧ-ТЕХНИКА»

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ СБОРНИК

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

Подписано к печати	Усл. п. л. 10,5	Формат 60×88 ^{1/8}
06.12.2010 г.	Учизд. л. 11	Тираж 500
Заказ № 540	Индекс 36292	9 статей

ФГУП «НПП «Исток» 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>, info@istokmw.ru

Электронная техника. Сер. 1, СВЧ-техника, 2010, вып. 4(507), с. 1-84

Подписной индекс 36292 в каталоге агентства «Роспечать»